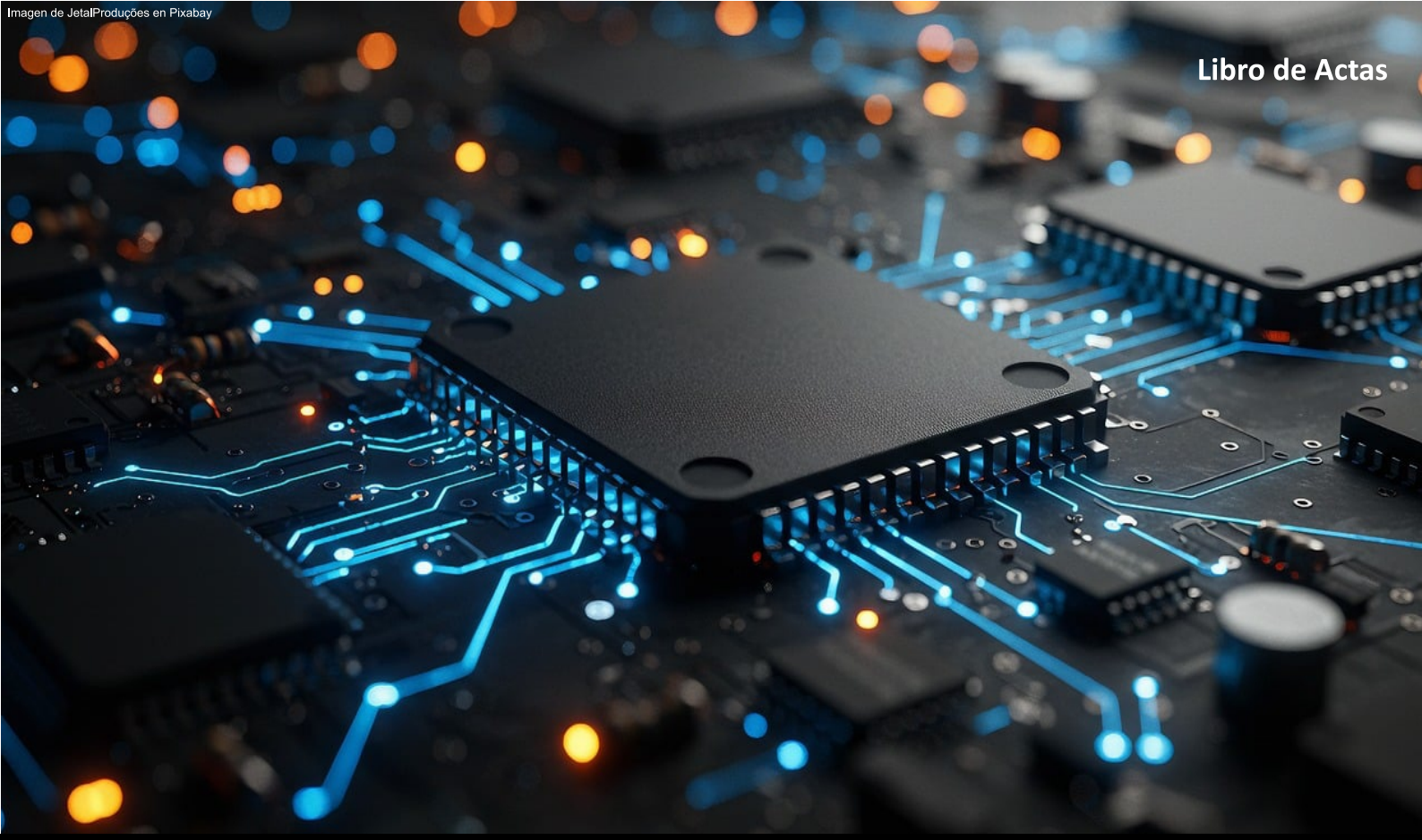
Imagen de JetalProduções en Pixabay

Libro de Actas



5to Congreso Virtual de Microcontroladores y sus Aplicaciones

06/10 al 09/10 de 2025

Facultad Regional Paraná

Universidad Tecnológica Nacional
Departamento de Ingeniería Electrónica
Laboratorio de Técnicas Digitales

AJEA Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN

Quinto Congreso Virtual Los Microcontroladores y sus Aplicaciones / Valery Andrea Abarca Avendaño ... [et al.] ; Adaptado por Raúl Manuel Caballero ; Compilación de Raúl Manuel Caballero ... [et al.] ; Coordinación general de Raúl Manuel Caballero ; Director Raúl Manuel Caballero ; Enrique Sergio Burgos. - 1a ed. - Ciudad Autónoma de Buenos Aires : Universidad Tecnológica Nacional, 2025.

Libro digital, PDF

Archivo Digital: descarga y online
ISBN 978-950-42-0256-1

1. Microcontroladores. 2. Electrónica Digital. 3. Sistemas de Información. I. Abarca Avendaño, Valery Andrea II. Caballero, Raúl Manuel, adapt. III. Caballero, Raúl Manuel, comp. IV. Caballero, Raúl Manuel, coord. V. Caballero, Raúl Manuel, dir. VI. Burgos, Enrique Sergio, dir.

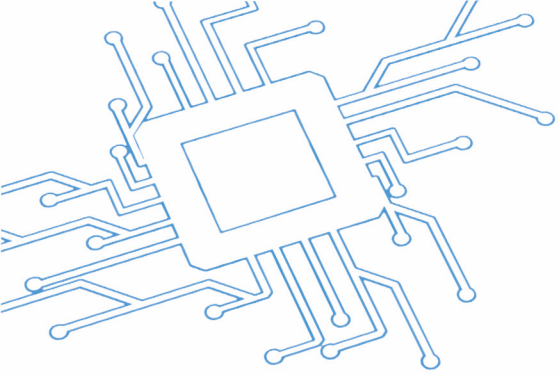
CDD 629.892

Libro de Actas
5to Congreso Virtual Los Microcontroladores y sus Aplicaciones
Fecha del Congreso: 06/10 al 09/10 de 2025
Lugar de las Jornadas: Facultad Regional Paraná, Entre Ríos, Argentina
Formato: Virtual

DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025
ISBN: 978-950-42-0256-1
Fecha de Publicación: 12/2025



Esta obra está bajo una licencia de Creative Commons Reconocimiento–NoComercial 4.0 Internacional.





5to Congreso Virtual

de Microcontroladores y sus Aplicaciones

del 6 al 9 de octubre de 2025
Facultad Regional Paraná
www.frp.utn.edu.ar

Actas

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Tabla de Contenidos

Información sobre el Congreso

Importancia Pág.12
Congreso Virtual / Comité Organizador / Avales al Congreso Pág.13
Objetivos / Ejes Temáticos Pág.14
Metodología Pág.16
Ponencias / Material Pág.17
Ventajas Pág.18
Sobre los asistentes al Congreso Pág.19
Políticas de Datos Pág.24
Seminarios Virtuales / Seminarios realizados durante el Congreso Pág.25
Costos / Cronograma / Encuesta Final Pág.29
Afiche Pág.37
Portada del Sitio Web Pág.38
Resúmen de Congresos Anteriores Pág.39

Trabajos

Aplicaciones en Bioelectrónica

Diseño de un canal de medición opto-electrónico para la medición de la concetracion de ozono en gas Pág.45
Luís Miguel Echevarría Rodríguez.

Exploración de Algoritmos Cuánticos Adaptativos para la Cancelación de Ruido en PPG: Comparativa entre LMS y q-LMS Pág.56
Minerva Gpe. Vázquez Domínguez; Daniel Vargas Dávila; Brayans Becerra Luna; Raúl Martínez Memije; Juan Gerardo Avalos Ochoa; Juan Carlos Sánchez García.

Biosensores para la medición de glucosa en sangre Pág.61
Rubén Roberto Navarro; Carlos Ignacio Colombo; Federico de la Rosa.

Implementabilidad de la detección de la frecuencia cardíaca en dispositivos portátiles Pág.66
Manuel Merino-Monge; Clara Lebrato-Vázquez; Juan A. Castro-García; Gemma Sánchez-Antón; Alberto J. Molina-Cantero.

Modelado de Señales EMG del Antebrazo Usando el Algoritmo Recursivo de Mínimos Cuadrados Pág.70
José Fernando Sánchez Bello; Fernando Reyes Cortés; Pablo Sánchez Sánchez; Aidee Montiel Martinez; José Eligio Moisés Gutiérrez Arias; Alexandre Zemliak.

Uso de IoT para un Dosificador Automático y Monitoreo de Sensores para el Estudio de Alzheimer en Roedores de Laboratorio: Avances y Resultados Preliminares Pág.77
Agusti Jofre Pasinetti; Roberto M. Murdocca; Sergio F. Hernandez Velazquez.

Simulador de RCP Neonatal basado en sistemas embebidos para entrenamiento clínico accesible Pág.83
Gustavo Alberto Di Stefano; Silvana Claudia Juarez.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Propuesta de metodología de una pulsera inteligente para la corrección postural de muñeca mediante sensores de bajo costo Pág.88
Selena Cuornooh Rodríguez; María Melissa Bello Simón; Ronaldo Rodriguez Vega

Sistema de medición del nivel de glucosa en sangre con interfaz neurosensorial Pág.96
Rubén Roberto Navarro; Oscar Rodolfo Gálvez; Daniel Alberto Caneda.

Monitoreo Inteligente de Salud Domiciliaria: Desarrollo de Prototipos Híbridos IoT/ML con Microcontroladores ESP32 para Detección de Anomalías en Tiempo Real Pág.102
Carlos Torres; Salvador Nuñez; Reinaldo Scappini; Jorge Roa; Raul Montiel; Sergio Gramajo.

Entrenador educativo de Reanimación Cardiopulmonar (RCP) Pág.107
Ivana Andrea Trento; Ginés Gonzalo Villalobo; Jorge Sisques Frasca; Carlos Marcelo Belzunce; Brayam Eric Llampa; Saúl Matías Padilla Mollo; Jair Habib Herrera; Sabrina Higgimbotton; Emanuel Morales; Luciano Andrés de Vicente; Rodolfo Gustavo Aguilar; Leonardo Esteban Porco.

Aplicaciones en Conectividad y Comunicaciones

Automatización de pruebas en dispositivos OpenWrt y LibreMesh mediante Labgrid y Pytest Pág.116
Javier Alejandro Jorge; Victor Spehar; Franco Riba.

El impacto de la blockchain en la salud humana: una revisión Pág.121
Pablo Femández-Alcántara; Clara Lebrato-Vázquez; Noelia Navarro-Moreno; Manuel Merino-Monge; Juan A. Castro-García.

Sistema Embebido en FPGA para Receptores GNSS Pág.129
Juan Gabriel Díaz

Diseño de un Sistema de Control Activo de Ruido para el Interior de la Cabina de un Automóvil Pág.137
Daniel Vargas Dávila; Juan Gerardo Avalos Ochoa; Ángel Alfonso Vázquez Piña; Juan Carlos Sánchez García; Guillermo Avalos Arzate; Giovanny Sánchez Rivera.

Monitoreo y Medición de RF en el Entorno Urbano de Bahía Blanca basado en SDR Pág.141
Guillermo Héctor Reggiani; Lorenzo De Pasquale; Juan Francisco Loidi; Tomás Alejo De Caso; Oscar Alfredo Conde.

Sistema de adquisición y visualización de datos climáticos mediante ESP32 e IoT Pág.145
Juan C. Urquiza; Ramiro E. Pereira; Roberto M. Murdocca; Sergio F. Hernandez Velazquez.

Las guerras del futuro, Aplicaciones militares de las redes 6G Pág.151
Rubén Roberto Navarro; Ángel Martin Leal; Federico de la Rosa.

Módulo de entradas y salidas remotas a través del protocolo Modbus TCP Pág.156
Gustavo Auyero.

Aplicaciones en Ecología

Incubadora para la germinación de semillas usando microcontroladores Pág.168
Esteban Rojas Jiménez.

Breve Resumen de la Evolución de los Registradores de Datos en el SECELEC-CENPAT Pág.173
Marcos Crozzolo; Gonzalo Enrique Lana.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Invernadero inteligente Pág.179
Laura Vanessa Morales Mora; Jordan Isaac Quesada Salas; Esteban Rojas Jiménez.

Integración, almacenamiento, monitoreo en tiempo real y envío de alertas en base a datos de sensores de variables ambientales Pág.184
Leonardo J. Navarria; Guillermo D. Rodríguez; Ricardo E. García.

Determinación de la distancia a destino y rumbo en vehículo no tripulado de superficie ... Pág.189
Zaradnik, Ignacio José; Salvatore, Luciano; Slawiski, Javier; Lupi, Oreste Daniel.

Aplicaciones en Educación y Enseñanza

Diseño de un oscilador de puente de Wien con control digital mediante arduino y Matlab.... Pág.195
Yeison Stiven Henao; Julián Esteban López; Ramiro Alejandro Plazas Rosas.

PARKCONTROL: Sistema Automatizado de Gestión de Cupos para Estacionamientos Pequeños Pág.199
Gilberth Abarca Barahona; Esteban Rojas Jiménez.

Estación de monitoreo agrícola con un brazo robótico Pág.204
Abarca Avendaño Valery; Chacón Carvajal Dashyra; Fonseca Vargas Joseph.

Placa Educativa Logic Tester Pág.211
Esteban Thousbourne; Moisés Valencia Rocha; Esteban Rojas Jiménez.

Detector de Humo y Temperatura Pág.219
David Jiménez; Josue Vargas; Esteban Rojas Jimenez.

Soldadura y Entrenamiento en Chips BGA: Estudio comparativo de procesos Pág.226
Gustavo Rodríguez; Diego Brengi; Sergio Guberman; Marcelo Acevedo.

Tablero didáctico para prácticas académicas del protocolo CAN BUS Pág.232
Daniel Márquez; Walter Wagner; Agustín Zuliani.

Laboratorios Remotos con Microcontroladores para Carreras Tecnológicas y de Salud en Contextos Dispersos Pág.244
Alejandro M. Rapallini; Carla Romina Iralde; José A. Rapallini; Omar E. Rodríguez; Nazareno Campos; Nehemías Ariel Nehuén; Isabel Ñañez.

Diseño y Desarrollo de un Prototipo de Bastón Háptico Para Enseñanza Académica Pág.249
Pablo Matias Madrid; Jordán Francisco Insfrán; Javier Eduardo Diaz Zamboni.

Desarrollo de una PCB para la enseñanza del IoT Pág.254
Valente Vázquez-Velázquez; Ricardo López-López; Donají X. Cruz-López; Fernando Angeles-Uribe; Luis A. Ramirez-Bermudez; Katia M. Villarnobo-Gonzalez.

Diseño, Implementación y Validación de un Shield de Adquisición de Bajo Costo para Ensayos de Desgaste Pág.261
Nicolás Urbano Pintos; Nehuen Pocovi; Maximiliano Zanin.

Equipo microcontrolado para el estudio de la variación de la resistividad eléctrica a lo largo del año Pág.266
Mario R. H. Chury; Adrián Silva Busso.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Sistema de Medición de Permeabilidad: desarrollo de electrónica básica para prueba de concepto Pág.270
Agustin Avendaño; Gerardo Imbrioscia; Geronimo Espinosa; Agustin Ceccacci; Dario Tzvir; Mauro Alori; Jonathan Angiano; Fabio Marano; Pablo Caron.

Péndulo invertido como herramienta experimental de estrategias de control para formación universitaria Pág.277
Saiki, Marcelo Antonio; Singls, Andrés; Fernández Figueroa, David; Gutiérrez, Francisco Guillermo.

Diseño e implementación de una interfaz para gestión de trabajos en cluster para cómputo paralelo Pág.282
Constantino A. Palacio; Jorge R. Osio.

Banco de Pruebas para el Control Activo de Tensión en el Bobinado de Núcleos Toroidales..Pág.287
Gerardo G. Ghiguly; Josefina M. Silveyra; Juan M. Conde Garrido.

Aprendizajes resignificados abordando respiradores asistidos en entornos formativos...Pág.292
Santino Calderón; Daniel Musso; Juan Cruz Armando; Rodolfo Podadera.

Aplicaciones de uso Hogareño

Cerradura Digital Mecanizada.....Pág.303
Jose Daniel Hernández Serrano; Esteban Rojas Jiménez.

Aplicaciones en Inteligencia Artificial

Implementación de un modelo de inteligencia artificial en sistemas embebidos.....Pág.308
Marcos Darío Aranda; Paola Inés Beltramini; Juan Pablo Moreno; Jesús Eduardo Cano; Luis Daniel Villagrán; Ivanna Lazarte.

Procesamiento en el borde con Raspberry Pi AI Camera: evaluación del sensor IMX500 .....Pág.313
Julio Darío Solís Leyes; Jesús R. García; Ricardo Petrino.

Diseño de un sistema de medición con sensor espectroscópico para detectar adulterantes en la leche Pág.317
Ing. Jonathan Raidel Valdés Alonso; Esteban Acevedo Santana; Reysel Cepero Ruíz.

Somnolencia al Volante: Detección no invasiva basada en Visión Artificial y Deep Learning ..Pág.328
Sebastián M. Heredia; Ricardo Petrino; Jesús R. García.

Implementación de un modelo simple de aprendizaje de señales sensoriales en ESP32 .....Pág.335
Gustavo Monte; Pablo Garcia Bruna; Mariana Herrera.

Implementación de red neuronal hibrida con computación analógica y digital.....Pág.341
Rubén Roberto Navarro; Claudio Hernán Lauxmann; Lucas Miguel Córdoba.

Diseño de un sistema computacional híbrido para robot de enjambre en exploración espacial ..Pág.347
Rubén Roberto Navarro; Carlos Ignacio Colombo; Federico de la rosa.

Aplicaciones en la Industria y Control de Potencia

Arquitectura modular basada en Arduino para detección y clasificación de rizado en fuentes DC.....Pág.355
Jean Camilo Lara Castillo; Mateo Ortiz Solano; Ramiro Alejandro Plazas Rosas.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Desarrollo e implementación de un medidor inteligente de energía eléctrica.....Pág.359
Matías Manzin; Leonardo J. Navarria; Leandro Libutti; Diego Montezanti; Santiago Medina.

PLC de Bajo Costo Basado en el Microcontrolador PIC18F4520 A&P-PIC PLC.....Pág.365
José Miguel Miranda Arvizú; Julián Pérez Espinoza; Esteban Rojas Jiménez.

Desarrollo de ESC para motores BLDC sin sensores de posición, basado en microcontrolador de la gama STM32 .....Pág.371
Francisco Castel.

Control digital basado en linealización por realimentación de un convertidor boost aplicable a un sistema de almacenamiento de energía undimotriz.....Pág.384
Agustín Olarce; Marcos Judewicz; Rogelio Garcia Retegui; Marcos Funes.

Análisis de Vibraciones en Máquinas Industriales mediante Microcontroladores.....Pág.391
Facundo Oyola.

Sistema Automatizado de Paletización con Brazo Robótico y Cinta Transportadora Pág.405
Lucas Adriel Cusit; Tomás Polinelli; Alan Monzon Caceres; Pablo D´angelo.

Implementación de un sistema de identificación de plantas de primer orden mediante el microcontrolador PIC18F4550.....Pág.409
Juan Rodríguez.

Modelo vectorial de la máquina de corriente alterna trifásica simétrica Pág.413
Pablo Oscar Cayuela.

Medición de nivel de agua utilizando el principio de vaso comunicante Pág.416
José Adrián Lucca Martín; Matías Marruco; Francisco Guillermo Gutiérrez; Mario Modesti.

Resolución de secuencias de diagramas de contactos (ladder) mediante autoenclavamiento ..Pág.421
Pablo Oscar Cayuela.

Aplicaciones de Internet de las Cosas IoT

Control de filamentos empleados en impresión 3D mediante cámara ESP32 y Raspberry Pi Pág.426
Rubén Sahuquillo Redondo; Fernando Rivera-López.

Diseño e implementación preliminar de sistema Plug and Play basado en el microcontrolador PIC18F4550 .....Pág.434
Ransel Camacho Chavarría.

Refuncionalización de Limnímetros para Medición en Tiempo Real del Nivel del Agua en Zonas de Interés Productivo.....Pág.439
Leonardo J. Navarría; Facundo Ireba.

Impedancímetro orientado al diseño, construcción y medición de una antena de ferrita variable Pág.444
Brian Maximiliano Gluzman; Juan Alberto Etcheverry; Alejandro José Uriz; Ramiro Avalos Ribas; Joaquín Sebastián Aga; Victoria Carla Torres.

Red de Medidores Inteligentes con LoRaWAN.....Pág.452
Juan M. López; Esteban A. Zapirain; Marcos Funes; Patricio Donato.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Sistema de Telemetría de Bajo Consumo para el Monitoreo Ambiental en Plantaciones de Plátano Afectadas por la Sigatoka Negra.....Pág.459
Yurley Tatiana Tovar Martínez; Andrés Felipe Calvo Salcedo; Arley Bejarano Martínez; Santiago Rojas Diez.

Monitorización del dimensionado de filamentos para impresión 3D mediante efecto Hall y filtro de Kalman 1D Pág.468
Fernando Rivera-López; Rubén Sahuquillo Redondo.

Sistema de telepresencia vehicular con control inmersivo mediante realidad virtual Pág.474
Agustín Cappiello; Matías Pereyra; Roberto M. Murdocca; Sergio F. Hernandez Velazquez.

Tecnologías para la Comunicación de Datos en IoT Wi-Fi HaLow (802.11ah) Pág.479
Guillermo Reggiani; Sergio Pellegrino.

SmartLab UNNOBA: Modernización de Prácticas de Laboratorio mediante la Integración de PLC y Herramientas IoT.....Pág.484
Romeo Picarel; Braian Ezequiel Bustelo; Mijael Andrés Koroluk; María Angela Lousa; Alexis Nahuel Mahuad; Matias Leonel Mango; Stefano Bettini Cirella; Valentino Scopelliti; Mónica Sarobe.

Diseño y Validación de un Sistema IoT para el Monitoreo de Residuos Sólidos en Contenedores Utilizando un Sensor ToF Multi-Zona Pág.490
Javier Martínez Fernández; Nicolas Quiroz Hernández; Ana María Rodríguez Domínguez; Roberto Olmos Pimentel; Mayra Vega Benitez.

Automatización y monitoreo IoT en tiempo real de pH y metano en un biorreactor anaeróbico piloto de tratamiento de aguas residuales Pág.498
José Manuel Ortellado Cabañas; Santiago Ezequiel Ozuna Cabrera; Norma Graciela Silva Ortiz; Ever Arnaldo Quiñonez González; Mabel Díaz; McGahan Shaun.

Aplicaciones en Lógica Digital Programable

Lógica de Funcionamiento Daisy Chain Pág.508
Emiliano S. Gallo; Ricardo L. Cayssials; Christian L. Galasso; Alan E. Arias.

Diseño autocontenido y fabricación con Sky 130 de un CPU mínimo inspirado en la Máquina de Post.....Pág.518
Gerardo Abel Laguna-Sánchez; Jorge Alejandro Juárez-Lora; Ricardo Barrón-Fernández.

Aplicaciones en Robótica

Planificación de rutas en entornos dinámicos mediante A* y visión artificial en robots móviles.....Pág.525
Esteban A. Zapirain; Walter A. Gemin; Rodrigo E. Russo; Juan M. López; Juan I. Pastore; Melisa G. Kuzman.

Control PID asintóticamente estable aplicado a un péndulo Pág.529
Marvin Eduardo Méndez García; José Fernando Reyes Cortés; José Eligio Moisés Gutiérrez Arias; Pablo Sánchez Sánchez.

Desarrollo de una Celda de Fabricación Flexible Didáctica, integrando operaciones de la Industria 4.0, para Formación e Investigación.....Pág.534
Elio Ruben Ogas; Gabriel Iglesias; Matias Funes; Oscar Daniel Moran.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Implementación de Algoritmo Flood Fill para Navegación Autónoma en Software Embebido...Pág.540
D. N. Mozo; S. N. Garré; I. P. Lacoste Larrieu; A. Loyza; F. Iampietro.

Navegación Autónoma Basada en Visión Estéreo con ROS 2 en un Robot Móvil Omnidireccional Pág.544
Tolaba Bruno Ignacio; Abila Maximiliano; Molla Joaquín Emiliano; Gutiérrez Francisco Guillermo.

Control de posición de un péndulo-robot mediante un algoritmo de control PID hiperbólico....Pág.549
Gustavo Pérez Méndez; Fernando Reyes Cortés; Pablo Sánchez Sánchez.

Observador de estados Luenberger para un péndulo.....Pág.556
Moisés Gizeh Jiménez Hernández; Fernando Reyes-Cortes; Pablo Sánchez Sánchez.

Prototipo didáctico de brazo robótico basado en STM32F401CCU6: diseño, implementación y validación.....Pág.561
Jhon Vargas Ramirez; Edwin Sánchez Uriza; Ilber Ruge Ruge; Fabian Jimenez Lopez.

Comando inteligente para puente Grúa.....Pág.566
Ing. Florencia Belén Molla; Maria Antonella Vargas; Joaquin Emiliano Molla; Hector German Ghigi.

Cable Robot Controller.....Pág.571
Miguel Oscar Grassi; Jorge Ignacio Fourmentel; Germán Fernando Ito; Demian Suyai Ferrari; Mel Izanami Cano Flores; Yesica Yanina Duarte.

Diseño y construcción de un robot autónomo omnidireccional con odometría multi-cámara, destinado a encontrar trayectorias eficientes en ambientes desconocidos y dinámicos Pág.574
Agustín Bean; Manuel Exequiel Arias; Juan Leithold.

Control PID en robot carreras.....Pág.580
Bruno Chiabrando; Angel Aguilar; Oscar Alberto Rufine; Rodolfo Podadera.

Diseño de una plataforma computacional para la generación de trayectorias de robots manipuladores dentro de procesos de manufactura a través de un sistema de visión artificial.....Pág.587
P. Arenas Martínez; J. D. Fierro Rojas; J. E. M. Gutiérrez Arias.

Ensayo del Sistema Open-HD en Drones de Ala Fija de Largo Alcance.....Pág.597
Carlos Catuogno; Guillermo Catuogno.

Diseño Preliminar y Análisis de Factibilidad de un Brazo Robótico Humanoide de Bajo Costo para Control por Señales EMG Pág.602
Luis Antonio González Parets; Jonathan Pavia Alvarez.

Estudio y desarrollo de una ley de control de trayectoria para un robot manipulador. Análisis de un caso de estudio.....Pág.607
Maximiliano Alveal.

Aplicaciones en Seguridad

Detector de gas metano para Red de Sensores Inalámbricos en casas inteligentes.....Pág.616
Héctor Hugo Mazzeo; José Antonio Rapallini; Cristian Córdoba; Johanatan Bernaglia; Valentín Espinoza; Lautaro Martínez.

Arquitectura de Seguridad para Sistemas de Automatización Basados en RS-485 con Gestión Segura de Claves.....Pág.620
Arlet Montiel Ramos; Yadeneibys Pons Bouly; Beatriz Gross Hernández; Edenis Uranga Estevez.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Aplicaciones en Software

Estudio del estado del arte del empleo de la técnica SITL en el empleo de vehículos autónomos aéreos en la agricultura Pág.625
Bárbaro Rodríguez Cárdena; MSc. Arlet Montiel Ramos; Edenis Uranga Estévez.

Implementación de un controlador digital a través del IPC de los microcontroladores C2000 de TI Pág.631
Diego Fernando Ramírez-Jiménez; Claudia Milena González Arbeláez; Pablo Andrés Muñoz Gutiérrez.

Aplicaciones en Transporte

Detección de Desviaciones Angulares en Vehículos Aéreos No Tripulados Mediante el Modelo Inspirado en el Ojo Humano: Pre-Procesamiento Log-Polar Pág.636
S. Romero Andrade; A. D. Palomino Merino; J. Escareno; S. Vergara Limon.

Caracterización estática y dinámica de sensores LiDAR con microcontrolador STM32F429 para aplicaciones en calibración de modelos de dinámica vehicular Pág.644
J. B. García-Fenández; L. A. Sánchez-Gaspariano; O. G. Félix Beltrán; N. Quiroz Hernández.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Importancia

Las presentaciones de trabajos, publicación de papers, exposición de proyectos, reuniones científicas, seminarios y congresos, entre otros, son actos que fortalecen nuestro sistema científico y de conocimiento.

En la actualidad, resulta imposible que un profesional logre dominar todos los campos del saber de su especialidad. De ahí que los congresos científicos, jornadas, seminarios y eventos de divulgación vienen a ser los forjadores de la continuidad en la capacidad y el avance profesional. Por ello, la asistencia del profesional a estos eventos le permiten madurar en el campo de su especialidad.

Los congresos no sólo son la continuidad de la universidad, también son una oportunidad para que profesionales, estudiantes e idóneos fortalezcan sus conocimientos e incursionen en otros. Es el lugar donde se consolidan los conocimientos adquiridos y se aprenden otros nuevos. Los eventos científicos, nacionales o internacionales, nos presentan estas oportunidades.

El contacto con profesionales; nacionales o extranjeros; con mayor experiencia en un determinado campo, el contacto social con colegas de diferentes especialidades, el encuentro inesperado con un investigador experimentado, producen resultados invaluables que van a beneficiar al individuo y a la institución que hace posible la asistencia de los profesionales a estos eventos científicos y técnicos.

Lógicamente, para poder asistir a un congreso hay gastos y erogaciones inevitables. Pero el costo económico de la asistencia y participación en un congreso científico es simplemente secundario, cuando se toman en cuenta los beneficios que se obtienen. Es más caro no disponer de ellos.

Afortunadamente; este aspecto; no debió considerarse en este caso por las características propias de nuestro Congreso Virtual que, como en oportunidades pasadas, fue totalmente gratuito para todos aquellos que participaron.

En nuestra propuesta utilizamos múltiples sistemas de interacción y comunicación, para expresar el estado del arte de la ingeniería y los nuevos roles de los profesionales.

Profesionales, expertos, desarrolladores, docentes y alumnos exigen repensar la forma de realización de eventos de estas características y asegurar la calidad del proceso.

Este método de difusión nos ha permitido constatar que el intercambio de conocimientos y la numerosa participación nacional; unida a la participación internacional; demuestran que se dispone de un capital humano y técnico extraordinario que hay que cultivar, proteger e incentivar para proyectar nuevos logros.

En lo específico, con este, hemos organizado cinco Congresos Virtuales de Microcontroladores y sus Aplicaciones, durante los años 2009, 2010, 2014, 2024 y ahora en 2025 con nutrida concurrencia. La procedencia de asistentes a los mismos fue de todo Iberoamérica y las expresiones de evaluación vertidas han sido siempre positivas, lo cual nos alienta a continuar en el camino que nos hemos trazado.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Un Congreso Virtual

Si bien se realizan otros congresos sobre tecnología, proyectos de investigación y microcontroladores, muchas veces estos están fuera del alcance de los estudiantes, pequeños desarrolladores y profesionales en general.

Gastos de alojamientos y pasajes hasta estos congresos, son factores excluyentes a la hora de participar en ellos. En otros casos la imposibilidad de asistir se debe a compromisos y responsabilidades laborales y/o personales.

Intentamos por ello, buscar equidad e incorporar a la comunidad entera al debate sobre estos temas, abriendo canales de participación para la comunicación de las numerosísimas experiencias realizadas en las distintas instituciones educativas, empresas y usuarios particulares.

Ya hemos realizado parte del camino en ediciones pasadas y con este Quinto Congreso se ha buscado mejorar el intercambio buscando una sinergia más armoniosa que nos permita crecer y fortalecernos en el lugar donde nos encontremos beneficiando y mejorando la sociedad que nos rodea.

Comité Organizador

Coordinador

Ing. Raúl Manuel Caballero

Colaboradores

Ing. Enrique Sergio Burgos
Ing. Alejandro Raúl Dachary
Ing. Pablo Javier Suculini
Ing. Rubén Adrián Britos
Ing. Gustavo Daniel Maggiolo
Sr. Joaquín Leikam
Sr. Lucas Cusit
Sr. Matías Vicentín

Sobre los avales al Congreso

Apoyaron y avalaron el evento

- Rectorado Universidad Tecnológica Nacional
- Consejo Directivo de la Facultad Regional Paraná
- Consejo Departamental Ingeniería Electrónica Facultad Regional Paraná Universidad Tecnológica Nacional.
- Consejo Directivo de la Facultad de Ciencia y Tecnología de la Universidad Autónoma de Entre Ríos
- Secretaría de Modernización de la Provincia de Entre Ríos
- Facultad de Ciencias de la Alimentación por Mecatrónica Universidad Nacional de Entre Ríos
- Universidad Técnica Nacional de la Universidad Nacional de Costa Rica
- Consejo Departamental Ingeniería Electrónica Facultad Regional Bahía Blanca Universidad Tecnológica Nacional

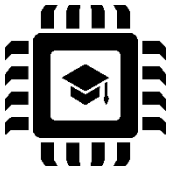
AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Los Objetivos

- Abrir un espacio de reflexión y debate sobre el uso de microcontroladores como solución a problemas y desarrollo de productos.
- Fomentar el desarrollo tecnológico y la investigación.
- Promover, mediante este tipo de encuentro, la calidad y actualización académica.
- Divulgar modelos y tendencias tecnológicas.
- Promover el intercambio institucional, profesional y personal entre todos los participantes respecto de experiencias, métodos y desarrollos de su trabajo con microcontroladores y sistemas embebidos.
- Generar un espacio de discusión de amplia cobertura sobre la temática.
- Difundir en el ámbito profesional y académico las tecnologías asociadas a los sistemas microcontrolados y de diseño digital
- Fomentar la interacción industria-academia en temas asociados a los sistemas digitales en general.
- Incentivar entre los estudiantes universitarios y los jóvenes profesionales el interés por los sistemas de control digital y las aplicaciones de los mismos.
- Permitir un mayor acceso de los interesados a este conocimiento, sin importar la ubicación geográfica que los mismos tengan.

Ejes Temáticos para Trabajos

El desarrollo del congreso estará enfocado por las siguientes líneas temáticas:



Aplicaciones Académicas

Aplicaciones y publicaciones sobre herramientas de estudio y desarrollo.
Programas educativos, aspectos metodológicos y de enseñanza, actividades, etc.

Aplicaciones en Bioelectrónica



Todas aquellas aplicaciones que se utilicen en las áreas de las ciencias médicas, biológicas, kinésicas o de tratamiento, de laboratorio y afines al diagnóstico y tratamiento de las personas.

Aplicaciones en Comunicaciones/Conectividad



Todas aquellas aplicaciones que incluyan en su diseño aspectos de la comunicación tanto cableada como inalámbrica. En el primer caso implementaciones con USB, Ethernet, CAN, protocolos series diversos, etc. Mientras que en las segundas aplicaciones sobre Bluetooth, RF, IrDA, ZigBee, Wíreless, IEEE 802.1x, RFID, LoRa, etc.

Aplicaciones de Concepto Ecológico



Aquellas aplicaciones que buscan reducir el impacto ambiental, manejo eficiente de la energía, energías renovables, y protección del medio ambiente. Se incluye además todas aquellas aplicaciones para el correspondiente registro de las variaciones del ambiente y los sistemas como así también las que permiten el tratamiento de los elementos para reducir el impacto en el ambiente.

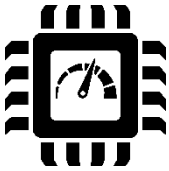
AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025



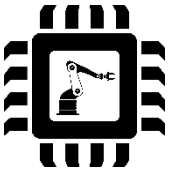
Aplicaciones en Dispositivos Hogareños

Todas aquellas aplicaciones posibles de utilizar en la electrónica de consumo aplicada a electrodomésticos, aplicaciones domóticas y de ayuda al confort hogareño.

Aplicaciones en Control de la Industria y Potencia

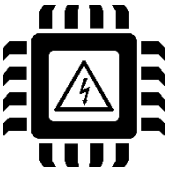


Todas aquellas aplicaciones para el control de motores, de iluminación, soldadoras, compactadoras, empacadoras, dobladoras, etc. Se incluyen aplicaciones de control de altas cargas de energía eléctrica. Control de fuentes de energía. Máquinas herramientas. Aplicaciones para uso comercial. Automatizaciones para producción.



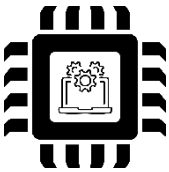
Aplicaciones en Robótica

Todas aquellas aplicaciones para el diseño de robots, control de sus motores de desplazamiento y movimiento, sensores, etc.



Aplicaciones en Seguridad

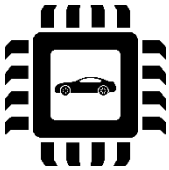
Todas aquellas aplicaciones que estén referidas al uso de la electrónica para la seguridad personal, del hogar, la industria y otras.



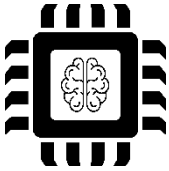
Aplicaciones de uso de Software

Todas aquellas aplicaciones que estén referidas al uso normal del software para el diseño de aplicaciones con los microcontroladores. Tipo de software a utilizar, uso de métricas, plantillas, algoritmos de uso específico, análisis de uso de recursos, etc. Trabajo con Sistemas Operativos de Tiempo Real. Software Embebido

Aplicaciones en el Transporte

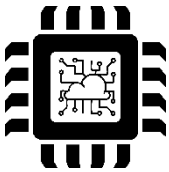


Todas aquellas aplicaciones que se utilicen en la industria del transporte, sea terrestre, marítimo o aéreo. Aplicaciones diseñadas para la ayuda a la navegación, el control de los diferentes sistemas de tracción y energía, los avisos de funcionamiento, etc. También se incluyen aquellas de ayuda al transporte y su control



Aplicaciones con Inteligencia Artificial

Todas aquellas aplicaciones que integren microcontroladores con técnicas de inteligencia artificial, como sistemas de aprendizaje automático, visión por computadora, procesamiento de lenguaje natural, toma de decisiones autónomas, etc.



Aplicaciones de Internet de las Cosas

Todas aquellas aplicaciones que permiten la conectividad de dispositivos a través de la Internet de las Cosas, abarcando sensores, actuadores y sistemas embebidos.



Aplicaciones en Lógica Digital Programable

Todas aquellas aplicaciones en el ámbito de los sistemas embebidos logradas a través de hardware programable (pld, cpld, fpga, soc, asic, etc.)

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Metodología

Se propuso reunirnos virtualmente por un período de cuatro días, durante el mes de octubre para la realización de este evento. Esto ocurrió a partir del 06 de octubre de 2025 fecha en que se realizó la apertura del Congreso.

El Congreso se sustanció sobre los entornos que se presentan en las siguientes URLs

http://www.cvm.utn.edu.ar
http://www.congresovirtual.utn.edu.ar

Siete días previos a la apertura quedaron abiertos los foros de debate, uno por cada línea temática y también uno por ponencia. Cada ponencia forma un tópico específico, en el que se sustanció el debate moderado por los propios ponentes.

Todos los asistentes y ponentes del congreso dispusieron de la posibilidad de participar en todos los espacios de debate así creados.

Durante el desarrollo del Congreso, se dictaron una serie de seminarios web (24) sobre temas específicos, relacionados directamente con el desarrollo de aplicaciones con microcontroladores y otros que representan el estado del arte de diferentes aspectos de la tecnología electrónica en general y su aplicación. Estos seminarios fueron de acceso libre para los participantes y ponentes del Congreso.

Para el desarrollo de estos seminarios web se utilizó una plataforma específica. El calendario de seminarios se publicó oportunamente en el sitio Web del Congreso indicando la temática, el o los expositores, la fecha y el horario de exposición en los husos horarios de los participantes del Congreso. En el mismo espacio se dispuso de link de acceso a los espacios de reuniones virtuales

Finalmente, al cuarto día se produjo el cierre del Congreso.

Luego de este cierre, por un período de 14 días, se mantuvo la plataforma disponible en su acceso para extender la continuidad de consultas e intercambio entre asistentes y ponentes sobre los trabajos publicados.

Con posterioridad y según el Cronograma se puso a disposición los certificados de asistencia y de participación a expositores, asistentes y autores.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

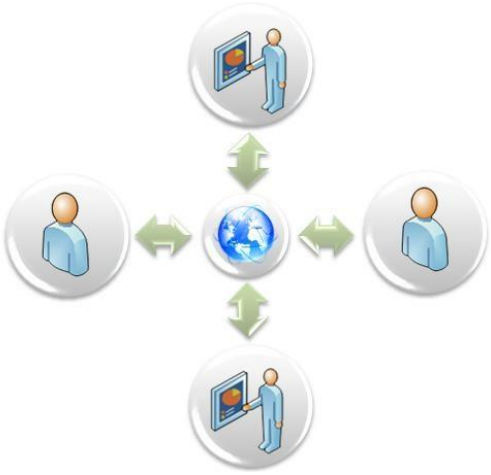
Las Ponencias

¿Qué entendemos por ponencia virtual?

Es una ponencia presentada en formato digital, publicada en la web del congreso y sobre la cual, los congresistas pudieron leer y navegar ponencia interactivamente desde la red mencionada, (una virtual admite información textual, gráfica, vídeo, audio, etc. y la posibilidad de interactuar sobre ella o acceder a las webs sugeridas en la ponencia).



Cada PONENCIA o Resumen de Trabajo tiene asociado un FORO activo durante el Congreso y un enlace al contacto de los autores. Con esta metodología, una ponencia virtual ofreció una gran interacción a todos los niveles.



Una ponencia a través de Internet ofrece las mismas facilidades para los asistentes que una presencial, gracias al conjunto de herramientas adicionales asociadas: foros, chat y correo electrónico directo con los ponentes. En realidad, la principal diferencia reside en que toda la información presentada está en formato digital, pero a la vez, este formato permite un dinamismo de contenido y duración imposible de conseguir en una presentación convencional.

Interacción entre ponentes: Mediante foros de discusión y correo electrónico

Interacción entre congresistas: Mediante foros y correo electrónico.

Interacción entre ponente y congresista: Mediante la exposición y lectura de la ponencia, la visualización del material gráfico anexo a la ponencia (vídeo, fotografías, gráficos, etc.), acceso directo a mensajería, correo electrónico del ponente y foros de discusión

El Material

Las ponencias estuvieron disponibles toda la duración del Congreso y finalizado el mismo catorce días después. Todas ellas pudieron ser accedidas desde Internet siendo la única condición de acceso por parte de los usuarios el estar registrados.

Con la presente edición y publicación que realizará AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos) de la Universidad Tecnológica Nacional en la República Argentina también se encuentran disponibles en su repositorio

Además de los Trabajos remitidos por las/los autoras/es, se contó con un conjunto de seminarios web de reconocidos especialistas y empresas líderes en la temática. Estos se han publicado a una plataforma de streaming de acceso libre en el canal del Congreso https://www.youtube.com/@CVM_UTN además del sitio web del Congreso

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Los trabajos se mantendrán durante cierto tiempo en el mismo sitio y finalmente se compilarán y contarán con su correspondiente ISBN. El mismo es gestionado por la Organización a través de la Secretaría de Extensión Universitaria de la Universidad Tecnológica Nacional en RTyC disponiendo además de su correspondiente DOI o Identificador de Objeto Digital.

Ventajas para el asistente

Disponer de libre acceso para su lectura de todos los trabajos y ponencias presentados.

En cualquier momento puede consultar la información tantas veces como lo requiera y enviar tantas preguntas al ponente como sean necesarias.

Consultar todas las preguntas y respuestas generadas durante la publicación de cualquier ponencia por todos los participantes en el foro de discusión.

Intercambiar vivencias y opiniones en directo con ponentes y otros congresistas en el chat temático

Contactar en forma directa al autor o ponente

Acceder a las exposiciones programadas a través de Seminarios Web habiéndose registrado previamente

Disponer al final del Congreso de un Certificado Digital de Asistencia si ha cumplido con los requerimientos de asistencia y participación del mismo

Compromiso de los Ponentes o Autores*

Los autores se debían comprometer a:

- Responder diariamente las consultas por correo electrónico de los participantes en un tiempo de respuesta inferior a las 24 hs. durante el Congreso. Sin mérito que con posterioridad mantenga la comunicación con quienes lo contactan.
- Participar en el foro temático correspondiente, respondiendo a las preguntas referidas a su trabajo y ponencia
- Responder a la Encuesta de Fin de Congreso

Compromiso de los Asistentes*

- Los asistentes debían comprometerse a:
- Acceder diariamente durante el período de exposición de trabajos y ponencias del Congreso.
- Participar en forma activa, a través de consultas en los foros correspondientes de al menos tres (3) ponencias.
- Asistir en forma virtual al menos a cuatro (4) seminarios web
- Responder a la Encuesta de Fin de Congreso

*Estas condiciones debieron cumplirse a efectos de poder acceder a la certificación como asistente o como ponente según corresponda

Los criterios de evaluación tenidos en cuenta por parte del Comité Científico para la evaluación de Trabajos fueron los siguientes:

- La congruencia del Tema del Trabajo presentado con alguna de las líneas temáticas establecidas.
- La estructuración del Trabajo de manera clara, concisa y organizada.
- La especificación de manera clara si se trata de una experiencia institucional, o de un ensayo producto de una investigación.
- El aporte neto que produce el Trabajo al conocimiento de la comunidad académica.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

El dictamen se envió vía correo electrónico conforme al calendario previsto.

La Organización del Congreso generó digitalmente las certificaciones correspondientes a quienes cumplieron los requisitos de participación, siendo debidamente notificados de la disponibilidad de las mismas.

Sobre los asistentes al Congreso

Un indicador de sumo interés es la cantidad de asistentes al Congreso.

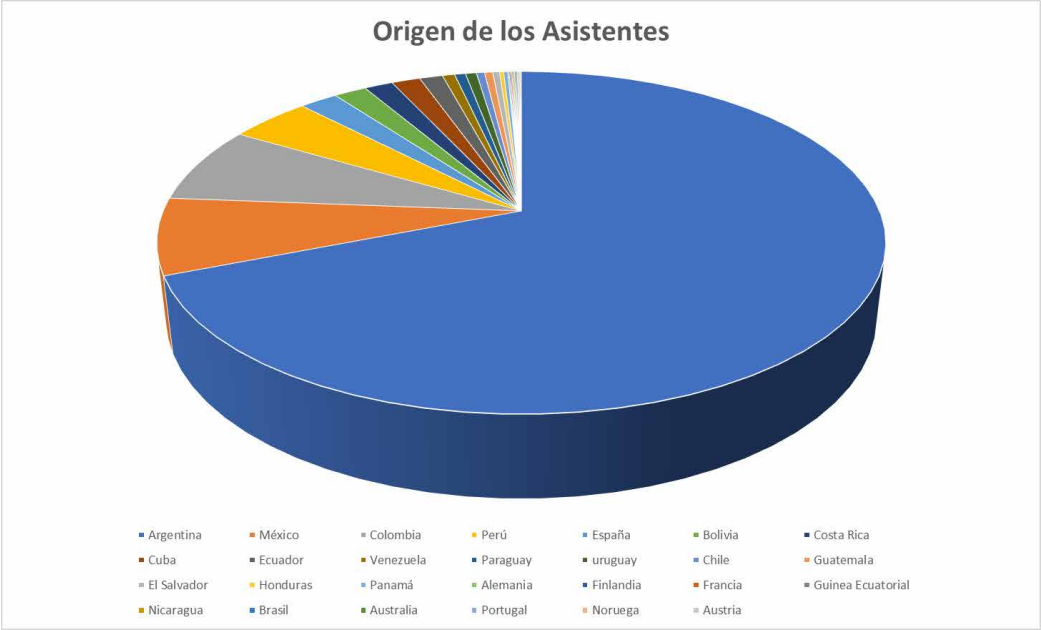
Al mismo se pre inscribieron un mil quinientas cuarenta y siete (1547) personas si bien sólo se tomó el registro de mil trescientos ochenta y tres (1383) personas.

Los orígenes son diversos, teniendo asistentes de Argentina, Bolivia, Chile, Colombia, Costa Rica, Cuba, Ecuador, El Salvador, España, Guatemala, Guinea Ecuatorial, Honduras, México, Nicaragua, Panamá, Paraguay, Perú, Portugal, República Dominicana, Uruguay y Venezuela.

La distribución en fue la siguiente:

PAIS	Porcentaje sobre el Total	CANTIDAD
Argentina	69,03%	956
México	7,22%	100
Colombia	7,22%	100
Perú	4,33%	60
España	2,02%	28
Bolivia	1,73%	24
Costa Rica	1,52%	21
Cuba	1,52%	21
Ecuador	1,23%	17
Venezuela	0,65%	9
Paraguay	0,58%	8
Uruguay	0,58%	8
Chile	0,43%	6
Guatemala	0,43%	6
El Salvador	0,36%	5
Honduras	0,22%	3
Panamá	0,22%	3
Alemania	0,07%	1
Finlandia	0,07%	1
Francia	0,07%	1
Guinea Ecuatorial	0,07%	1
Nicaragua	0,07%	1
Brasil	0,07%	1
Australia	0,07%	1
Portugal	0,07%	1
Noruega	0,07%	1
Austria	0,07%	1

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025





Para el debate, se presentaron 96 Ponencias o Resúmenes de Trabajo con los siguientes títulos

Aplicaciones en Bioelectrónica

Diseño de un sistema opto-electrónico la medición de la concentración de ozono en gas

Exploración de Algoritmos Cuánticos Adaptativos para la Cancelación de Ruido en PPG: Comparativa entre LMS y q-LMS

Biosensores para la medición de glucosa en sangre

Implementabilidad de la detección de la frecuencia cardíaca en dispositivos portátiles

Modelado de Señales EMG del Antebrazo Usando el Algoritmo Recursivo de Mínimos Cuadrados

Uso de IoT para un Dosificador Automático y Monitoreo de Sensores para el Estudio de Alzheimer en Roedores de Laboratorio: Avances y Resultados Preliminares

Simulador de RCP Neonatal basado en sistemas embebidos para entrenamiento clínico accesible

Propuesta de metodología de una pulsera inteligente para la corrección postural de muñeca mediante sensores de bajo costo.

Sistema de medición del nivel de glucosa en sangre con interfaz neurosensorial

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Monitoreo Inteligente de Salud Domiciliaria: Desarrollo de Prototipos Híbridos IoT/ML con Microcontroladores ESP32 para Detección de Anomalías en Tiempo Real
Entrenador educativo de Reanimación Cardiopulmonar (RCP)



Aplicaciones en Conectividad y Comunicaciones

Automatización de pruebas en dispositivos OpenWrt y LibreMesh mediante Labgrid y Pytest
El impacto de la blockchain en la salud humana: Una revisión
Sistema Embebido en FPGA para Receptores GNSS
Diseño de un Sistema de Control Activo de Ruido para el Interior de la Cabina de un Automóvil
Monitoreo y Medición de RF en el Entorno Urbano de Bahía Blanca basado en SDR
Sistema de adquisición y visualización de datos climáticos mediante ESP32 e IoT
Las guerras del futuro, Aplicaciones militares de las redes 6G
Módulo de entradas y salidas remotas a través del protocolo Modbus TCP



Aplicaciones en Ecología

Incubadora para la germinación de semillas usando microcontroladores
Breve Resumen de la Evolución de los Registradores de Datos en el SECELEC-CENPAT
Invernadero inteligente
Integración, almacenamiento, monitoreo en tiempo real y envío de alertas en base a datos de sensores de variables ambientales
Determinación de la distancia a destino y rumbo en vehículo no tripulado de superficie



Aplicaciones en Educación y Enseñanza

Diseño de un oscilador de puente de Wien con control digital mediante Arduino y Matlab
PARKCONTROL: Sistema Automatizado de Gestión de Cupos para Estacionamientos Pequeños
Estación de monitoreo agrícola con un brazo robótico
Placa Educativa Logic Tester
Detector de Humo y Temperatura
Soldadura y Entrenamiento en Chips BGA: Estudio comparativo de procesos
Tablero didáctico para prácticas académicas del protocolo CAN BUS
Laboratorios Remotos con Microcontroladores para Carreras Tecnológicas y de Salud en Contextos Dispersos
Diseño y Desarrollo de un Prototipo de Bastón Háptico Para Enseñanza Académica
Desarrollo de una PCB para la enseñanza del IoT
Diseño, Implementación y Validación de un Shield de Adquisición de Bajo Costo para Ensayos de Desgaste
Equipo microcontrolado para el estudio de la variación de la resistividad eléctrica del suelo a lo largo del año
Sistema de Medición de Permeabilidad: desarrollo de electrónica básica para prueba de concepto

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Péndulo invertido como herramienta experimental de estrategias de control para formación universitaria
Diseño e implementación de una interfaz para gestión de trabajos en cluster para cómputo paralelo
Banco de Pruebas para el Control Activo de Tensión en el Bobinado de Núcleos Toroidales
Aprendizajes resignificados abordando respiradores asistidos en entornos formativos



Aplicaciones de uso Hogareño

Cerradura Digital Mecanizada



Aplicaciones en Inteligencia Artificial

Implementación de un modelo de inteligencia artificial en sistemas embebidos
Procesamiento en el borde con Raspberry Pi AI Camera: evaluación del sensor IMX500
Diseño de un sistema de medición con sensor espectroscópico para detectar adulterantes en la leche
Somnolencia al Volante: Detección no invasiva basada en Visión Artificial y Deep Learning
Implementación de un modelo simple de aprendizaje de señales sensoriales en ESP32
Implementación de red neuronal hibrida con computación analógica y digital
Diseño de un sistema computacional híbrido para robot de enjambre en exploración espacial



Aplicaciones en la Industria y Control de Potencia

Arquitectura modular basada en Arduino para detección y clasificación de rizado en fuentes DC
Desarrollo e implementación de un medidor inteligente de energía eléctrica
PLC de Bajo Costo Basado en el Microcontrolador PIC18F4520 A&P-PIC PLC
Controlador Electrónico de Velocidad (ESC) para motores BLDC - PMSM sin sensores de posición
Control digital basado en linealización por realimentación de un convertidor boost aplicable a un sistema de almacenamiento de energía undimotriz
Análisis de Vibraciones en Máquinas Industriales mediante Microcontroladores
Sistema automatizado de paletización con brazo robótico y cinta transportadora
Implementación de un sistema de identificación de plantas de primer orden mediante el microcontrolador PIC18F4550
Modelo vectorial de la máquina de corriente alterna trifásica simétrica
Medición de nivel de agua utilizando el principio de vaso comunicante
Resolución de secuencias de diagramas de contactos (ladder) mediante autoenclavamiento



Aplicaciones de Internet de las Cosas (IoT)

Control de filamentos empleados en impresión 3D mediante cámara ESP32 y Raspberry Pi

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Diseño e implementación preliminar de sistema Plug and Play basado en el microcontrolador PIC18F4550
Refuncionalización de Limnímetros para Medición en Tiempo Real del Nivel del Agua en Zonas de Interés Productivo
Impedancímetro orientado al diseño, construcción y medición de una antena de ferrita variable
Red de Medidores Inteligentes con LoRaWAN
Sistema de Telemetría de Bajo Consumo para el Monitoreo Ambiental en Plantaciones de Plátano Afectadas por la Sigatoka Negra
Monitorización del dimensionado de filamentos para impresión 3D mediante efecto Hall y filtro de Kalman 1D
Sistema de Telepresencia Vehicular con Control Inmersivo mediante Realidad Virtual y Transmisión Inalámbrica
Tecnologías para la Comunicación de Datos en IoT - Wi-Fi HaLow (802.11ah)
SmartLab UNNOBA: Modernización de Prácticas de Laboratorio mediante la Integración de PLC y Herramientas IoT
Diseño y Validación de un Sistema IoT para el Monitoreo de Residuos Sólidos en Contenedores Utilizando un Sensor ToF Multi-Zona
Automatización y monitoreo IoT en tiempo real de pH y metano en un biorreactor anaeróbico piloto de tratamiento de aguas residuales



Aplicaciones en Lógica Digital programable

Lógica de Funcionamiento Daisy Chain
Diseño autocontenido y fabricación con Sky 130 de un CPU mínimo inspirado en la Máquina de Post



Aplicaciones en Robótica

Planificación de rutas en entornos dinámicos mediante A* y visión artificial en robots móviles
Control PID asintóticamente estable aplicado a un péndulo.
Desarrollo de una Celda de Fabricación Flexible Didáctica, integrando operaciones de la Industria 4.0, para Formación e Investigación.
Implementación de Algoritmo Flood Fill para Navegación Autónoma en Software Embebido
Navegación Autónoma Basada en Visión Estéreo con ROS 2 en un Robot Móvil Omnidireccional
Control de posición de un péndulo-robot mediante un algoritmo de control PID hiperbólico
Observador de estados Luenberger para un péndulo
Prototipo didáctico de brazo robótico basado en STM32F401CCU6: diseño, implementación y validación
Comando inteligente para Puente Grúa
Cable Robot Controller
Diseño y construcción de un robot autónomo omnidireccional con odometría multi-cámara, destinado a encontrar trayectorias eficientes en ambientes desconocidos y dinámicos

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Control_PID en robot carreras
Diseño de una plataforma computacional para la generación de trayectorias de robots manipuladores dentro de procesos de manufactura a través de un sistema de visión artificial.
Ensayo del Sistema Open-HD en Drones de Ala Fija de Largo Alcance
Diseño Preliminar y Análisis de Factibilidad de un Brazo Robótico Humanoide de Bajo Costo para Control por Señales EMG
Estudio y desarrollo de una ley de control de trayectoria para un robot manipulador. Análisis de un caso de estudio.



Aplicaciones en Seguridad
Detector de gas metano para Red de Sensores Inalámbricos en casas inteligentes
Arquitectura de Seguridad para Sistemas de Automatización Basados en RS-485 con Gestión Segura de Claves



Aplicaciones en Software
Estudio del estado del arte del empleo de la técnica SITL en el empleo de vehículos autónomos aéreos en la agricultura.
Implementación de un controlador digital a través del IPC de los microcontroladores C2000 de TI



Aplicaciones en Transporte
Detección de Desviaciones Angulares en Vehículos Aéreos No Tripulados Mediante el Modelo Inspirado en el Ojo Humano: Pre-Procesamiento Log-Polar
Caracterización estática y dinámica de sensores LiDAR con microcontrolador STM32F429 para aplicaciones en calibración de modelos de dinámica vehicular

Política de Datos

Exención de responsabilidad

La organización del Congreso publicó y mantiene su página web con el fin de optimizar el acceso público a información sobre sus actividades y conferencias.

La página web se actualiza y mejora con frecuencia. Los nuevos contenidos se añaden en la medida de su disponibilidad. La Organización mantiene el objetivo de establecer un grado de exactitud y actualidad máximos.

Sin embargo, La Organización no puede garantizar y no asume responsabilidad alguna en cuanto a la exactitud, integridad y actualidad de la información suministrada por las/los autores en sus trabajos. La Organización no aceptará responsabilidades por errores u omisiones en los contenidos de esta página y rechaza la responsabilidad de cualquier naturaleza derivada del uso de la información contenida en la página web.

La Organización podrá modificar el contenido de la página web en cualquier momento sin previo aviso. Los hipervínculos páginas web o fuentes externas se proporcionan únicamente a efectos de conveniencia. La Organización no asume la responsabilidad, ni necesariamente aprueba los contenidos de las páginas web externas.

Fue nuestro objetivo el minimizar las molestias por causas técnicas. Sin embargo, no podemos garantizar que nuestro servicio no quede interrumpido o afectado de cualquier otra forma por problemas

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

técnicos. La Organización no acepta responsabilidad con respecto a estos problemas derivados del uso de esta página u otras páginas externas vinculadas. Esta exención no pretende contravenir ninguno de los requisitos contemplados en la ley, ni la exclusión de responsabilidades por acciones vinculantes bajo esta ley.

Protección de datos

Todos los datos que se nos ha proporcionado quedan bajo la protección de La Organización, con el compromiso de no facilitar los mismos a terceros. Los datos se utilizarán únicamente con fines administrativos de certificación de identidad y para realizar comunicaciones.

Las ponencias, aceptadas son propiedad de sus autores, autorizando al Congreso para incluirlas y compilar su publicación en la Web, debidamente identificadas como material de congreso, siendo estos los únicos derechos sobre las ponencias presentadas.

Seminarios Virtuales

Durante la realización del Congreso, de igual manera que en los Congresos anteriores se realizaron un conjunto de Seminarios Web. Los mismos incluyeron experiencias de diseño, temas sobresalientes de tecnología electrónica, expresiones del estado del arte de los sistemas embebidos, aplicaciones robóticas, diseño digital, etc.

Los accesos a estos eventos fueron para aquellos inscriptos al Congreso sin restricción y de manera gratuita. Para cada caso el asistente debió registrarse previamente en virtud de la existencia de un límite de personas conectadas con la posibilidad de participar activamente con preguntas y opiniones con el/los disertantes.

En el caso de haberse cubierto el cupo o no poder haber seguido la disertación en línea se dispuso de las exposiciones en una plataforma de streaming aunque no en forma sincrónica.

El asistente pudo seguir este evento desde cualquier lugar del mundo a través de un equipo con acceso a internet, pudiendo participar activamente del mismo a través de consultas y comunicación directa con el orador.

Seminarios realizados durante el Congreso

Además del espacio de debates sobre las ponencias del Congreso y para disponer de un elemento adicional de difusión y conocimiento sobre las temáticas propias del Congreso se dispuso de un sistema de generación de Seminarios Web que se utilizó diariamente.

Los expositores realizaran las mismas desde diferentes puntos geográficos tales como las ciudades de Buenos Aires, Santa Fe, Paraná, Córdoba, San Juan, Madrid (España) y Lund (Suecia)

Los seminarios que se dictaron fueron los siguientes:
Lunes 06/10/25 10:00 hs. (GMT -3)
Firmware embebido en módulos optoelectrónicos Marvell Technology
Por Santiago Sheridan

Lunes 06/10/25 12:00 hs. (GMT -3)
Firmware para ASICs: El Desafío Pre-Silicon Marvell Technology
Por María Eloísa Tourret

Lunes 06/10/25 14:00 hs. (GMT -3)
El Arte de Soldar. Principios Básicos de Soldadura

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Por Sergio Gubeman
Lunes 06/10/25 16:00 hs. (GMT -3)
Protocolo CAN BUS en los Sistemas Embebidos
Por Daniel Marquez

Lunes 06/10/25 18:00 hs. (GMT -3)
Tablero didáctico para prácticas académicas del protocolo CAN BUS
Por Daniel Marquez, Walter Wagner y Agustín Zuliani

Lunes 06/10/25 20:00 hs. (GMT -3)
Desmitificando ARM: Explorando las arquitecturas Cortex M
Por Sergio Caprile

Martes 07/10/25 10:00 hs. (GMT -3)
RISC-V plataforma abierta de CPUs
Por Martín Ribelotta

Martes 07/10/25 12:00 hs. (GMT -3)
Desarrollo de Hardware: Desde el concepto a la implementación y validación con clientes Marvell Technology
Por Martin Pereyra

Martes 07/10/25 14:00 hs. (GMT -3)
Criptografía y seguridad en microcontroladores
Por Javier Jorge

Martes 07/10/25 16:00 hs. (GMT -3)
Implementación Práctica de Controladores Digitales con Scilab y Microcontroladores STM32
Por Francisco Guillermo Gutierrez

Martes 07/10/25 18:00 hs. (GMT -3)
Maquinas y Consumibles para el Armado de Placas Electrónicas. Elementos y técnicas para el armado profesional. Una guía esencial para el desarrollo de una Fábrica
Por Sergio Guberman

Martes 07/10/25 20:00 hs. (GMT -3)
Comunicación de aplicaciones mediante TCP/IP (Parte 1 de 3)
Por Sergio Caprile

Miércoles 08/10/25 10:00 hs. (GMT -3)
Uso de Diagramas de Estado en Sistemas Embebidos
Por Juan Manuel Cruz

Miércoles 08/10/25 12:00 hs. (GMT -3)
ESP32 Dual-Core: Hilos, Planificación y Comunicación entre Tareas

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Por Alejandro Cabral

Miércoles 08/10/25 14:00 hs. (GMT -3)
Diseño de Sistemas Digitales usando Sistemas en Chip Programmables (SoPC) – Esta exposición fue suspendida
Por Cristian Sisterna

Miércoles 08/10/25 16:00 hs. (GMT -3)
De la metodología al prototipo: diseño digital aplicado al procesamiento en tiempo real de señales y video
Por Ariel Pola

Miércoles 08/10/25 18:00 hs. (GMT -3)
Cálculo Embebido de Cinemática y Dinámica para un Robot de 3GDL: Retos y Soluciones en la Plataforma ESP32
Por Andres Singls y Marcelo Saiki

Miércoles 08/10/25 20:00 hs. (GMT -3)
Comunicación de aplicaciones mediante TCP/IP (Parte 2 de 3)
Por Sergio Caprile

Jueves 09/10/25 10:00 hs. (GMT -3)
Cómo un Ingeniero Electrónico puede cambiar el mundo a través de las Smart Cities (y cómo debe prepararse para ello)
Por José Antonio Ondiviela García

Jueves 09/10/25 12:00 hs. (GMT -3)
Privacidad y Software Libre "custom" en dispositivos Android
Por Alejandro Jorge

Jueves 09/10/25 14:00 hs. (GMT -3)
Programando embebidos con RTOS
Por Carlos Centeno

Jueves 09/10/25 16:00 hs. (GMT -3)
El dilema de los Honorarios y cómo establecerlos
Por Carlos Centeno

Jueves 09/10/25 18:00 hs. (GMT -3)
Diseño de Sistemas Embebidos aplicados al Registro de Biopotenciales
Por Eduardo Filomena

Jueves 09/10/25 20:00 hs. (GMT -3)
Comunicación de aplicaciones mediante TCP/IP (Parte 3 de 3)
Por Sergio Caprile

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

La distribución temporal propuesta y utilizada fue la siguiente

Horario	LUNES 06/10
10:00 hs	Firmware embebido en módulos optoelectrónicos Marvell Technology Por Santiago Sheridan
12:00 hs	Firmware para ASICs: El Desafío Pre-Silicon Marvell Technology Por María Eloísa Tourret
14:00 hs	El Arte de Soldar. Principios Básicos de Soldadura Por Sergio Gubeman
16:00 hs	Protocolo CAN BUS en los Sistemas Embebidos Por Daniel Marquez
17:30 hs	Tablero didáctico para prácticas académicas del protocolo CAN BUS Por Daniel Marquez, Walter Wagner y Agustín Zuliani
20:00 hs	Desmitificando ARM: Explorando las arquitecturas Cortex M Por Sergio Caprile

Horario	MARTES 07/10
10:00 hs	RISC-V plataforma abierta de CPUs Por Martín Ribelotta
12:00 hs	Desarrollo de Hardware: Desde el concepto a la implementación y validación con clientes Marvell Technology Por Martin Pereyra
14:00 hs	Criptografía y seguridad en microcontroladores Por Javier Jorge
16:00 hs	Implementación Práctica de Controladores Digitales con Scilab y Microcontroladores STM32 Por Francisco Guillermo Gutierrez
18:00 hs	Maquinas y Consumibles para el Armado de Placas Electrónicas. Elementos y técnicas para el armado profesional. Una guía esencial para el desarrollo de una Fábrica Por Sergio Guberman
20:00 hs	Comunicación de aplicaciones mediante TCP/IP (Parte 1 de 3) Por Sergio Caprile

Horario	MIERCOLES 08/10
10:00 hs	Uso de Diagramas de Estado en Sistemas Embebidos Por Juan Manuel Cruz
12:00 hs	ESP32 Dual-Core: Hilos, Planificación y Comunicación entre Tareas Por Alejandro Cabral
14:00 hs	Diseño de Sistemas Digitales usando Sistemas en Chip Programmables (SoPC) Por Cristian Sisterna
16:00 hs	De la metodología al prototipo: diseño digital aplicado al procesamiento en tiempo real de señales y video Por Ariel Pola
18:00 hs	Cálculo Embebido de Cinemática y Dinámica para un Robot de 3GDL: Retos y Soluciones en la Plataforma ESP32 Por Andres Singls y Marcelo Saiki
20:00 hs	Comunicación de aplicaciones mediante TCP/IP (Parte 2 de 3) Por Sergio Caprile

Horario	JUEVES 09/10
10:00 hs	Cómo un Ingeniero Electrónico puede cambiar el mundo a través de las Smart Cities (y cómo debe prepararse para ello) Por José Antonio Ondiviela García
12:00 hs	Privacidad y Software Libre "custom" en dispositivos Android Por Alejandro Jorge
14:00 hs	Programando embebidos con RTOS Por Carlos Centeno
16:00 hs	El dilema de los Honorarios y cómo establecerlos Por Carlos Centeno
18:00 hs	Diseño de Sistemas Embebidos aplicados al Registro de Biopotenciales Por Eduardo Filomena
20:00 hs	Comunicación de aplicaciones mediante TCP/IP (Parte 3 de 3) Por Sergio Caprile

Puede observarse en el Cronograma lo apretado en el tiempo para la realización de las exposiciones que exigió de un precisa coordinación de los organizadores con cada uno de los expositores, no sólo participando en cada charla como anfitriones y auxiliares sino también coordinando las fases de prueba y preparación para cada caso. Considerando que fueron 24 exposiciones en un promedio de 48 horas en cuatro días (12 horas diarias).

Los seminarios dictados contaron con un promedio de asistencia de 137 personas. Se informa además que este sistema utilizado, plataforma Zoom, permite la emisión y acceso hasta un máximo de 300 personas en forma concurrente.

El sistema suministra a los organizadores información sobre la cantidad de asistentes, la cantidad de minutos efectivamente conectados, las preguntas que se realizaron y quien la realizó, los tiempos de ingreso y egreso de cada participante entre otras informaciones de estadística propias de cada Seminario Web. Por otro lado, durante la conferencia los asistentes pudieron realizar preguntas al orador en forma escrita o a través del micrófono de su equipo informático o de comunicación.

Estos seminarios si bien en primera instancia se programaron para los asistentes al Congreso, se tomó determinación luego, que el acceso a los mismos podía ser libre invitándose a alumnos y docentes de nuestra facultad y cualquier otra institución

Tenemos conocimiento que en diferentes instituciones se replicaron en forma simultánea en aulas y auditorios los seminarios para que puedan ser vistos por sus propias comunidades académicas.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Costos

La participación fue totalmente gratuita y abierta al público. Ponentes y congresistas asistentes sólo debieron realizar su inscripción vía web como tales, previo al inicio del evento. Tampoco existen cargos por publicación o exposición de Resúmenes de Trabajo

El Cronograma

El cronograma fue respetado, cumpliendo con las fechas correspondientes y sólo permitiendo una extensión temporal en la recepción de ponencias o sus correcciones a las observaciones propuestas

Cronograma

Fecha	Actividad Observaciones
Hasta el 07 de Setiembre	Recepción de ponencias
Notificación de aceptación	Hasta 16 días después de recibida El comité revisor estará integrado por personalidades de prestigio en el ámbito afín a cada línea temática.
30 de Setiembre	Cierre de inscripciones
06 de Octubre	Evento de inauguración Inicio del Congreso
06 de Octubre	Apertura de foros de debate y publicación simultánea de ponencias
06 al 09 de Octubre	Participación en foros de debate y realización de Seminarios Web
09 de Octubre	Fin del Congreso
09 al 23 de Octubre	Período de tiempo con acceso disponible al espacio del Congreso para permitir continuidad de comunicación entre Ponentes y Asistentes
31 de Octubre	Disponibilidad de Certificados para Asistentes y Ponentes

Respecto al cronograma expuesto debe considerase que la fecha de Recepción de ponencias se extendió por 7 días más hasta el 14 de setiembre.

El cierre de inscripción se extendió hasta el 4 de octubre y la apertura de Foros y Debates se adelantó al 30 de setiembre.

Todos estos cambios se realizaron a efectos que algunos de los autores pudieran terminar sus resúmenes de trabajo, permitir el registro de más asistentes y que estos tengan mayor disponibilidad temporal para la lectura de los Resúmenes de Trabajo.

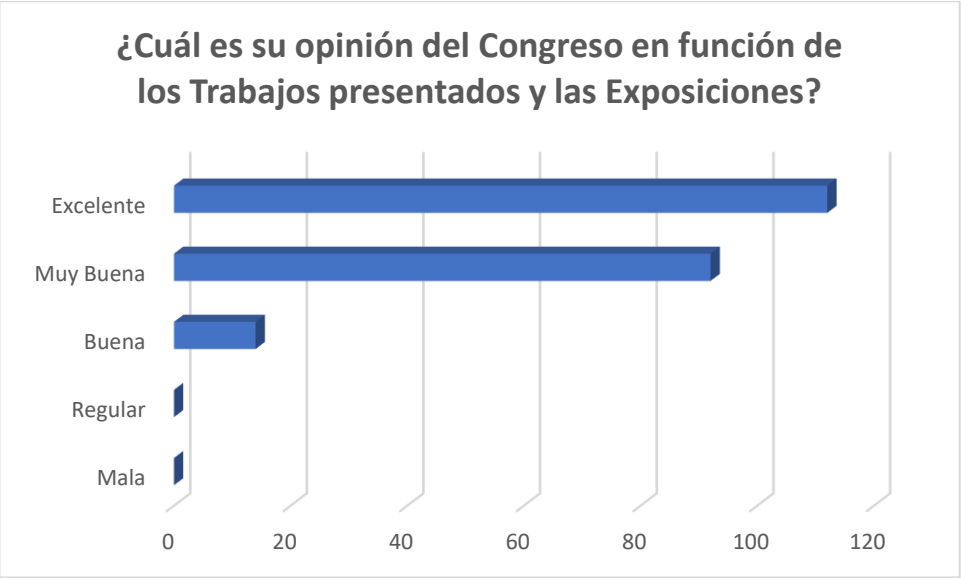
La Encuesta Final

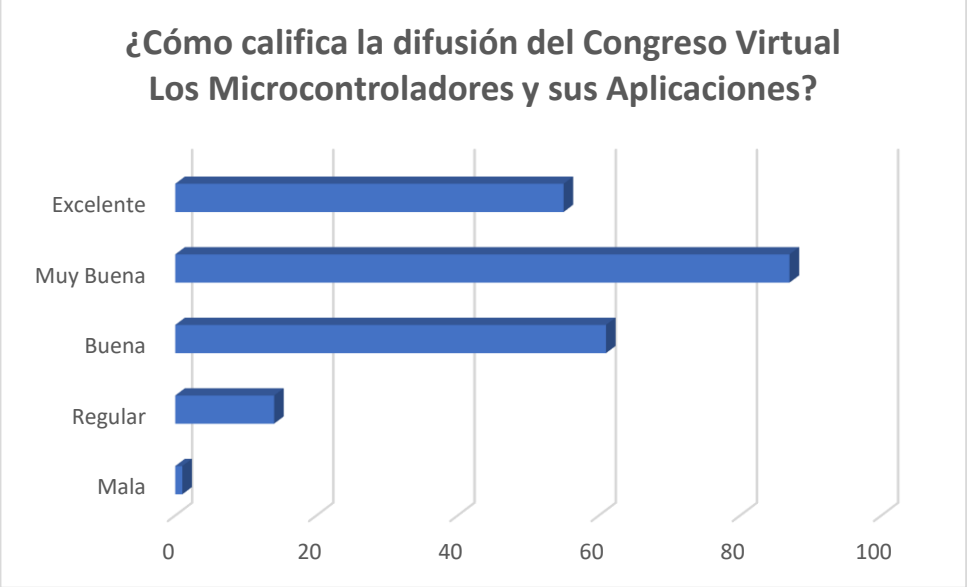
Sobre las valoraciones de los asistentes al Congreso

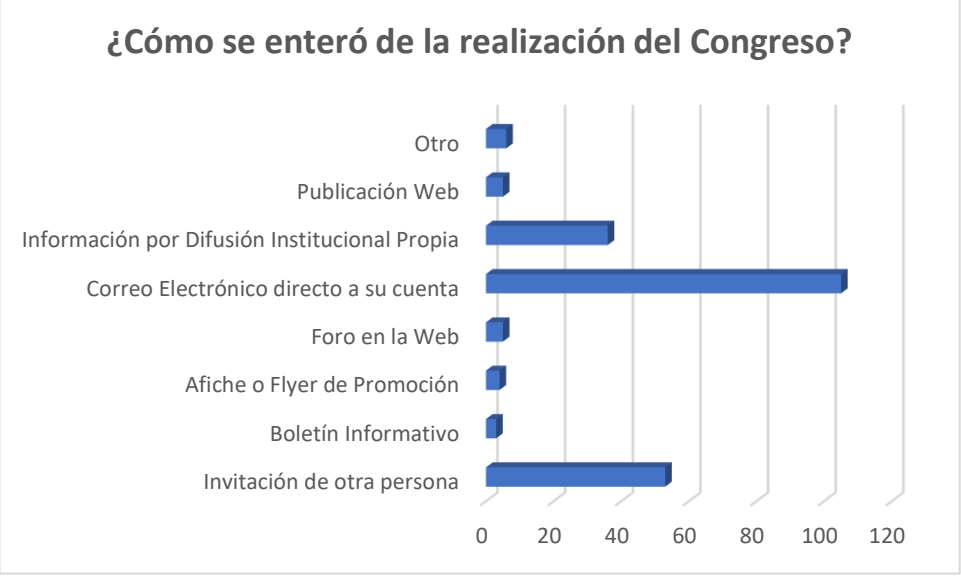
La visión y percepción de los asistentes sobre el Congreso fue recabada en los foros pero además se realizó una encuesta para detectar el grado de satisfacción respecto de la atención brindada, la calidad del sistema, las ponencias, seminarios y demás. Las estadísticas y los resultados arrojados son los siguientes:

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

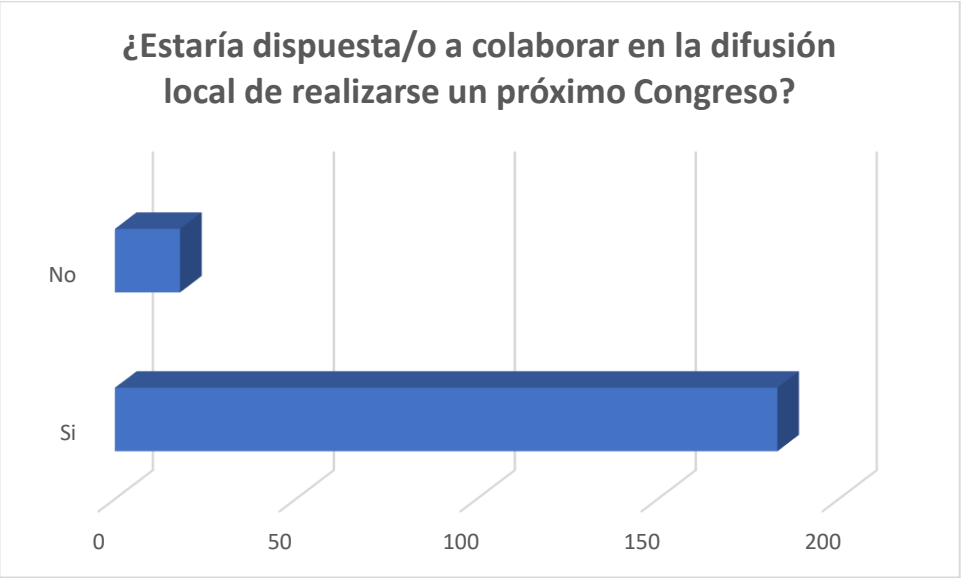
Sobre el Congreso y la Organización

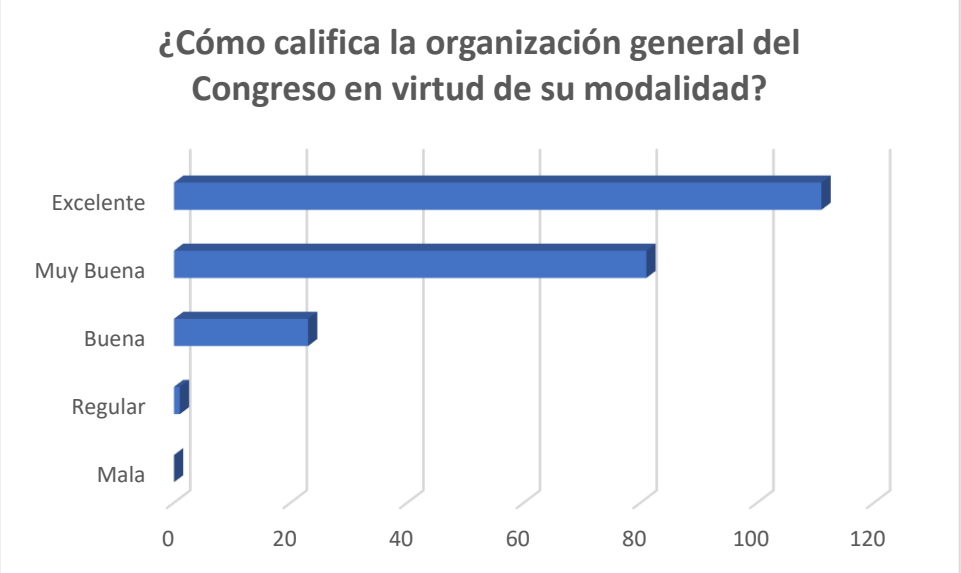






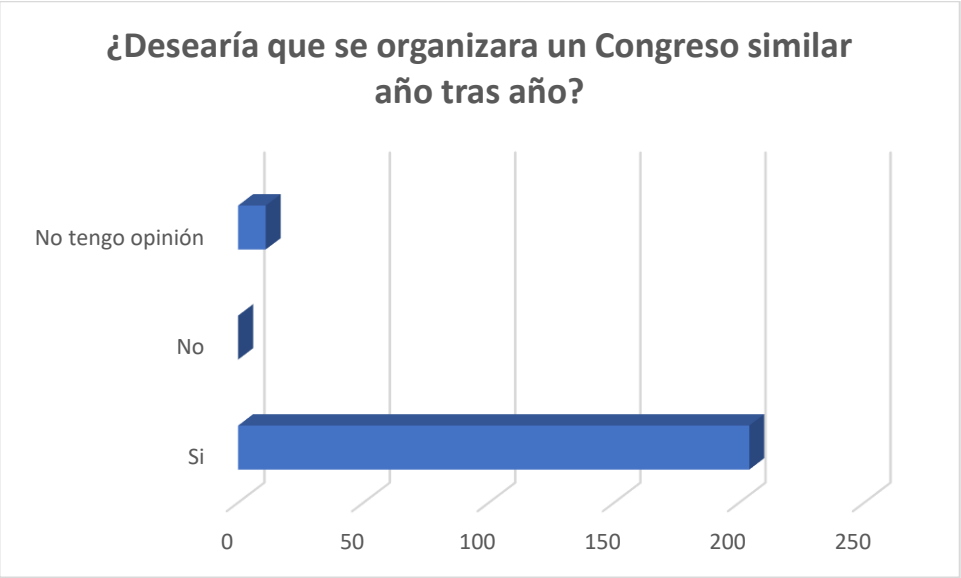
AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

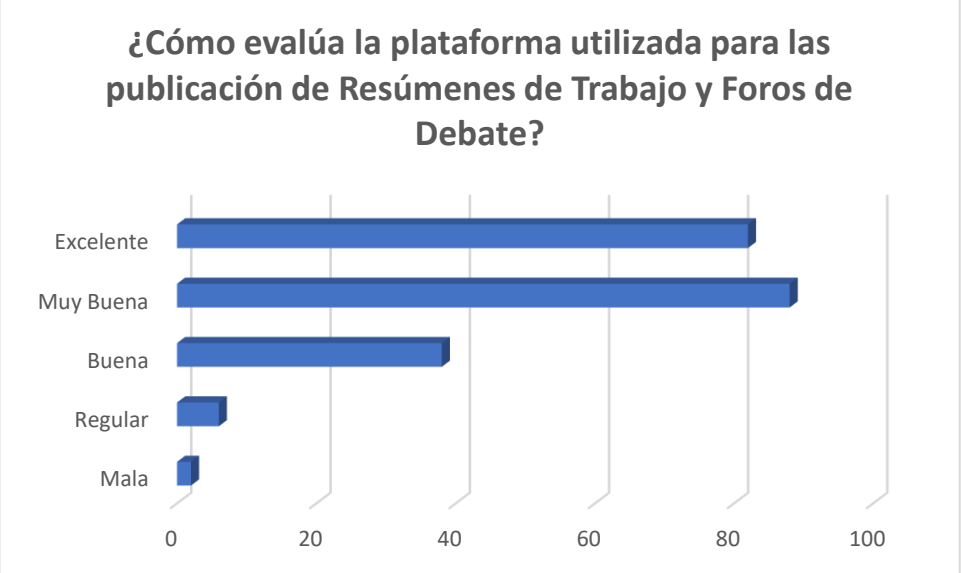


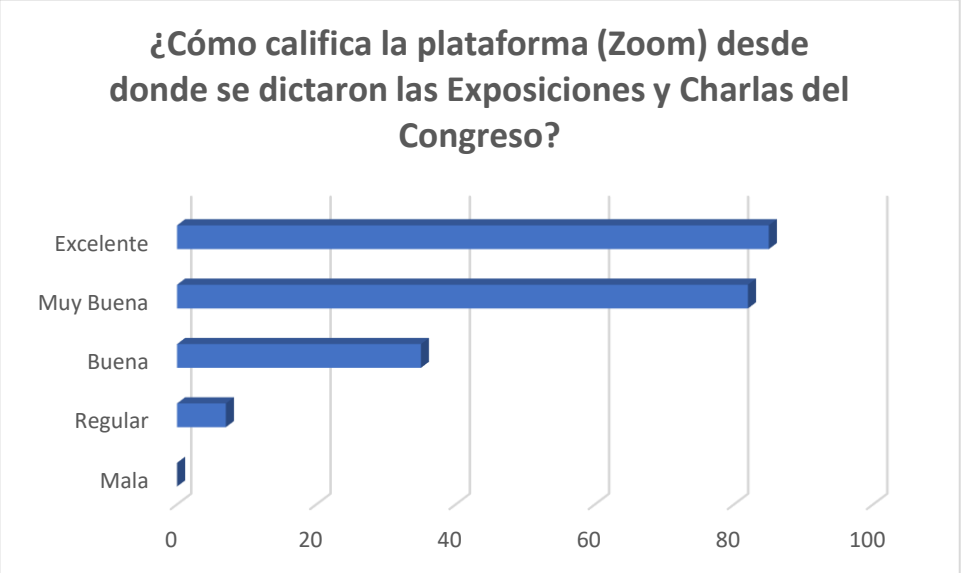




AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

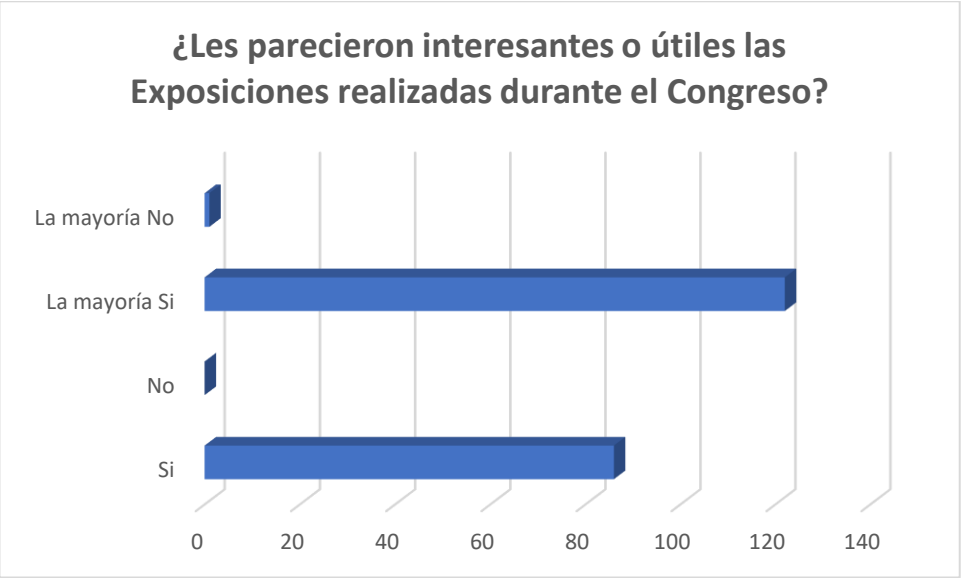


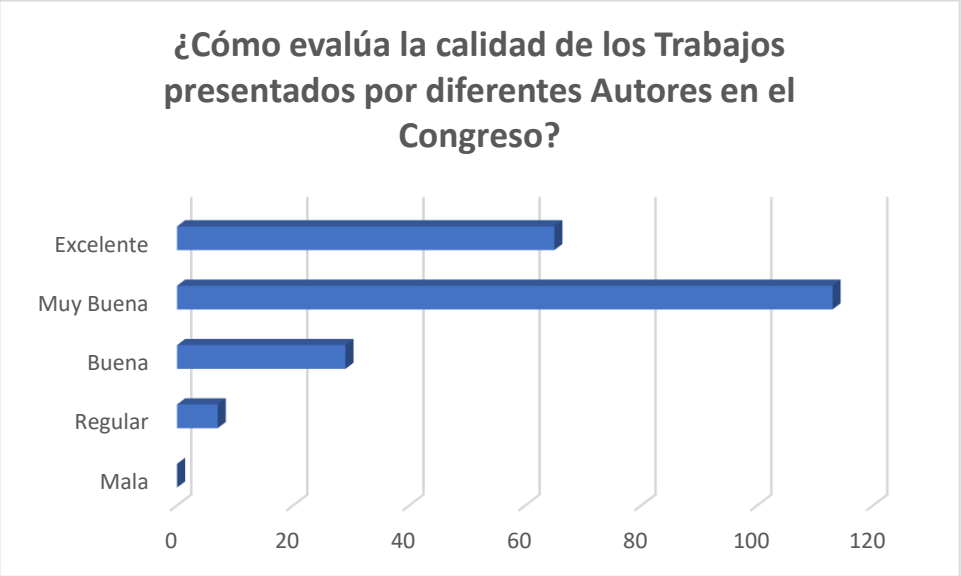


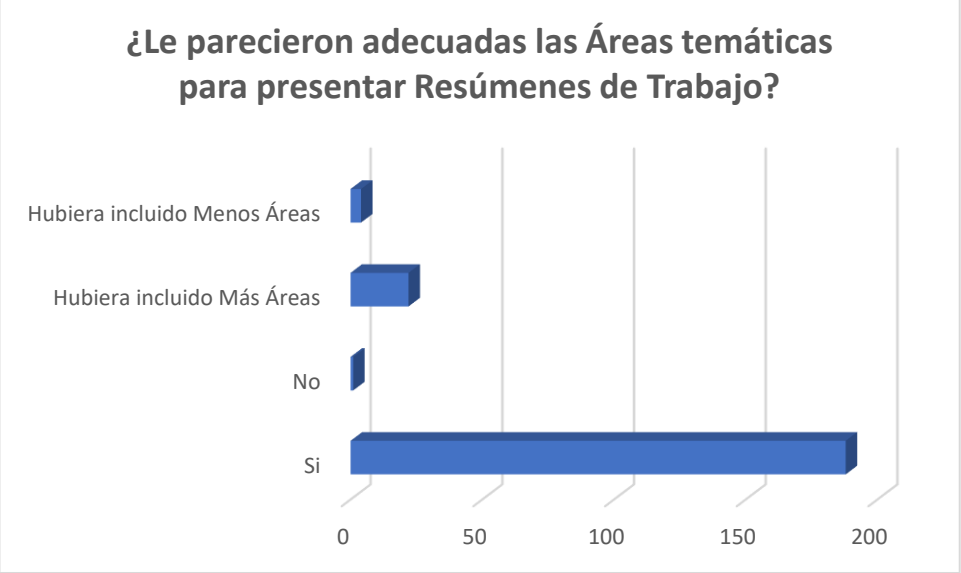


AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

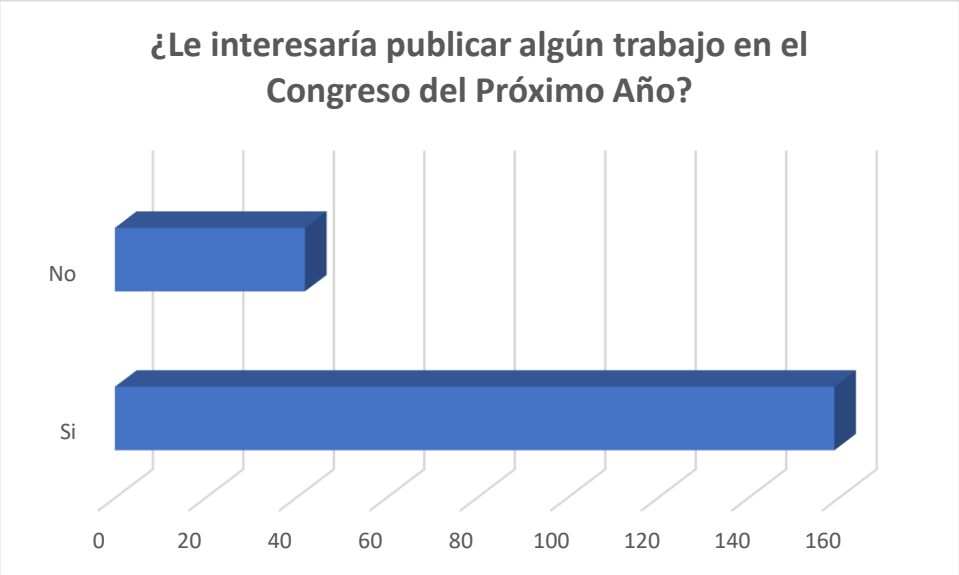
Sobre los Resúmenes de Trabajo y las Exposiciones

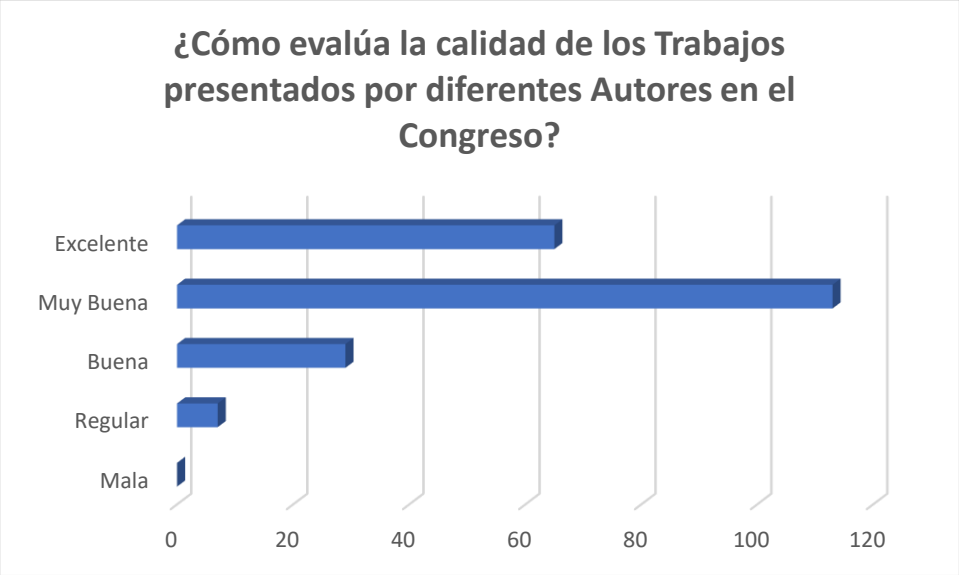


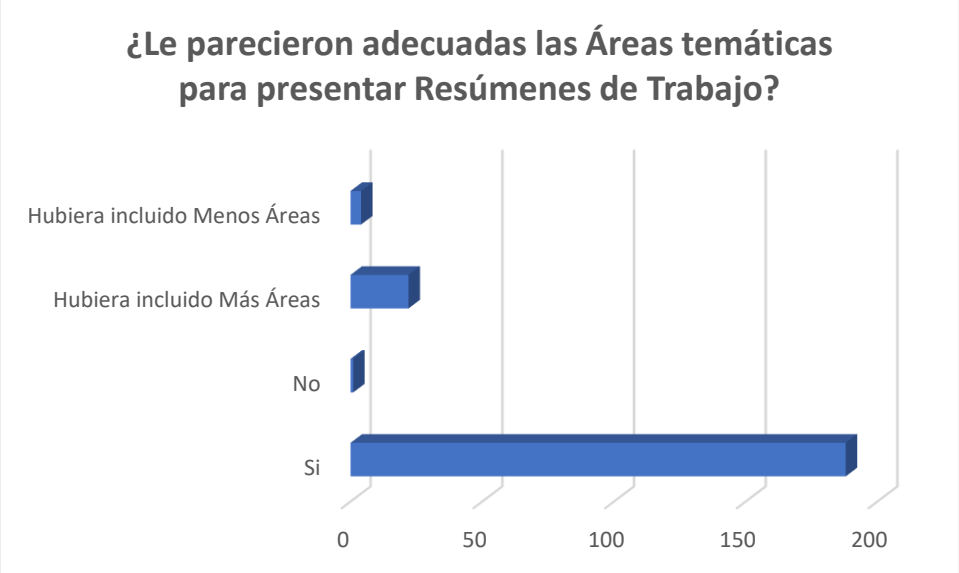




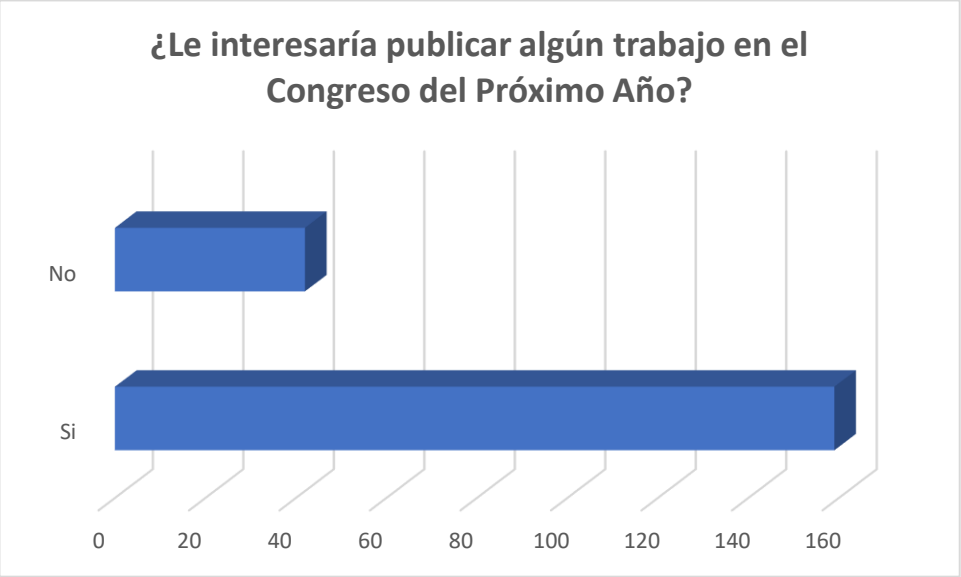
AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025



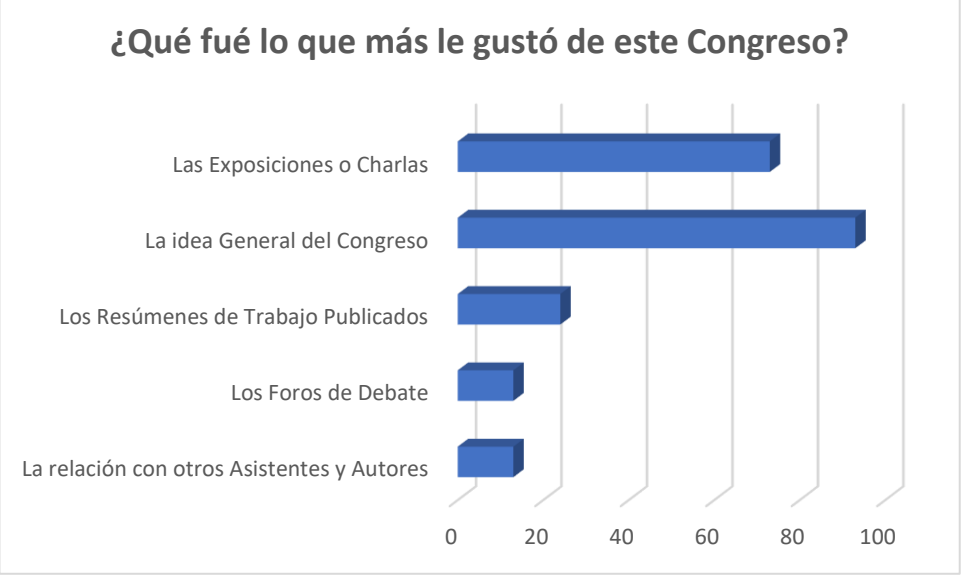




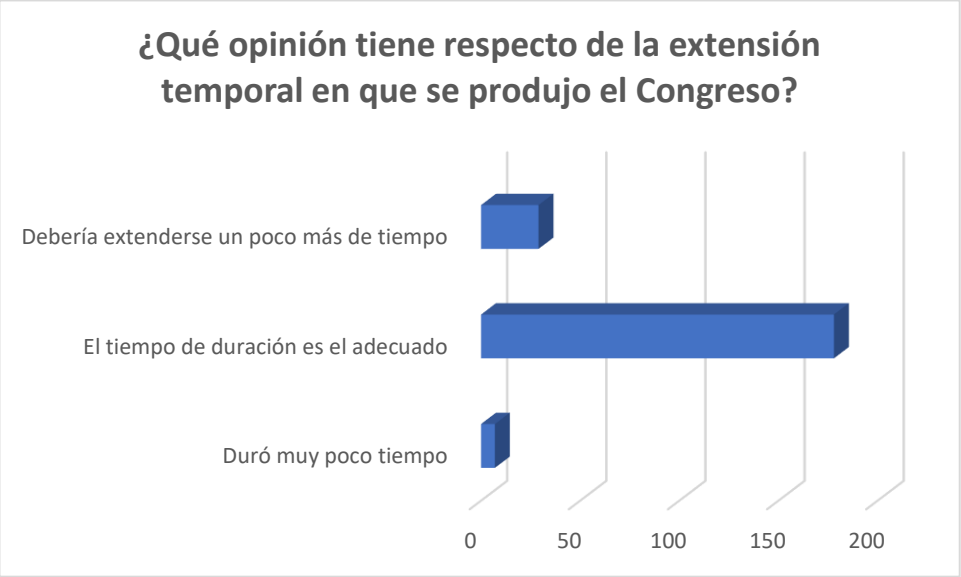
AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025



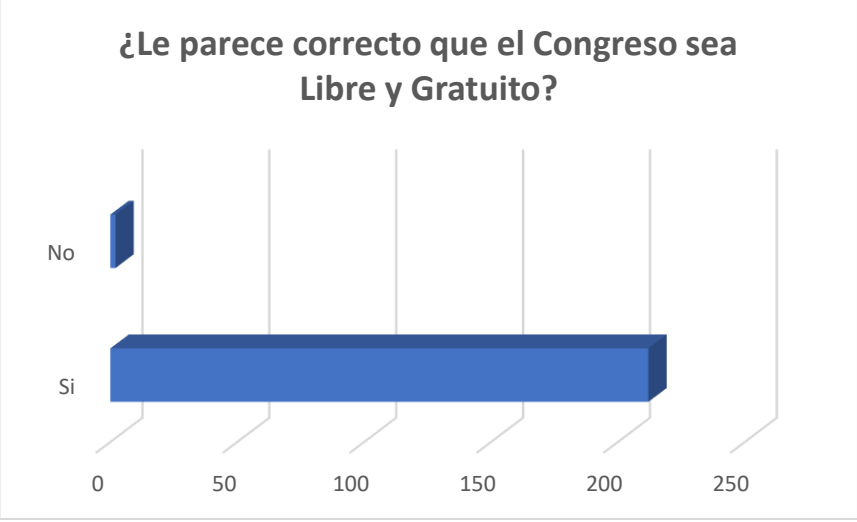




AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025







AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Afiche

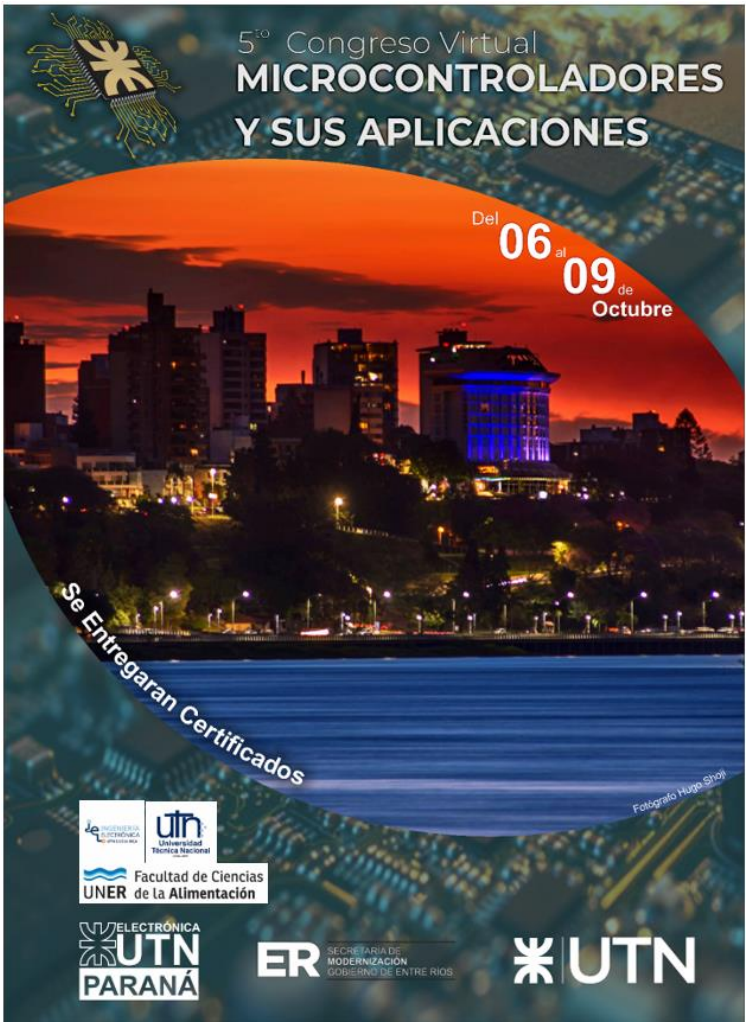
Se utilizaron diferentes afiches para la difusión y publicidad del Quinto Congreso.

Siendo los afiches, junto con la página del sitio Web elementos que se utilizarán para la difusión del evento.





AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025



Portada del Sitio Web



AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Resumen de Congresos anteriores



Primer Congreso Virtual de Microcontroladores y sus Aplicaciones

Fecha de inicio:
14 de setiembre de 2009
Duración: Diecisiete (17) días
Asistentes:
Ochocientos cuarenta (840)
Número de países de origen:
Todo Latinoamérica y España
Seminarios Web: Trece (13)
Ponencias: Sesenta y cinco (65) ISBN: 978-987-25360-4-6.

Avales institucionales:

- Consejo Superior de la Universidad Tecnológica Nacional.
- Consejo Académico de la Facultad Regional Paraná.
- Consejo Académico de la Facultad de Ingeniería y Ciencias Hídricas de la Universidad Nacional del Litoral.
- Universidad Abierta Interamericana.
- Decanato de la Facultad de Ciencia y Tecnología de la Universidad Autónoma de Entre Ríos.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025



Segundo Congreso Virtual de Microcontroladores y sus Aplicaciones

Fecha de inicio:
18 de octubre de 2010
Duración: Doce (12) días
Asistentes:
Mil novecientos cuarenta y siete (1947)
Número de países de origen:
Todo Latinoamérica y España
Seminarios Web: Veintisiete (27)
Ponencias: Cuarenta y dos (42)
ISBN: 978-987-25855-5-6

Avales institucionales:

- Consejo Superior de la Universidad Tecnológica Nacional.
- Consejo Académico de la Facultad Regional Paraná.
- Consejo Académico de la Facultad de Ingeniería y Ciencias Hídricas de la Universidad Nacional del Litoral.
- Universidad Abierta Interamericana.
- Decanato de la Facultad de Ciencia y Tecnología de la Universidad Autónoma de Entre Ríos.
- Rectorado Universidad Autónoma de Entre Ríos
- Facultad de Ingeniería de la Universidad de Buenos Aires
- Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Entre Ríos
- Facultad de Ingeniería de la Universidad de Belgrano
- Colegio Oficial de Ingenieros Técnicos Industriales de La Coruña España (COETICOR)
- Instituto Universitario de Tecnología de Valencia - Venezuela

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025



Tercer Congreso Virtual de Microcontroladores y sus Aplicaciones
Fecha de inicio:
26 de Mayo de 2014
Duración: Seis (6) días
Asistentes:
Mil seiscientos treinta y dos (1632)
Número de países de origen:
Todo Latinoamérica y España
Seminarios Web: Veinte (20)
Ponencias: Cincuenta y dos (52)

Avales institucionales:

- Consejo Superior de la Universidad Tecnológica Nacional.
- Consejo Académico de la Facultad Regional Paraná.
- Consejo Académico de la Facultad de Ingeniería y Ciencias Hídricas de la Universidad Nacional del Litoral.
- Universidad Abierta Interamericana.
- Decanato de la Facultad de Ciencia y Tecnología de la Universidad Autónoma de Entre Ríos.
- Rectorado Universidad Autónoma de Entre Ríos
- Facultad de Ingeniería de la Universidad de Buenos Aires
- Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Entre Ríos
- Facultad de Ingeniería de la Universidad de Belgrano
- Colegio Oficial de Ingenieros Técnicos Industriales de La Coruña España (COETICOR)
- Municipalidad de la Ciudad de Paraná

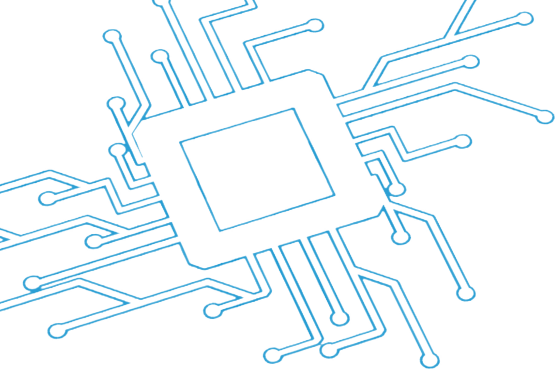
AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025



Cuarto Congreso Virtual de Microcontroladores y sus Aplicaciones
Fecha de inicio:
30 de Setiembre de 2024
Duración: Cuatro (4) días
Asistentes:
Mil cuatrocientos cincuenta y nueve personas (1459)
Número de países de origen:
Todo Latinoamérica y España
Seminarios Web: Veinticuatro (24)
Ponencias: Setenta y dos (72)

Avales institucionales:

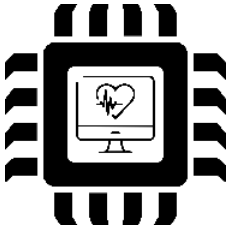
- Rectorado de la Universidad Tecnológica Nacional
- Consejo Directivo Facultad Regional Paraná Universidad Tecnológica Nacional
- Consejo Departamental Ingeniería Electrónica Facultad Regional Paraná Universidad Tecnológica Nacional
- Declarado de Interés por la Secretaría de Modernización del Gobierno de la Provincia de Entre Ríos
- Consejo Directivo de la Facultad de Ciencia y Tecnología de la Universidad Autónoma de Entre Ríos.
- Consejo Directivo de la Facultad de Tecnología y Ciencias Aplicadas de la Universidad de Catamarca
- Consejo Directivo de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Entre Ríos
- Dirección de Ingeniería Mecatrónica Universidad Mariana de Colombia



Trabajos

Eje Temático

Aplicaciones en Bioelectrónica



AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Diseño de un canal de medición opto-electrónico para la medición de la concetracion de ozono en gas.

Luís Miguel Echevarría Rodríguez
ORCID: 0009-0007-4530-6168
La Habana, Cuba
luismiguelechevarriarodriguez@gmail.com

Centro Nacional de Investigaciones Científicas (CNIC)

Universidad Tecnológica de La Habana José Antonio Echeverria (CUJAE)

***Resumen*— El Ozono hoy día es considerado un auténtico medicamento. La novedad en la Ozonoterapia radica en que sus funciones se dirigen a restaurar y mejorar las funciones defensivas naturales de las células. En el campo de la medicina se utiliza como desinfectante, antibacteriano y antiviral y debido a sus propiedades antinflamatorias y analgésicas, en múltiples patologías que presentan dolor e inflamación. La efectividad, seguridad y buena tolerabilidad del ozono, tanto infiltrado como administrado por vía sistémica, justifican la extensión de su uso en los últimos años. El desarrollo de un sistema que sea capaz de medir la concentración de ozono de manera controlada se ha convertido en un reto tecnológico interesante que tiene muchos aspectos involucrados. Entre otros, la presencia de sensores adecuados para la determinación de la concentración de ozono, así como del flujo másico asociado. De la misma forma, la implementación del algoritmo matemático adecuado para lograr obtener un valor de concentración fijo con errores en estado estacionario nulos y tiempos de convergencia pequeños. Con el empleo de un microcontrolador de la familia Microchip, amplificación de bloqueo, un arreglo óptico UV y un canal de medición cumpliremos el objetivo de demostrar la capacidad de absorción de ozono por la fotometría UV en la confección de un equipo medidor de concentración de ozono.**

Palabras claves—fotometría UV, concentración, canal de medición,, amplificación de bloqueo.

I. Introducción

El Ozono hoy día es considerado un auténtico medicamento. La novedad en la Ozonoterapia radica en que sus funciones se dirigen a restaurar y mejorar las funciones defensivas naturales de las células. En el campo de la medicina se utiliza como desinfectante, antibacteriano y antiviral y debido a sus propiedades antinflamatorias y analgésicas, en múltiples patologías que presentan dolor e inflamación. La efectividad, seguridad y buena tolerabilidad del ozono, tanto infiltrado como administrado por vía sistémica, justifican la extensión de su uso en los últimos años. El desarrollo de un sistema que sea capaz de medir la concentración de ozono de manera controlada se ha convertido en un reto tecnológico interesante que tiene muchos aspectos involucrados. Entre otros, la presencia de sensores adecuados para la determinación de la concentración de ozono, así como del flujo másico asociado. De la misma forma, la implementación del algoritmo matemático adecuado para lograr obtener un valor de concentración fijo con errores en estado estacionario nulos y tiempos de convergencia pequeños. Siendo el objetivo de este trabajo mostrar un equipo medidor de la concentración de ozono que cumple con los estándares adecuados para convertirse en equipo de referencia para calibrar los equipos existentes.

II. Desarrollo

A. Métodos para la medición de ozono

1) Fotómetros solares

El principio de medición de estos instrumentos se basa en la ley de absorción de Beer- Lambert que consiste en relacionar la intensidad de luz entrante en un medio con la intensidad saliente después de que en dicho medio se produzca cierta absorción. Matemáticamente la ley se expresa según la ecuación 1.1.

$$T = \frac{I(z)}{I_0} = e^{-kz} \qquad (1.1)$$

Donde: T es la transmitancia, (z), I (0) son las intensidades de luz con absorción y sin absorción respectivamente, k es el coeficiente de atenuación, y z es longitud del camino de transmisión.

El principio de medición de estos instrumentos se basa en relacionar la intensidad de luz entrante en un medio con la intensidad saliente después de cierta absorción. Matemáticamente se expresa como se representa en la ecuación 1.2:

$$K = \propto_m + B_m + \propto_a + B_a \qquad (1.2)$$

Donde: $\propto$ es el coeficiente de absorción y β es el coeficiente de dispersión; los subíndices m y a designan los procesos moleculares y de aerosol, respectivamente. Cada coeficiente en la ecuación (1.1) depende de la longitud de onda de la radiación.

2) Método LIDAR (Light Detention and Ranging)

Este método (Fig. 2.1) se utiliza para la teledetección activa de objetos y elementos en la atmósfera. Se emiten pulsos electromagnéticos de alta potencia en todas las direcciones posibles, que interactúan con los diferentes constituyentes atmosféricos y experimentan el fenómeno de *scattering* (esparcimiento o apertura). Parte de la radiación emitida regresa al sistema con información codificada de las propiedades físicas y químicas de los elementos con los que interactuó. Esta señal se procesa electrónicamente para obtener la información deseada del objeto bajo estudio.

En estos casos se utiliza la fotometría ultravioleta para la medición continua del ozono, debido a la gran banda de absorción del gas en la región del espectro ultravioleta. Esta técnica presenta ventajas como una *mayor* estabilidad de las señales de cero y de gas, y no requiere el uso de reactivos químicos que puedan ser contaminantes y nocivos. Sin embargo, presenta un mayor tiempo de respuesta (~ 30 s), con posible interferencia de compuestos carbonílicos o aromáticos que absorben en la misma región del UV, y

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

pueden quedar retenidos al filtrar el ozono en el ciclo de referencia, aunque normalmente las concentraciones de estos compuestos en el aire suelen ser mucho menores que las del ozono [1].

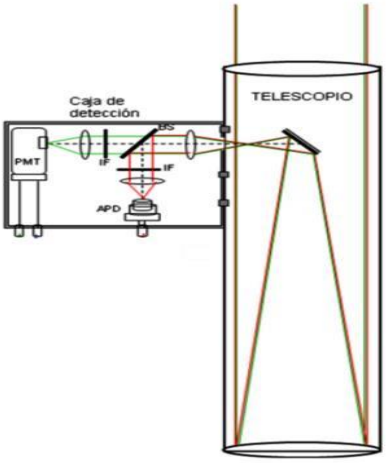


Figura 2.1 LIDAR de absorción diferencial (Tomado de [2]).

3) Método de Quimioluminiscencia

La quimioluminiscencia es una de las técnicas utilizada para la medida en continuo de ozono en entornos ambientales, y se basa en la detección de fotones producidos en la reacción exotérmica entre Etileno ($C_2\ H_4$) y Ozono (O_3).

$$\mathbf{C2H4} + \mathbf{O3} + M \rightarrow \text{productos} + \text{hv} \qquad (1.3)$$

Donde: hv es la radiación de fotones emitida.

La intensidad de la emisión de luz quimioluminiscente en el intervalo de longitud de onda de 350-550 nm es proporcional a la concentración de ozono (O_3) en la muestra de aire, siempre que haya un exceso de etileno presente. Otras olefinas alifáticas también producen quimioluminiscencia con ozono; pero sólo a bajas presiones. La ventaja del sistema etileno-ozono es que la emisión quimioluminiscente que se produce a presiones cercanas a la atmosférica es fácilmente detectable, lo que permite simplificar el sistema de captación de muestras. Los flujos regulados de muestra de aire y etileno se mezclan en la cámara de reacción, donde los fotones producidos se detectan mediante un tubo fotomultiplicador. La fotocorriente de salida del tubo es posteriormente amplificada y procesada electrónicamente.

Este método es adecuado para la medición de concentraciones de ozono en el intervalo de 0,001 a 100 ppm, y su respuesta es lineal en este intervalo siempre que los flujos de muestra y de etileno se mantengan constantes. No se conocen interferencias, y el tiempo de respuesta es del orden de un segundo (tr ~ 1 s). Se puede alcanzar una precisión del 2 % a 50 ppb de ozono.

4) Medidores Pasivos

Los captadores pasivos (Fig. 2.2) utilizados para la captación de gases se basan en la Ley de Fick, que establece una relación entre el flujo de un gas que difunde desde una región de alta concentración (en el extremo abierto del tubo) y el tiempo de exposición y el área del captador que está expuesto al contaminante.

$$F = D\,\frac{[x]}{L} \qquad (1.4)$$

Siendo: F el flujo del contaminante [X], en moles por centímetro cuadrado y minutos (mol/cm^2 x min), D es el coeficiente de difusión del gas, en centímetro cuadrado por minutos (cm /min), $[X]$ es la concentración ambiente del contaminante X, en moles por centímetro cúbico (mol/cm^3) y L es la Longitud de la zona de difusión, en centímetros (cm).



Figura 2.2 Componentes del captador pasivo Ogawa (Tomado de [3]).

5) Fotómetros con cámara de absorción

También se basan en la ley de Beer-Lambert, donde la luz es dirigida a través de una cámara de absorción y al final de esta se mide su intensidad mediante foto-detectores. La muestra a medir, se hace pasar por dicha cámara y se mide su absorción comparándola con una muestra que tenga cero contenidos del gas a medir (Fig. 2.3).

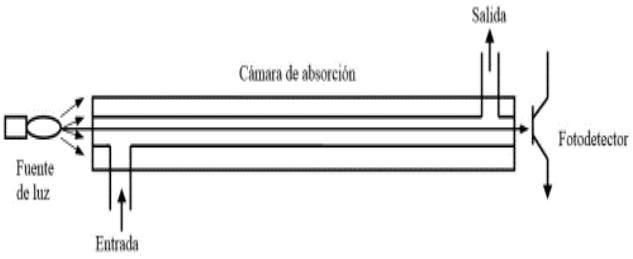


Figura 2.3 Fotómetro con cámara de absorción (Tomado de [3]).

Tomando nuevamente la ecuación (1.1) para un sistema aislado de la atmósfera, como el de la figura 2.3, donde se puede seleccionar la sustancia a medir, la ecuación de Beer-Lambert quedaría entonces:

$$T = \frac{I(z)}{I_0} = e^{-acl} \qquad (1.5)$$

Donde: α es la absorbancia debida únicamente a la sustancia que se encuentre en la cámara al momento de incidir la luz (para el ozono, la constante α, estaría dada por su coeficiente de absorción, que es igual a 308 cm^{-1} atm^{-1}, a una longitud de onda de 255 nm, 273 K y 1 Atmósfera de Presión), c es la concentración de absorbente en el medio y l es la longitud atravesada por la luz en el medio.

6) Sensores Semiconductores de Óxido Metálico (MOS)

Los sensores MOS detectan ozono mediante cambios en la conductividad eléctrica de una capa de oxido metálico como el SnO_2, WO_3, InO_3 cuando interactúa con el ozono, donde se produce una reacción química en la cual el oxígeno absorbido altera la resistencia de la película del semiconductor. La tabla 2.1 presenta las características técnicas de este tipo de sensores.

Tabla 2.1 Características técnicas de los sensores MOS

Parámetro	Valor típico	Detalles
Rango de detección	0.05-5 ppm	Limitado por saturación de sitios activos

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Sensibilidad	0.01 ppm (para SnO_2 dopado con Pt)	Mejora con nanopartículas metálicas (Pt, Au) [26].
Tiempo de respuesta	30-120 s	Depende de la temperatura de operación (200-400ºC) [27].
Deriva a largo plazo	±10 %/año	Causada por envenenamiento de la superficie o sinterización [28].
Interferencias comunes	NO_2, CO	Pueden reducirse con filtros químicos o algoritmos de corrección.

Este tipo de sensores son de bajo costo y alta portabilidad, usados en monitoreo de la calidad del aire.
La figura 2.4 muestra la relación entre la concentración de ozono y la resistencia del material semiconductor.

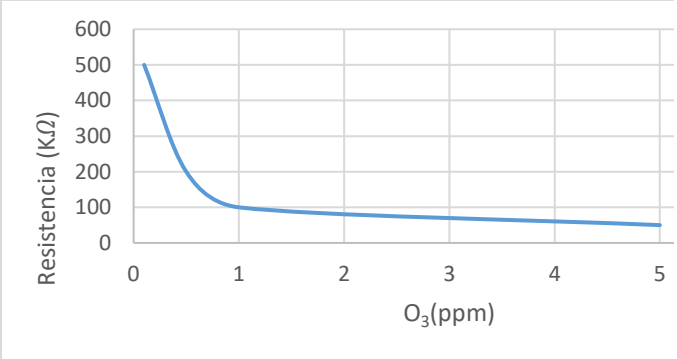


Figura 1.4 Concentración de O_3 vs resistencia (Tomado de [4]).

7) Espectroscopía de infrarrojo por transformada de Fourier

En este método se mide la absorción de radiación infrarroja por el ozono en la banda de 9.6 μm correspondiente al modo de estiramiento asimétrico O-O-O. La concentración se mide por la Ley de Beer-Lambert (Ec. 1.1). La tabla 1.2 presenta las características técnicas de este tipo de sensores.

Tabla 2.2 Características técnicas de la espectroscopía de infrarrojo por la transformada de Fourier

Parámetro	Detalles
Rango de detección	Límite de detección: 0.001 ppm en laboratorios.
Resolución espectral	Depende del interferómetro.
Precisión	Requiere calibración con estándares de O_3 certificados.
interferencias	Se corrigen con mecanismos de deconvolución.

Este método posee una alta selectividad debido a que identifica el ozono entre otros gases y no depende de reacciones químicas.
La figura 2.5 muestra se muestra el pico característico del ozono a 9.6 μm

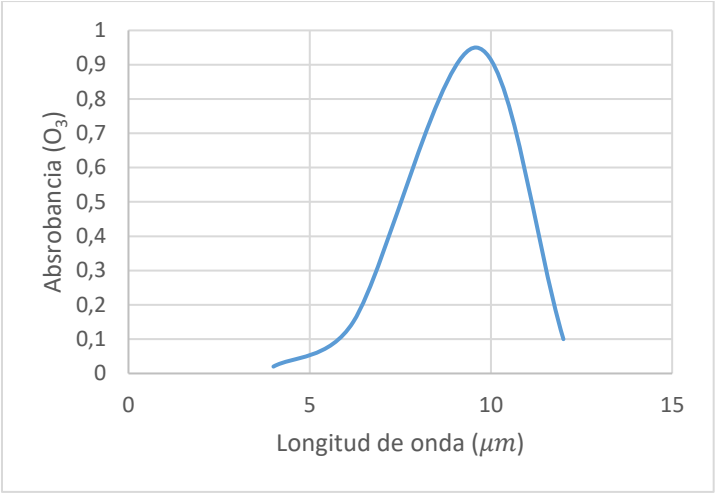


Figura 2.5 Longitud de onda vs absorbancia del ozono (Tomado de [5]).

B. Diseño para la medición de concentración de ozono.

En este proyecto relacionado con el diseño de un sistema capaz de medir la concentración de ozono en gas, la tarjeta electrónica de control se estructuró con un diseño modular con funciones y objetivos específicos para cada módulo, dentro de los que se encuentran: la fuente de alimentación, el canal de medición por cámara de absorción, la UPC (Unidad de Procesamiento y Control) y la unidad de visualización. La fase experimental de esta investigación se realizó utilizando sólo un canal de medición como se muestra en la siguiente figura 1.6

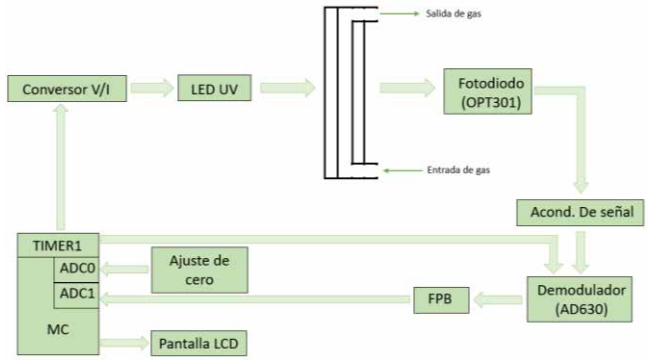


Figura 2.6 Diagrama de bloques del sistema para la caracterización de medición de concentración de ozono.

1) Módulo: Fuente de alimentación Step-UP

Una fuente de alimentación *Step-Up*, también conocida como convertidor *Boost*, es un circuito electrónico que eleva la tensión de entrada a una salida mayor. Funciona almacenando la energía en un inductor durante un ciclo, y luego libera esa energía al circuito de salida en el siguiente ciclo, incrementando así la tensión.

Selección de componentes y diseño del circuito

La fuente implementa una topología *Step-up* con transformador de ferrita, basada en el circuito integrado LM2577T, para convertir de 5 V USB en ± 12 V simétricos y +5 V regulados. A diferencia de las fuentes step-up convencionales, este diseño emplea un transformador de

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

ferrita de alta frecuencia en la etapa de conmutación permitiendo mayor aislamiento galvánico, generación eficiente de múltiples salidas ($\pm$ 12 V y +5 V) y retroalimentación estabilizada en el secundario del transformador. La figura 2.7 muestra los principales dispositivos empleados en el circuito.

- LM2577T: Eleva los 5 V de entrada a una tensión intermedia de ~15-24 V mediante conmutación de alta frecuencia a unos 52 kHz típico.
- Transformador de ferrita: Núcleo de ferrita N87 para minimizar pérdidas por histéresis.
- Diodo 1N5821: Rectificación de alta velocidad con V_f = 0.45 V para reducir pérdidas en el secundario del transformador.
- Regulador lineal MC7805: Entrega +5 V estables para el microcontrolador ATmega32U4 y la LCD.
- Regulador lineal MC7812/MC7912: Generan $\pm$ 12 V para el AD630, amplificadores operacionales, OPT301 y el LED ultravioleta.
    - Condensadores electrolíticos y cerámicos para reducir el rizado de las tensiones de alimentación (< 50 mVpp).

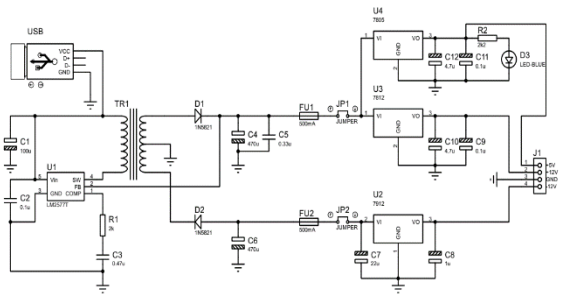


Figura 2.7 Circuito eléctrico de la fuente de alimentación *Step-Up*.

Los reguladores lineales utilizados garantizan tensiones limpias en las etapas analógicas críticas para garantizar el correcto funcionamiento de los circuitos integrados AD630 y el receptor ultravioleta OPT301. El circuito integrado LM2577T con el trasformador logra una eficiencia mayor al 80 %, superior a soluciones puramente lineales. En el diseño se integran múltiples tensiones en un solo circuito impreso, reduciendo espacio y mejorando la calidad de la misma.

2) Módulo: Unidad de Procesamiento y Control (UPC)

El módulo desarrollado se basa en el empleo de un microcontrolador, el cual no es más que un circuito integrado programable que combina en un solo *chip* la Unidad Central de Procesamiento (UCP) que ejecuta las instrucciones de la aplicación (*software)*, las unidades de memoria como son la *Flash* (programa), SRAM (datos volátiles) y EEPROM (datos no volátiles), los periféricos (TIMER's, ADC, USART, PWM, I^2C, SPI y USB), y además dispone de los terminales de entrada/salida (GPIO) para interactuar con sensores y/o actuadores.

El microcontrolador como solución *hardware* gestiona en este sistema las siguientes acciones:

1) La generación de la señal de estimulación del LED ultravioleta.
2) La generación de la señal de referencia para la detección síncrona en el AD630.
3) La conversión analógica-digital (ADC) de la señal CD de salida del AD630.
4) La comunicación con la pantalla LCD (16x2 caracteres) de visualización.

En esta investigación se realizó un estudio comparativo entre varios microcontroladores comerciales, donde resultó elegido el microcontrolador ATmega32U4 (Tabla 2.3), pues dispone de conversor analógico-digital de 10 *bit*, suficiente para la medición de ozono con una precisión menor al 1 %, su bajo consumo lo hace ideal para aplicaciones de alimentación por USB, además de poseer pequeño tamaño y encapsulado *QFN/*TQFP que posibilita la capacidad de protegerlo contra ambientes industriales. La figura 2.8 muestra la disposición de terminales del mismo dispositivo.

Tabla 2.3 Características técnicas del microcontrolador ATMEGA32U4.

Parámetro	Especificación	Relevancia en el sistema
Arquitectura	8-*bit* AVR RISC	Suficiente para procesamiento de señales de control.
Memoria Flash	32 KB	Almacena firmware y tablas de calibración.
SRAM	2.5 KB	Buffer para datos temporales.
EEPROM	1 KB	Guarda configuraciones persistentes (ej.: datos de calibración).
ADC	10 *bit*, 8 canales	Lectura precisa de la señal CD de salida del AD630.
PWM	8/16 *bit*, 6 canales	Control de intensidad del LED UV y señal de referencia del AD630.
Interfaz USB	USB 2.0 *Full-Speed*	Facilita la comunicación con la PC sin necesidad de hardware adicional.
GPIO	26 terminales (5 V tolerante)	Conexión con pantalla LCD, AD630, y demás periféricos.
Consumo	20 mA (activo), menor 1 uA (modo sueño o *Stand-by*)	Ideal para sistemas portátiles

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

		alimentados por USB.

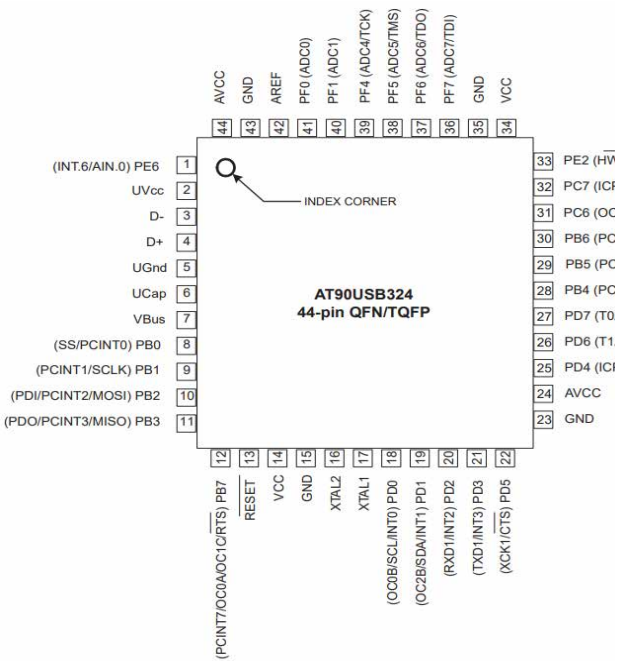


Figura 2.8 Disposición de terminales del microcontrolador ATmega32U4.

3) Módulo:Canal para la medición de concentración de ozono

Para que el sistema funcione se necesitan dos señales, una de estímulo y otra de referencia. Estas señales son generadas con el microcontrolador que posee 4 temporizadores (TIMER's), de los cuales se usará el Timer1 de 16 bit que es ideal para frecuencias bajas y medias con alta resolución.
Para generar las señales se usará el timer1 (modo *Fast* PWM), que permite un mayor control de la frecuencia y la fase, donde se requiere una f = 1950 Hz en dos modos de salida, salidas normal e invertida. La frecuencia en este modo se calcula mediante la ecuación 2.1

$$Fpwm = \frac{Fclk}{N(1+TOP)} \quad (2.1)$$

Donde: $Fpwm$ = 16 MHz que es la frecuencia de reloj con la que opera la UPC, N representa el Pre-escalador programable (1, 8, 64, 256,1024), y TOP = Valor máximo del contador definido por el valor de los registros ICR1 y OCRnA.
Obteniéndose un valor de N=8 y de TOP=1257 con un error de 0.012 % con respecto a la frecuencia deseada, una vez que se obtienen estos valores se procede a configurar los registros principales del Timer1:

- TCCR1A (*Timer/Counter Control Register 1A*) con un valor digital a programar de 0xB8
- TCCR1B (*Timer/Counter Control Register 1B*) con un valor digital a programar de 0xD8
- OCR1A Y OCR1B con valores digitales de 0x7F

La salida de estas señales será por los terminales PB5 en modo normal inyectados a un conversor tensión corriente (Fig. 2.9) para estimular el LED UV, y PB6 en modo invertido que será utilizado para la señal de referencia del AD630.

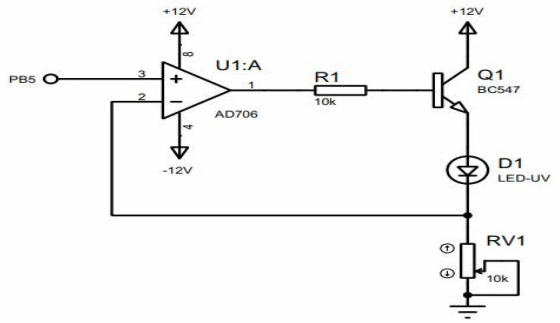


Figura 2.9 Conversor tensión corriente utilizado estimular el LED de emisión ultravioleta.

En la medición de la concentración de ozono se necesita un canal de medición que los materiales de su confección sean aptos según sus propiedades químicas, ópticas y mecánicas específicas, por eso se emplearon los siguientes materiales:

Cubeta de cristal de cuarzo

El cristal cuarzo tiene una alta transparencia lo que posibilita una alta transmitancia en el intervalo ultravioleta (UV 190-400 nm) [40], crucial para la detección de ozono que absorbe típicamente a 253 nm, mientras que otros materiales como el vidrio común (boro-silicato) absorben fuertemente por debajo de 300 nm, mientras que el cuarzo permite el paso de luz UV sin atenuación significativa. Este material es inerte frente al ozono, evitando reacciones superficiales que alteren la concentración medida ya que no se degrada con oxidantes fuertes a diferencias de los plásticos como el acrílico que amarillea bajo las condiciones de luz ultravioleta y el ozono. La tabla 2.4 muestra la comparación con otros materiales, apreciándose que el cuarzo es el material idóneo para la interacción entre el ozono y la emisión UV.

Tabla 2.4 Comparativa del cristal de cuarzo con otros materiales.

Material	**Transmitancia UV a 253 nm (%)**	**Resistencia al O_3**	**Costo**
Cuarzo	90	Elevada	Alto
Vidrio UV	~50	Media	Medio
Acrílico	<10	Pobre	Bajo

Cubeta de cristal de cuarzo

La silicona es menos susceptible al ataque del ozono que cauchos orgánicos como el PVC y el látex, polímeros como el teflón son superiores en resistencia química pero son más rígidos y costosos, sin embargo la silicona es más flexible lo que posibilita conexiones herméticas sin fugas que son críticas para mediciones precisas, además al poseer una superficie no porosa este material reduce la pérdida de ozono por adherencia, aunque a largo plazo el ozono causa un efecto llamado craqueo superficial.
La luz que logra atravesar la muestra de ozono en el canal de medición se recepciona con ayuda del circuito integrado opto-electrónico OPT301, el cual contiene un fotodiodo y un amplificador de transimpedancia monolítico. La salida del

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

foto-detector va a una sección de demodulación sincrónica con el AD630, filtrado y conversión, empleándose una estructura de amplificadores de enganche (*Lock-in amplifier*: LIA) para la sincronización del proceso de demodulación, La figura 2.10 muestra el circuito electrónico de dicha etapa de amplificación de bloqueo.

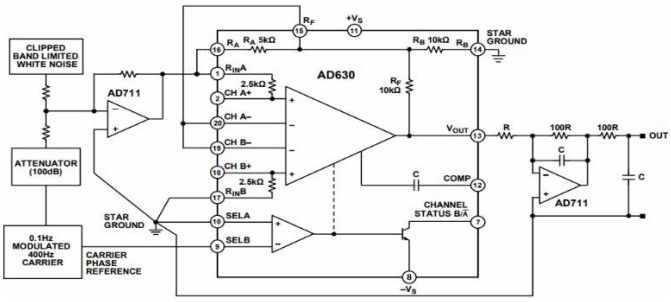


Figura 2.10 Circuito electrónico del amplificador de bloqueo AD630.

El proceso de detección consiste en la detección sincrónica de una señal de interés modulada a una frecuencia conocida, rechazando eficientemente el ruido fuera de esta banda estrecha, multiplicando las señales de entrada (la señal de salida del OPT301) y la señal de referencia, obteniéndose una tensión de salida correspondiente a la siguiente ecuación 2.2

$$V_{OUT} = \frac{1}{2}ABcos\theta + \frac{1}{2}ABcos\,(2\text{wt} + \theta) \qquad (2.2)$$

Donde: A: Amplitud de la señal de entrada, B: Amplitud de la señal de referencia y θ: Ángulo de desfase entre las señales de entrada y referencia.

Si la amplitud de la señal de referencia B, permanece constante, la salida del demodulador es una señal de CD que es:

1. Proporcional a la amplitud de la señal de entrada A.
2. Proporcional al coseno del ángulo de desfase θ entre la señal de entrada y la señal de referencia.
3. Modulada en 2wt, es decir, que contiene componentes en una frecuencia que es dos veces la frecuencia de referencia.

Un filtro paso-bajo (FPB) elimina la componente 2wt dejando solamente la señal de CD. En una situación práctica la señal suele ir acompañada por el ruido; pero se puede demostrar que, siempre y cuando no exista una relación de fase fija entre el ruido y la señal (y por lo tanto con la frecuencia asociada), la salida del multiplicador, debido a las tensiones de ruido no será constante y, por tanto, serán eliminados por el FPB de salida.

Para este bloque se diseñó un filtro activo paso bajo de segundo orden con estructura Sallen-Key, ganancia unitaria y aproximación de Chebyshev, con frecuencia de corte a 2 Hz y una atenuación de -40 dB a 50 Hz. Esta configuración cumple con los requisitos que se necesitan para obtener la componente directa a la salida del demodulador AD630.

La figura 2.11 muestra la respuesta de frecuencia del filtro, donde se aprecia que la frecuencia de corte es de 2.314 Hz, este resultado de la simulación es muy próximo al obtenido en el montaje, donde la frecuencia de corte es de 2.23 Hz, que es detectada cuando la señal a la salida del filtro ha disminuido al 70 % (-3 dB) de la señal de entrada, mientras que la figura 2.12 muestra el circuito electrónico del diseño del filtro.

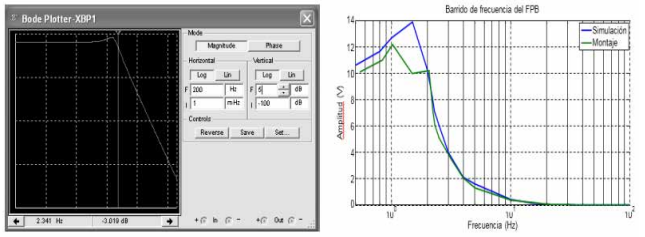


Figura 2.11 Repuesta de frecuencia del filtro paso bajo para el canal de medición (a) Simulación con MULTISIM V13 (b) Resultados del montaje experimental.

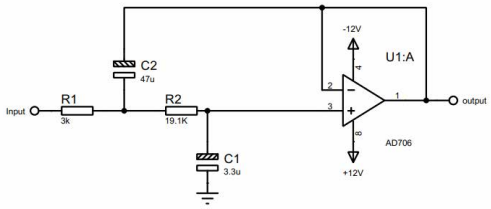


Figura 2.12 Circuito electrónico del filtro paso bajo.

Considerando que en la vida real casi todo es analógico, una manera de enlazar con el mundo digital es a través del empleo de los conversores análogo digitales (ADC) y los conversores digital analógicos (DAC). La figura 2.13 muestra el diagrama de bloques funcionales de un convertidor analógico-digital.

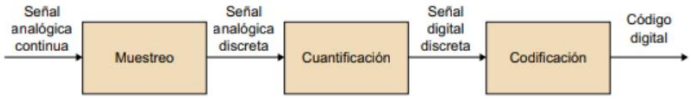


Figura 2.13 Diagrama de bloques funcionales de un convertidor analógico-digital.

Muestreo: Es la primera etapa del ADC. A partir de la señal analógica continua de entrada, obtiene una señal analógica discreta en el tiempo. Es decir, el muestreo toma los valores de la señal analógica de entrada en instantes concretos de tiempo separados por un intervalo denominado periodo de muestreo.

Cuantificación: Es la segunda etapa del ADC. A cada uno de los valores de la señal analógica discreta, se le asigna el valor más cercano de un conjunto finito de valores posibles. Es decir, la cuantificación es un proceso no lineal que convierte una señal con infinitos valores de amplitud, entre un mínimo y un máximo, en una señal con un número finito de valores de amplitud.

Codificación: Es la tercera etapa del ADC. Consiste en asignar un código digital a cada uno de los valores de amplitud de la señal a la salida de cuantificador.

Para la cuantificación y conversión de la señal de analógica a digital, se analizaron varias opciones de dispositivos con diversas prestaciones, y donde se consideró el uso del conversor ADC interno del microcontrolador ATmega32U4 de 10 *bit* de resolución a 5 V, tomando un cambio de bit cada 4.88 mV.

La señal de salida CD del filtro paso bajo fue convertida de un valor analógico a digital (de mV a *bit*) internamente por el microcontrolador donde en el *software* se realiza una conversión contraria (de *bit* a mV) mediante la ecuación 2.3 para una vez que se hayan obtenido los milivoltios, realizar una media aritmética fija a una cantidad de 100 muestras para después realizar un filtro digital de media aritmética móvil

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

donde se obtiene un valor filtrado y estándar de la cantidad de milivoltios que hay a la salida del filtro paso bajo, este valor ya está listo para para ser interpolado con una tabla de referencia obtenida con un medidor patrón y realizar una conversión de milivoltios a las unidades de ingeniería: μg/ml de ozono.

$$mV = \frac{ValorLeido \times 5000}{1023} \quad (2.3)$$

4) Módulo: Visualización

Una vez obtenidos los valores de la concentración de ozono, estos se deben mostrar para que el usuario pueda observarlos de forma directa. Para ello se utiliza una pantalla alfanumérica LCD de 16 columnas y 2 filas (Fig. 2.14), ideal para mostrar este tipo de datos.

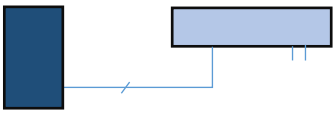


Figura 2.14 Diagrama de bloques de la conexión entre la pantalla y el microcontrolador.

La pantalla se comunica con el microcontrolador utilizando un formato de 4 *bit* donde se utilizan 4 cables para los datos, 2 para la alimentación de la misma y 2 cables para el control de la pantalla.

5) Proceso de medición de la concentración de ozono

El proceso de medición de la concentración de ozono forma parte de la integración de las soluciones de *software* y *hardware* diseñadas, donde cada etapa aporta un papel crucial en su funcionamiento.

Con la energización de la tarjeta electrónica entra en funcionamiento en primer lugar el microcontrolador donde se declaran las variables y se configuran los periféricos a usar, una vez que el microcontrolador está listo, genera las señales correspondientes para que el canal de medición y sus etapas adyacentes puedan realizar su trabajo, después de obtenido el valor de la medición (tensión saliente del filtro paso bajo), ese valor necesita ser procesado y tratado nuevamente con el microcontrolador, para eso él detiene las señales de generación y detiene el proceso de conversión para dedicarse a procesar los datos que lee con el conversor análogo digital ADC, promediando esos valores y filtrándolos digitalmente para después interpolarlos y mostrarlos en una pantalla LCD. Este proceso se representa en el siguiente diagrama de bloques mostrado en la figura 2.15.

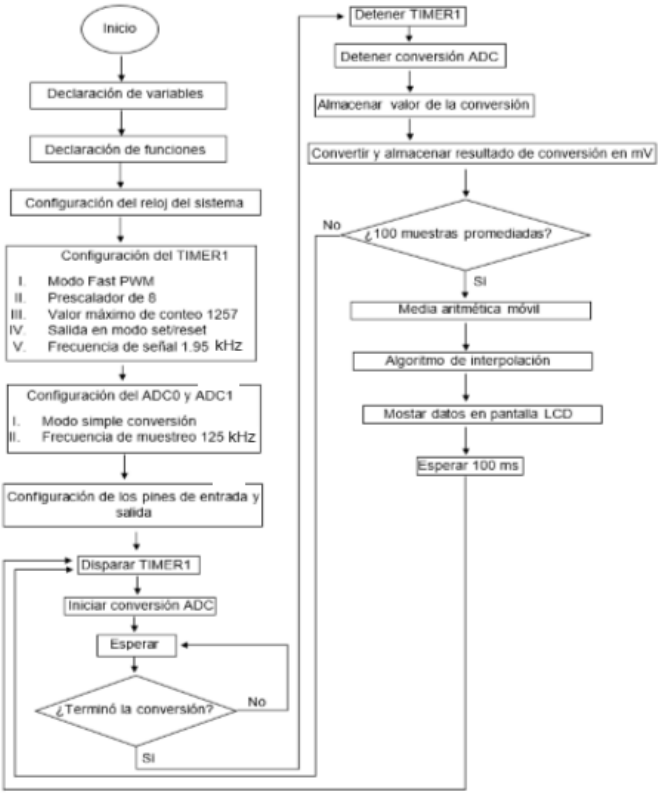


Figura 2.15 Diagrama de bloques del algoritmo del microcontrolador.

III. Resultados

El sistema propuesto para la caracterización de concentración de ozono en gases fue integrado en su totalidad en un gabinete plástico donde se interconectaron todos los módulos. La figura 3.16 muestra el circuito electrónico desarrollado del sistema de medición presentado en la sesión previa (Fig. 2.6).

En el diagrama esquemático del circuito electrónico se muestra (resaltado en color azul), la fuente *Step-Up* presentada en la sección anterior, la que proporciona la tensión necesaria para que los restantes bloques puedan funcionar correctamente. La unidad de visualización y control (resaltada de color rojo) donde se encuentra la pantalla LCD y el microcontrolador ATmega32U4, encargados de mostrar los datos resultantes de la medición de la concentración de ozono de la muestra gaseosa que se esté analizando, y de encargarse de realizar la generación de las señales de estímulo y referencia para el amplificador de bloqueo, además de la conversión de la señal de analógica a digital. El amplificador de bloqueo (resaltado de color verde), el cual se encarga de la detección y modulación síncrona de la señal proveniente del canal de medición.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

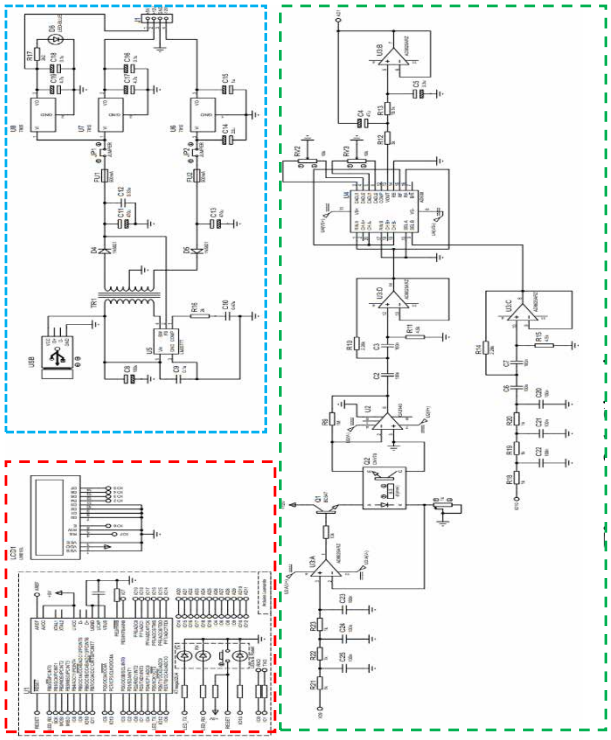


Figura 3.16 Circuito electrónico del sistema de medición.

Las figuras 3.17 y 3.18 muestran el interior del gabinete con los componentes y la parte frontal del equipo respectivamente.

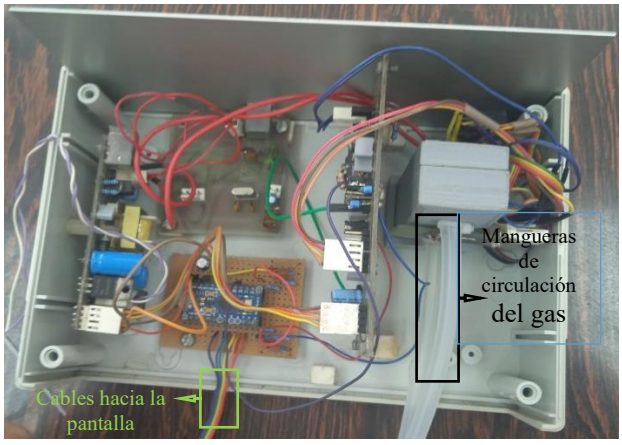


Figura 3.17 Interior del gabinete con los módulos interconectados.

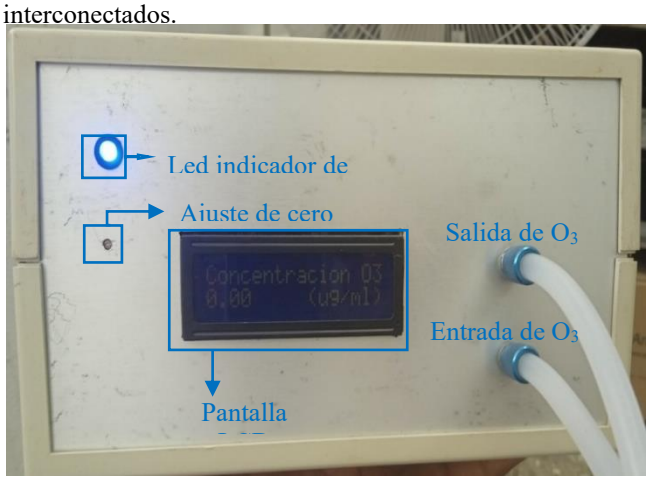


Figura 3.18 Parte frontal de equipo.

Como se observa en la figura 3.20, se ha colocado una cápsula obtenida a través de una impresora 3D, que contiene el arreglo del transductor (par óptico LED UV y fotodiodo receptor).

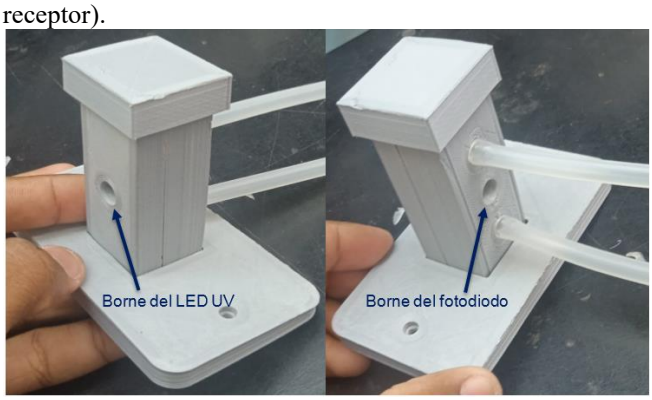


Figura 3.20 Cápsula del canal de medición.

En su interior va colocada la cubeta de medición desarrollada con cristal de cuarzo de forma que el haz de luz emitido por el emisor es uniforme e incide perpendicularmente en la pared de la cubeta con mínima reflexión óptica (Fig. 3.21).

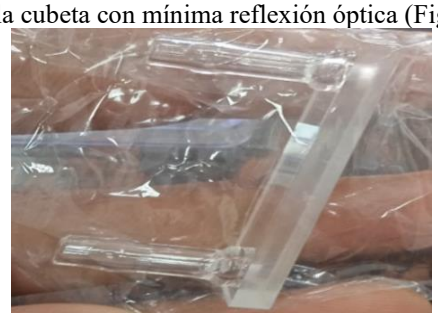


Figura 3.21 Cubeta de cristal de cuarzo utilizada en el sistema de caracterización de [O_3].

El circuito impreso (PCB) de la figura 3.22 agrupa al conversor tensión-corriente, el filtro electrónico paso-bajo y la estructura de amplificadores de bloqueo. Como el microcontrolador seleccionado por defecto viene en placa de expansión, este se ubicó en una pequeña área del PCB para soldar sus terminales de E/S (Fig. 3.23).

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

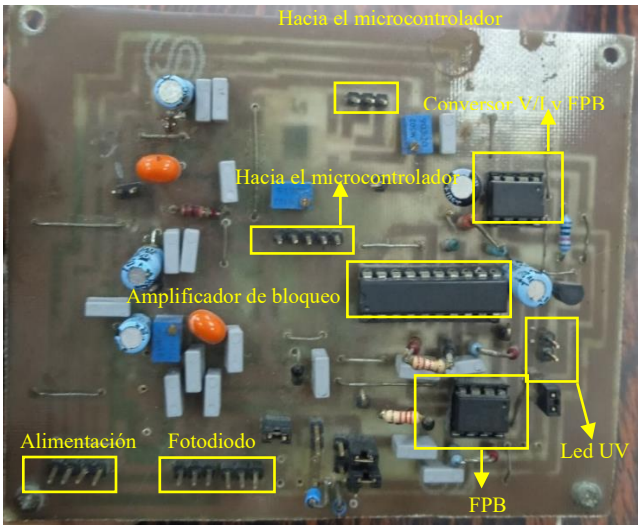


Figura 3.22 Circuito impreso del sistema electrónico.

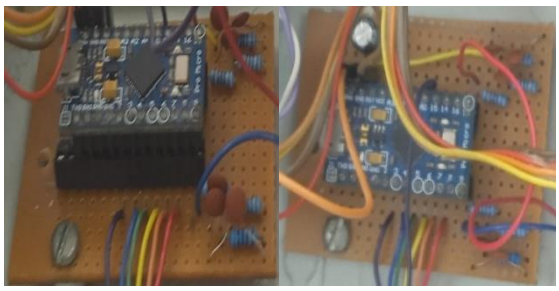


Figura 3.23 Microcontrolador en su PCB.

En el desarrollo de sistemas embebidos el aseguramiento de programas constituye una etapa crítica para la instrumentación, donde la fiabilidad del *firmware* determina directamente la precisión y validez de las mediciones. El programa embebido en el microcontrolador ATmega32U4 implementa un sistema de adquisición y procesamiento de señales que combina filtrado multietapa para garantizar una relación señal-ruido adecuada y mecanismos de autoverificación que validan la integridad de los datos en tiempo real. El diseño del *firmware* sigue un enfoque estructurado en cuatro capas fundamentales: capa de *hardware* donde se gestiona directamente con los periféricos (PWM, ADC), capa de adquisición que realiza el muestreo sincronizado y conversión A/D, capa de procesamiento encargada del filtrado y conversión a unidades de ingeniería, capa de supervisión encargada de la detección de fallos y gestión de errores. El diagrama de bloques de la figura 3.24 detalla su implementación.

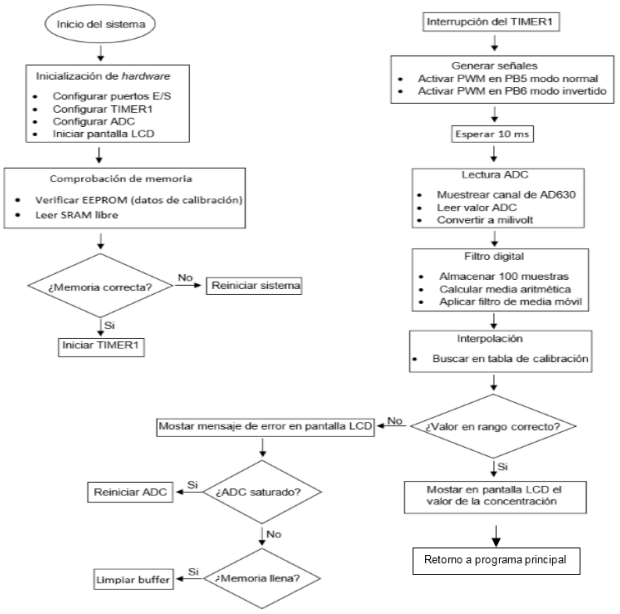


Figura 3.24 Diagrama de bloques del sistema de caracterización

Para realizar la verificación-calibración del sistema propuesto para la caracterización de la medición de concentración de ozono en gases, se empleó un equipo de referencia (Fig. 3.25), el cual se utilizó para medir la concentración de ozono real que estaba circulando por el canal de medición del sistema diseñado; y posteriormente se mide con un multímetro y osciloscopio los valores de la tensión de salida que está midiendo el microcontrolador, estableciéndose las comparaciones entre las lecturas desarrolladas.



Figura 3.25 Sistema utilizado como patrón (ANSEROS OZOMAT *Gas Analyzer*, modelo GM-OEM).

La figura 3.26 muestra el montaje del experimento realizado para adquirir y comparar las muestras de concentración en gas con ambos sistemas.

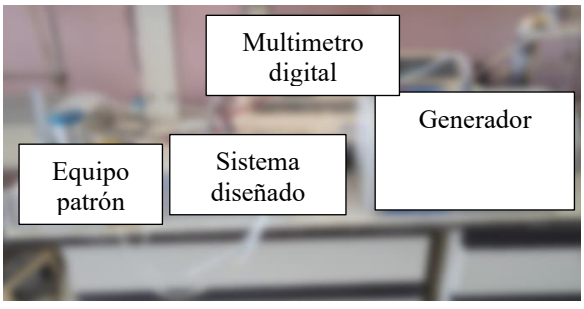


Figura 3.26 Montaje experimental realizado para tomar las muestras (imagen censurada por derechos reservados).

Las muestras se tomaron en un intervalo de 11 $\mu g\ /\ ml$ a 103 $\mu g\ /\ ml$. La Declaración de Madrid sobre la Ozonoterapia, líder en esta área del conocimiento, estima que para fines médicos la concentración de ozono debe estar en el intervalo

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

comprendido entre 10 y 80 $\mu Ng\ /\ ml$ (microgramos normalizados por mililitro). La Tabla 3.5 muestra los datos adquiridos en la medición experimental y la figura 3.27 muestra su representación gráfica con buena linealidad.

Tabla 3.5 Resultados obtenidos en la medición experimental.

Tensión (mV)	Concentración ($\mu g\ /\ ml$)
1460	11
1383	15
1277	20.7
1203	25
1200	25.3
1127	30
1051	35
984	40
925	45
865	50
805	55
754	60
670	65
627	70
588	75
551	80
515	85
492	90
458	95
455	100
420	103

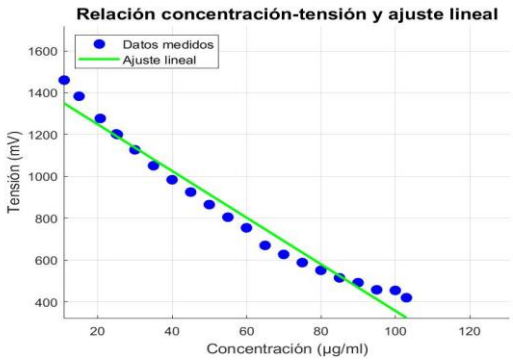


Figura 3.27 Relación de los datos medidos con su regresión lineal.

Como resultado del análisis de los datos adquiridos se llega a la conclusión de que los parámetros obtenidos: sensibilidad obtenida (11.14 $mV/(\mu g\ /ml)$) y coeficiente de correlación (r^2 = 0.9696), son aptos para realizar la calibración del sistema.

Para comprobar el funcionamiento del sistema de medición se siguió el esquema de conexión mostrado en la figura 3.29



Figura 3.29 Esquema de conexión de los instrumentos de medición.

La figura 3.30 muestra la representación de los datos, donde se aprecia una pequeña diferencia en las lecturas respecto a las lecturas del instrumento de referencia (patrón).

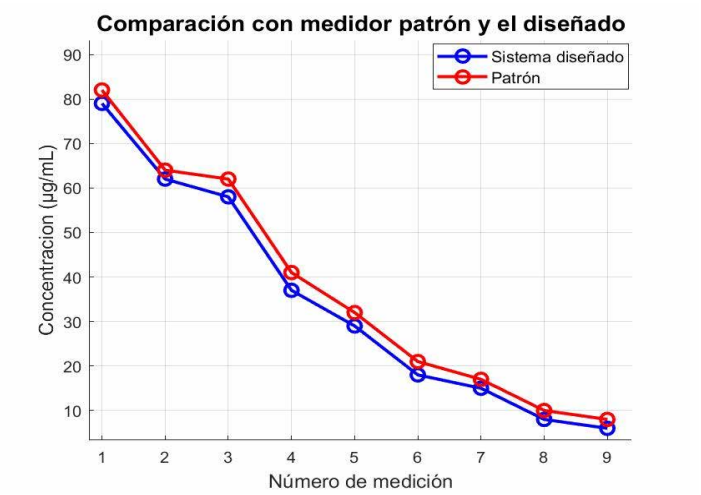


Figura 3.30 Datos obtenidos en la primera medición de concentración.

A través de una compensación por *software* se logra ajustar los resultados como se representa en la figura 3.31.

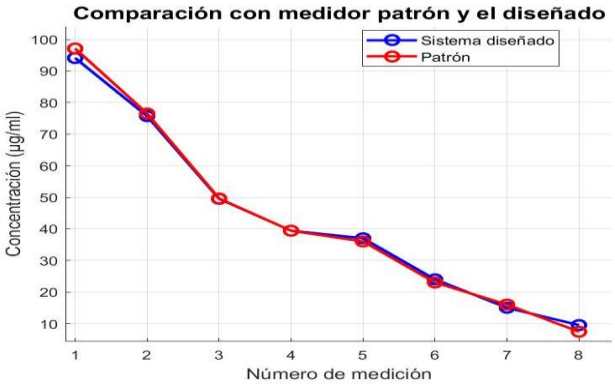


Figura 3.31 Datos obtenidos en la segunda medición de concentración.

A partir del ajuste realizado los valores medidos por ambos instrumentos fueron más precisos con menor incertidumbre. Si se toman los datos del gráfico y se calcula su error absoluto de aproximación a través de la ecuación 3.1 se obtiene el resultado en la Tabla 3.6.

$$e_{abs} = |Vreal - Vmedido| \qquad (3.1)$$

Tabla 3.6 Error absoluto de las mediciones realizadas.

Valor Deseado ($\mu g/ml$)	Valor Medido ($\mu g/ml$)	Error Absoluto
75.7	76.5	-0.8
49.5	49.6	-0.1
39.4	39.4	0.0
37.0	36.0	1.0
15.0	16.0	-1.0

Estos resultados demuestran que el sistema de medición de concentración de ozono por el método de fotometría ultravioleta con empleo de un sistema opto-electrónico se

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

puede utilizar para la caracterización de muestras reales en gases.

Durante la experimentación y/o explotación a nivel de laboratorio del sistema propuesto de medición se tomaron en cuenta los siguientes aspectos de condiciones de uso:

a) El sistema debe funcionar en ambientes donde la temperatura sea menor a 50oC para disminuir las afectaciones producidas por las derivas térmicas en las componentes del diseño propuesto.
b) La mezcla de gas O2/O3 a medir debe tener una humedad relativa inferior al 50 %, siendo mejor si se mantiene las condiciones de aire seco (20 % de humedad relativa en la mezcla).
c) Se debe garantizar y mantener un flujo constante de gas circulante entre 0.5 a 2.0 l/min con una presión estable de alrededor de los 2 bar; sin excederse de los 3.5 bar
d) Intervalo de operación efectivo de 10 $\mu g \ / \ ml$ a 90 $\mu g \ / \ ml$ para cumplir con las normativas vigentes en este tipo de aplicaciones.

Adicionalmente, se realizó una prueba de caracterización dinámica de la respuesta del sistema, para ello se generó una concentración de ozono disuelto de 60 $\mu g \ / \ ml$ y se inyectó al sistema diseñado con el objetivo de conocer el tiempo de establecimiento, y se obtuvo un tiempo de 3.8 segundos para alcanzar visualizar la concentración circulante, lo cual puede ser considerado adecuado para las aplicaciones de caracterización de las muestras de gases reales.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

[1] D. J. Nisperuza, L. K. Vásquez, S. T. Morales, and L. M. Puerta, "Teledetección: una herramienta para estudios de calidad del aire en la zona urbana del Valle de Aburrá" 2020.

[2] [24] G. M. Sánchez, "Agua ozonizada, antecedentes, usos en medicina y bases preclínicas," Revista Española de Ozonoterapia, 9 (1): 5-31, 2019.

[3] A. O. Montoya and M. Á. G. Tamayo, "Técnicas de medición de ozono: Métodos tradicionales frente al método de cámara de absorción con led ultravioleta como fuente de luz," Gestión y Ambiente, 16 (2): 95-104, 2013.

[4] Nasa. Ozone Absorption Cross-Sections. 2022.

[5] ResearchGate. FTIR Spectra of Ozone. 2020.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Exploración de Algoritmos Cuánticos Adaptativos para la Cancelación de Ruido en PPG: Comparativa entre LMS y *q*-LMS

Minerva Gpe. Vázquez Domínguez
Laboratorio de Procesamiento de Señales Biomédicas
CINVESTAV Unidad Monterrey
Nuevo León, México
minerva.vazquez@cinvestav.mx

Daniel Vargas Dávila
SEPI ESIME Culhuacan
Instituto Politécnico Nacional
Ciudad de México, México
dvargad1300@alumno.ipn.mx

Brayans Becerra Luna
Departamento de Instrumentación Electromecánica
Instituto Nacional de Cardiología Ignacio Chávez
Ciudad de México, México
brayans.becerra@tec.mx

Raúl Martínez Memije
Departamento de Instrumentación Electromecánica
Instituto Nacional de Cardiología Ignacio Chávez
Ciudad de México, México
raulmmemije@yahoo.com

Juan Gerardo Avalos Ochoa
SEPI ESIME Culhuacan
Instituto Politécnico Nacional
Ciudad de México, México
javaloso@ipn.mx

Juan Carlos Sánchez García
SEPI ESIME Culhuacan
Instituto Politécnico Nacional
Ciudad de México, México
jcsanche@ipn.mx

***Abstract*— La fotopletismografía (PPG, del inglés *photoplethysmography*) es una técnica utilizada para visualizar el flujo de sangre a través de las arterías, con lo que es posible obtener mediciones de la variación del flujo sanguíneo, la variabilidad de la frecuencia cardíaca, la presión arterial, entre otras. La medición de señales de PPG se puede realizar mediante dispositivos móviles, lo que permite revisar el estado de salud tanto en entornos ambulatorios como hospitalarios. Al utilizar estos dispositivos, las señales son susceptibles a la contaminación por diversas fuentes, especialmente al ruido miocinético, es decir, el ruido generado por el movimiento corporal. Existen diversos métodos para reducir el ruido miocinético en las señales de PPG, siendo los filtros adaptativos uno de los más usados por su alta confiablidad. Sin embargo, comúnmente se usan filtros basados en el algoritmo de mínimos cuadrados promediados (LMS, del inglés *least mean square*), el cual se caracteriza por una velocidad de convergencia baja. Por otra parte, se ha propuesto una nueva variante del algoritmo LMS basada en el cálculo cuántico, en específico en el *q*-gradiente. Este nuevo método permite alcanzar una mayor velocidad de convergencia en comparación con el algoritmo convencional. Sin embargo, este algoritmo no ha sido implementado en el área biomédica. En este trabajo, se presenta por primera vez un cancelador de ruido en PPG utilizando un algoritmo *q*-LMS. Para evaluar su rendimiento se construyó un sistema de registro de señales de PPG mediante un microcontrolador ESP 32, los resultados muestran buenas propiedades de convergencia, lo que permite la recuperación de señales de PPG confiables y precisas.**

Keywords—Photoplethysmography, adaptive filtering, motion artifacts, LMS algorithm, q-LMS algorithm

I. Introducción

Actualmente, el registro de la actividad eléctrica del corazón se realiza mediante el electrocardiograma (ECG, del inglés *electrocardiogram*), mismo que se utiliza como el estándar para la medición de la frecuencia cardíaca. No obstante, este método requiere hacer circular una corriente mínima a través del sujeto de prueba, lo que conlleva el riesgo de fugas eléctricas capaces de provocar un episodio no deseado en el individuo evaluado. Así mismo, el procedimiento para obtener las señales de ECG requiere de electrodos que deben ser colocados sobre las personas, lo que limita la portabilidad de sus sistemas. Por otra parte, como alternativa a esa problemática existe una técnica que no supone riesgos a la integridad y salud del paciente, esta es la fotopletismografía (PPG, del inglés *photoplethysmography*), la cual puede ser usada para evaluar el estado de salud de forma inmediata [1]. Además, la medición de señales de PPG se puede realizar mediante dispositivos móviles, como lo son los oxímetros, relojes inteligentes y teléfonos celulares, lo que permite revisar el estado de salud tanto en entornos ambulatorios como hospitalarios.

Las señales de PPG se obtienen mediante un dispositivo que mide la cantidad de luz absorbida por los vasos sanguíneos, la sangre y los tejidos. Esta señal es de gran importancia ya que con ella se obtienen diversas mediciones como la variabilidad de la frecuencia cardíaca, la variación del volumen del flujo sanguíneo, la presión arterial, entre otras, las cuales sirven como un indicador potencial de patologías subyacentes [2]. Por este motivo, es necesario obtener señales de PPG que sean altamente precisas. Además, es importante destacar que una señal de pulso libre de interferencias contiene más información que simplemente la frecuencia cardíaca, por ejemplo, el pico sistólico, la muesca dicrótica, el pico diastólico y distintas relaciones entre estos, los cuales son puntos notables que proporcionan información detallada sobre la función cardíaca y la salud arterial [3].

Cabe resaltar, que las señales de PPG son susceptibles a la contaminación por diversas fuentes, especialmente al ruido miocinético, es decir, el ruido generado por el movimiento corporal [4]. En este proceso, el ruido miocinético contamina la señal de interés y dificulta la obtención de información precisa. Además, debido a que este tipo de ruido es variable en el tiempo y no se centra en una sola frecuencia, no puede ser eliminado con filtros de coeficientes fijos. Por este motivo, es necesario el uso de filtros adaptativos, los cuales cambian sus características dependiendo de las condiciones de las señales con las que se están trabajando, y por lo tanto requieren de un algoritmo adaptativo que calcule sus coeficientes durante todo el proceso [5]. Comúnmente se utilizan los algoritmos basados en el de mínimos cuadrados promediados (LMS, del inglés *least mean square*), esto debido a su bajo costo computacional; no obstante, su velocidad de convergencia es lenta. Por otra parte, existen otros algoritmos adaptativos basados en el de mínimos

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

cuadrados recursivos (RLS, del inglés *recursive least squares*) que alcanzan altas velocidades de convergencia, pero su inestabilidad y alto costo computacional hacen que su implementación en hardware sea inviable.

Recientemente, se han propuesto nuevas variantes de algoritmos basados en el q-gradiente, las cuales, mediante el cálculo cuántico, han sido aplicadas a algoritmos adaptativos con el objetivo de mejorar la velocidad de convergencia en comparación con sus versiones originales [6]. Estas versiones han demostrado ser eficaces en diferentes aplicaciones de filtrado adaptativo, como lo son: control activo de ruido [7,8], identificadores de sistemas [9-11], ecualizador de canales [12], cancelación de ruido en imágenes [13] y conformación de haces [14]. Cabe señalar que, hasta donde sabemos, ninguno de estos algoritmos ha sido aplicado previamente en el área de biomédica. En este trabajo, se presenta por primera vez un cancelador de ruido para señales de fotopletismografía (PPG) basado en el algoritmo q-LMS. Para evaluar el cancelador de ruido se construyó un sistema de registro de señales de PPG mediante un microcontrolador ESP32. Los resultados obtenidos muestran buenas propiedades de convergencia, lo que permite la recuperación de señales de PPG confiables y precisas. Además, el algoritmo presenta un bajo costo computacional, lo que favorece su implementación en dispositivos con recursos de procesamiento limitados.

II. ALGORITMO Q-LMS

En este trabajo se propone el uso del algoritmo q-LMS, el cual es una variante del algoritmo LMS que incorpora el concepto de la derivada q, y tiene como principal ventaja una velocidad de convergencia mayor con respecto a la del algoritmo LMS original [7]. El gradiente q se basa en la derivada de Jackson, la cual define una función $f(x)$ con respecto a una variable x [15], denotada por $D_{q,x}f(x)$, esto se expresa de la siguiente forma:

$$D_{q,x}f(x) = \begin{cases} \dfrac{f(x)-f(qx)}{(1-q)x}, & if\ x \neq 0 \\ \dfrac{df(0)}{dx}, & if\ x = 0 \end{cases} \quad (1)$$

donde la variable q es un número real positivo diferente de 1. En el caso donde el límite sea $q \to 1$, la derivada q converge a la derivada clásica. Si se toma la definición dada en la ecuación (1), la derivada q de una variable x^n se expresa como:

$$D_{q,x}x^n = \begin{cases} \dfrac{q^n-1}{q-1}x^{n-1}, & if\ q \neq 1 \\ nx^{n-1}, & if\ q = 1 \end{cases} \quad (2)$$

Al aplicar la definición dada en (2) a una función $f(x)$, donde $\boldsymbol{x} = [x_1, x_2, \dots, x_n]$, se define el q-gradiente como:

$$\boldsymbol{\nabla}_{q,x}f(x) = \left[\mathrm{D}_{q1,x1}f(x); \mathrm{D}_{q2,x2}f(x); \dots; \mathrm{D}_{qm,xm}f(x)\right] \quad (3)$$

donde $\boldsymbol{q} = [q_1, q_2, \dots, q_m]$ y $q_m \neq 1$.

Por otra parte, el algoritmo LMS convencional se deriva mediante el método del descenso estocástico, y se expresa de la siguiente forma:

$$\boldsymbol{w}(i+1) = \boldsymbol{w}(i) - \frac{\mu}{2}\nabla_i \boldsymbol{J}(i) \quad (4)$$

donde $\boldsymbol{w}(i)$ es el valor actual del coeficiente, μ es el tamaño del paso, $\boldsymbol{J}(i)$ es la función de costo del algoritmo y se define como $\boldsymbol{J}(w) = E[2e^2(i)]$, siendo E la esperanza matemática y $e(i)$ la señal de error, la cual se expresa como:

$$e(i) = d(i) - \boldsymbol{x}(i)\boldsymbol{w}(i) \quad (5)$$

donde $d(i)$ es la señal deseada y $\boldsymbol{x}(i)$ es un vector que contiene la señal de entrada al filtro adaptativo. De esta forma, al aplicar el q-gradiente en la función de costo del algoritmo LMS, se obtiene el algoritmo q-LMS, en el cual su actualización de coeficientes se define como:

$$\boldsymbol{w}(i+1) = \boldsymbol{w}(i) + \mu \boldsymbol{G} e(i)\boldsymbol{x}(i) \quad (6)$$

donde $\boldsymbol{G}$ es una matriz diagonal de tamaño $M \times M$ cuyo i-ésimo elemento diagonal es $g(i) = \frac{q(i)+1}{2}$, es decir:

$$diag(\boldsymbol{G}) = [g_1, g_2, \dots, g_M]^T = \left[\frac{(q_1+1)}{2}, \frac{(q_2+1)}{2}, \dots, \frac{(q_M+1)}{2}\right]^T \quad (7)$$

La combinación del gradiente q junto con la matriz diagonal $\boldsymbol{G}$ permiten un doble control sobre el comportamiento del algoritmo. Por ejemplo, si $q > 1$ se acelera la convergencia, pero su estabilidad disminuye; mientras que si $q < 1$ la velocidad de convergencia es más lenta pero la estabilidad es mayor.

A. *Descripción del sistema de registro de PPG y señales del acelerómetro.*

El sistema de adquisición está compuesto por un dedal fotopletismográfico, que integra un módulo optoelectrónico junto con un acelerómetro adherido a su superficie. En la Fig. 1 se muestra el diagrama a bloques correspondiente. Esta configuración tiene como objetivo minimizar los efectos del movimiento inercial durante la captura de la señal PPG.

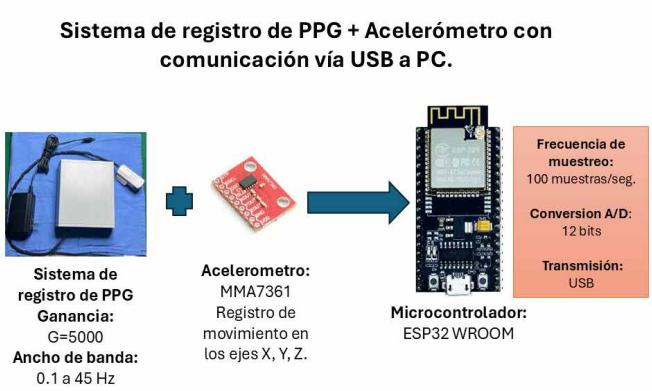


Fig. 1. Diagrama a bloques del sistema de registro de PPG mediante un microcontrolador ESP32.

En cuanto al procesamiento electrónico, el sistema incorpora una etapa de amplificación y filtrado que adapta la señal del pulso fotopletismográfico a una ganancia de 5000, con un ancho de banda entre 0.5 Hz y 45 Hz. El acelerómetro utilizado (modelo MMA7361L) es un dispositivo de montaje superficial con bajo consumo energético (400 µA), que opera en un rango de voltaje de 2.2 V a 3.6 V. Las variaciones en la aceleración se expresan en función de la gravedad terrestre (g

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

= 9.81 m/s²), y el sensor está configurado con una sensibilidad de ±1.5g. Esta configuración permite registrar señales de movimiento en un rango de frecuencias de 0.1 Hz a 45 Hz.

Finalmente, las señales amplificadas y filtradas tanto del PPG como del acelerómetro, se digitalizan mediante un microcontrolador ESP32, a una frecuencia de muestreo de 100 Hz con una resolución de 12 bits. En la Fig. 2, se presenta una imagen del sistema desarrollado, en el que se señalizan los elementos que lo componen: dedal de PPG con el acelerómetro incluido, las etapas de amplificación y filtrado analógico de las señales y el microcontrolador ESP32, que se encarga de realizar la digitalización de las señales y su transmisión mediante comunicación por puerto USB.

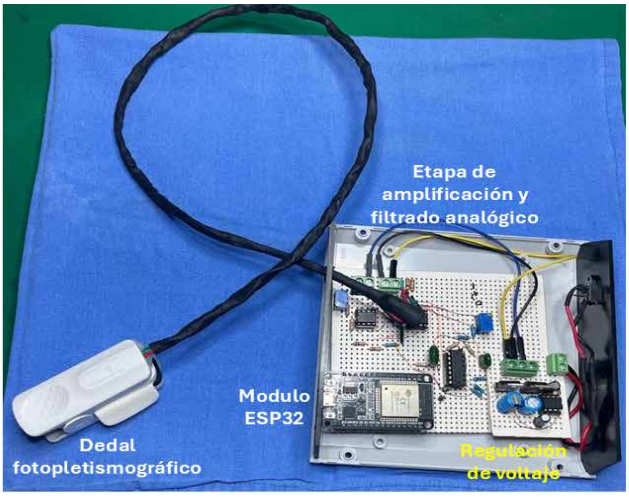


Fig. 2. Dedal para PPG, las secciones de amplificación, filtrado analógico, digitalización y transmisión de la señal de PPG mediante USB.

III. Resultados

Se analizaron siete registros de señal de PPG contaminada con artefactos miocinéticos, correspondientes a siete sujetos de prueba. Como criterio de evaluación de la eficacia del filtrado, se utilizó la coherencia espectral entre la señal de movimiento (eje *y* del acelerómetro) y la señal de PPG (contaminada o filtrada). Para ello, se estimó previamente la densidad espectral de potencia (PSD, del inglés *power spectral density*) de la señal de movimiento, con el objetivo de identificar las regiones espectrales con mayor contribución de potencia. Con base en este análisis, se definieron dos anchos de banda por sujeto: el primero corresponde a la zona de interés fisiológico (frecuencias bajas, donde se localiza la señal de PPG, pero también se observa una contribución importante de la señal de movimiento), y el segundo agrupa otra parte considerable del contenido asociado al artefacto. Los límites variaron según el patrón espectral individual: para los voluntarios 1, 4 y 7 las bandas fueron 0-3 Hz y 3-10 Hz; para los voluntarios 2 y 3, 0-2 Hz y 2-10 Hz; para el voluntario 5, 0-4 Hz y 4-10 Hz; y para el voluntario 6, 0-3.5 Hz y 3.5-10 Hz.

Con base en esta evaluación, se seleccionaron los parámetros de filtrado que ofrecieron la mayor disminución de coherencia espectral entre la señal de movimiento y la señal de PPG, lo cual sugiere una atenuación efectiva de las componentes correlacionadas con el movimiento. Para cada caso, se aplicaron los algoritmos LMS y *q*-LMS utilizando un factor de convergencia μ ajustado por voluntario (μ = 0.02 para el voluntario 1; μ = 0.2 para los voluntarios 2, 6 y 7; y μ = 0.05 para los voluntarios 3, 4 y 5), además de un valor fijo de q = 0.3 en todos los casos.

Para la comparación cuantitativa, se calculó la media ponderada de la coherencia espectral entre la señal de movimiento (eje *y*) y tres señales: PPG contaminada, PPG filtrada con LMS y PPG filtrada con *q*-LMS. La ponderación se realizó en función del nivel de similitud espectral: coherencias menores a 0.25 se consideraron irrelevantes (peso 0), mientras que los rangos de 0.25-0.5, 0.5-0.75 y 0.75-1 recibieron pesos de 1, 2 y 3, respectivamente. Este enfoque permitió comparar de forma más sensible la efectividad de cada algoritmo al reducir la influencia del movimiento.

Los resultados obtenidos se resumen en la Tabla I. En general, la coherencia inicial (PPG contaminada vs señal de movimiento) presentó valores elevados, especialmente en la banda 2, confirmando la fuerte presencia de ruido miocinético. Para todos los casos, se observa una reducción en la coherencia tras la aplicación de LMS y *q*-LMS.

Tabla I. Valores medios ponderados de coherencia espectral entre señal de PPG contaminada/filtrada y señal de movimiento (bandas adaptadas por voluntario)

Sujeto	*Comparación*	*Banda 1*	*Banda 2*
1	- Contaminada vs *y*	0.3847	0.5230
	- LMS vs *y*	0	0
	- *q*-LMS vs *y*	0	0
2	- Contaminada vs *y*	0	0.5891
	- LMS vs *y*	0	0
	- *q*-LMS vs *y*	0	0
3	- Contaminada vs *y*	0.2512	0.5708
	- LMS vs *y*	0	0.3272
	- *q*-LMS vs *y*	0	0.3201
4	- Contaminada vs *y*	0.5031	0.7004
	- LMS vs *y*	0.3343	0
	- *q*-LMS vs *y*	0.2924	0
5	- Contaminada vs *y*	0.6832	0.6921
	- LMS vs *y*	0	0
	- *q*-LMS vs *y*	0	0
6	- Contaminada vs *y*	0.6448	0.6711
	- LMS vs *y*	0	0.2783
	- *q*-LMS vs *y*	0	0.2819
7	- Contaminada vs *y*	0.5622	0
	- LMS vs *y*	0	0
	- *q*-LMS vs *y*	0	0

Además, se evaluó la similitud entre la señal de PPG de referencia (libre de artefactos) y tres condiciones: la señal contaminada, la señal filtrada con LMS y la señal filtrada con *q*-LMS. Esta comparación se realizó también mediante la media ponderada de la coherencia espectral en las dos bandas definidas previamente.

La Fig. 3 muestra un ejemplo representativo del comportamiento temporal de la señal de PPG para uno de los sujetos de prueba. Se incluye la señal contaminada, y las versiones filtradas mediante LMS y *q*-LMS. Es posible observar cómo ambos algoritmos logran atenuar las perturbaciones inducidas por el movimiento, recuperando la forma característica de la señal de PPG.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

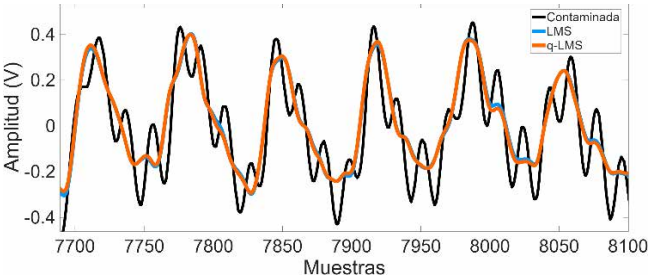


Fig. 3. Comportamiento temporal de la señal de PPG para uno de los sujetos. Se muestran la señal contaminada por movimiento miocinético, y las versiones filtradas mediante los algoritmos LMS y *q*-LMS.

La Tabla II resume los valores obtenidos de coherencia espectral ponderada para todos los voluntarios. En general, se observa que las coherencias son mayores en la banda 1, donde se concentra la información fisiológica del PPG. Para todos los voluntarios, tanto LMS como *q*-LMS incrementaron la coherencia respecto a la señal contaminada, con diferencias mínimas entre ambos algoritmos.

TABLA II. VALORES MEDIOS PONDERADOS DE COHERENCIA ESPECTRAL ENTRE SEÑAL DE PPG DE REFERENCIA Y SEÑALES CONTAMINADA/FILTRADAS (BANDAS ADAPTADAS POR VOLUNTARIO)

Sujeto	***Comparación***	***Banda 1***	***Banda 2***
1	- Contaminada vs PPG	0.8495	0.6949
	- LMS vs PPG	0.8715	0.7451
	- *q*-LMS vs PPG	0.8746	0.7453
2	- Contaminada vs PPG	0.6753	0.3596
	- LMS vs PPG	0.6850	0.3863
	- *q*-LMS vs PPG	0.6853	0.3861
3	- Contaminada vs PPG	0.7581	0.4288
	- LMS vs PPG	0.7683	0.5642
	- *q*-LMS vs PPG	0.7701	0.5683
4	- Contaminada vs PPG	0.3843	0
	- LMS vs PPG	0.5491	0.3123
	- *q*-LMS vs PPG	0.5574	0.3193
5	- Contaminada vs PPG	0.5627	0
	- LMS vs PPG	0.5362	0.2682
	- *q*-LMS vs PPG	0.5379	0.2595
6	- Contaminada vs PPG	0.5884	0.2573
	- LMS vs PPG	0.6957	0.2939
	- *q*-LMS vs PPG	0.6874	0.2834
7	- Contaminada vs PPG	0.6593	0.4354
	- LMS vs PPG	0.7235	0.3617
	- *q*-LMS vs PPG	0.7014	0.3371

IV. DISCUSIÓN

Los resultados obtenidos confirman que los artefactos miocinéticos representan una fuente significativa de contaminación en las señales de PPG, particularmente en la banda de bajas frecuencias donde se concentra la información fisiológica de interés. Como se observa en la Tabla I, la coherencia espectral entre la señal PPG contaminada y la señal de movimiento, mostró valores elevados, lo cual evidencia la fuerte correlación entre ambas señales.

La aplicación de los algoritmos adaptativos LMS y *q*-LMS permitió reducir de manera efectiva esta correlación, alcanzando en varios casos valores de coherencia cercanos a cero. Este comportamiento sugiere que ambos métodos logran atenuar de forma considerable las componentes espectrales asociadas al movimiento, favoreciendo la recuperación de la morfología característica de la señal PPG. Dicho efecto se aprecia claramente en la Fig. 3, donde las versiones filtradas muestran una forma con mayor similitud a la señal de referencia respecto a la señal contaminada.

Al analizar la similitud entre la señal de referencia y las señales filtradas (Tabla II), se observa un incremento generalizado en la coherencia ponderada en la banda fisiológica de interés. Este resultado confirma que los filtros adaptativos no solo reducen la influencia del movimiento, sino que también preservan la información subyacente de la señal de PPG.

En cuanto a la comparación entre LMS y *q*-LMS, los resultados muestran diferencias mínimas en términos de desempeño medido por coherencia espectral. En la mayoría de los voluntarios, ambos algoritmos alcanzaron valores similares de reducción frente a la señal de movimiento y de incremento de similitud con la señal de referencia, lo que evidencia que el algoritmo *q*-LMS es capaz de igualar la eficacia del LMS convencional en condiciones de ruido miocinético.

Sin embargo, el *q*-LMS ofrece ventajas teóricas y prácticas que lo convierten en una alternativa preferente. A diferencia del LMS, que se caracteriza por una velocidad de convergencia lenta, el *q*-LMS incorpora el concepto de *q*-gradiente que le otorga una mayor velocidad de convergencia sin incrementar significativamente la complejidad computacional, ya que solo se aumenta N multiplicaciones con respecto a la versión convencional. Este aspecto es particularmente relevante en aplicaciones biomédicas, donde es necesario procesar señales en tiempo real y, en muchos casos, mediante dispositivos con recursos de hardware limitados, como microcontroladores o sistemas portátiles.

Adicionalmente, evita las desventajas de otros algoritmos más complejos como el RLS, que, si bien logran altas velocidades de convergencia, suelen ser inestables y de difícil implementación en hardware reducido. En este sentido, el *q*-LMS se presenta como una solución intermedia que combina la simplicidad del LMS con propiedades de convergencia mejoradas, ofreciendo así un mayor potencial de aplicabilidad en sistemas embebidos y en escenarios de monitoreo ambulatorio.

V. CONCLUSIONES

En este trabajo se presentó la evaluación de un cancelador de ruido en señales de PPG mediante dos métodos adaptativos basados en el algoritmo LMS y *q*-LMS. Para obtener los datos de las señales se diseñó un sistema de adquisición mediante el microcontrolador ESP32, un dedal fotopletismográfico y un acelerómetro. Los resultados muestran una clara atenuación de los componentes correlacionados con el movimiento, lo cual es de gran importancia para obtener información detallada sobre la función cardíaca y la salud arterial. Por otra parte, al usar el cancelador de ruido basado en el algoritmo *q*-LMS, se obtuvo una reducción de ruido similar al algoritmo LMS, sin embargo, al emplear el gradiente q la velocidad de convergencia es mayor en comparación a la versión convencional, además, la complejidad computacional no aumenta considerablemente, por lo que su implementación en aplicaciones prácticas de biomédica es viable, debido a que

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

puede ser implementado en procesadores de bajas prestaciones.

REFERENCIAS

[1] H. W. Loh *et al.*, "Application of photoplethysmography signals for healthcare systems: An in-depth review", *Computer Methods and Programs in Biomedicine*, vol. 216, p. 106677, 2022.

[2] A. A. Alian y K. H. Shelley, "Photoplethysmography", *Best Practice & Research Clinical Anaesthesiology*, vol. 28, núm. 4, pp. 395–406, 2014.

[3] M. Elgendi, "On the analysis of fingertip photoplethysmogram signals", *Current cardiology reviews*, vol. 8, núm. 1, pp. 14–25, 2012.

[4] S. Tarantino, F. Clemente, D. Barone, M. Controzzi, y C. Cipriani, "The myokinetic control interface: Tracking implanted magnets as a means for prosthetic control", *Scientific reports*, vol. 7, núm. 1, p. 17149, 2017.

[5] M. G. V. Domínguez, J. G. Á. Ochoa, J. C. S. García, y B. B. Luna, "Spectral coherence as a method for evaluating adaptive filtering techniques in photoplethysmography", *IEEE Latin America Transactions*, vol. 23, núm. 4, pp. 274–284, 2025.

[6] U. M. Al-Saggaf, M. Moinuddin, M. Arif, y A. Zerguine, "The q-least mean squares algorithm", *Signal Processing*, vol. 111, pp. 50–60, 2015.

[7] B. Pineda, J. G. Avalos, G. Sánchez, E. Vázquez, J. C. Sánchez, y Á. A. Vázquez, "A New Fast Convergence Speed Q-APL Algorithm for Active Noise Control Applied to Airplane Seats", *IEEE Embedded Systems Letters*, 2025.

[8] K.-L. Yin, Y.-F. Pu, y L. Lu, "Robust Q-gradient subband adaptive filter for nonlinear active noise control", *IEEE/ACM Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, vol. 29, pp. 2741–2752, 2021.

[9] Y. Yang y B. Yang, "An efficient non-negative least mean squares algorithm based on q-gradient for system identification", *Digital Signal Processing*, vol. 148, p. 104438, 2024.

[10] C. Turan, "An Improved q-Least Mean Square Algorithm for Sparse System Identification", en *2018 IEEE 12th International Conference on Application of Information and Communication Technologies (AICT)*, IEEE, 2018, pp. 1–4.

[11] M. Arif, M. Moinuddin, I. Naseem, A. U. Alsaggaf, y U. M. Al-Saggaf, "Diffusion quantum-least mean square algorithm with steady-state analysis", *Circuits, Systems, and Signal Processing*, vol. 41, núm. 6, pp. 3306–3327, 2022.

[12] A. Sadiq, I. Naseem, S. Khan, M. Moinuddin, R. Togneri, y M. Bennamoun, "A novel quantum calculus-based complex least mean square algorithm (q-CLMS)", *Applied Intelligence*, vol. 53, núm. 2, pp. 1350–1369, 2023.

[13] M. Moinuddin, A. Zerguine, U. M. Al-Saggaf, y M. Arif, "Quantum Calculus-Based Two-Dimensional Least Mean Square Algorithm", en *2024 58th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers*, IEEE, 2024, pp. 1258–1262.

[14] W. Hao y W. Sheng, "A Mode Switching q-noise Constrained LMS-based Generalized Sidelobe Canceller", en 2022 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP), IEEE, 2022, pp. 1–3.

[15] Jackson, Frederick H. "XI. —On q-functions and a Certain Difference Operator", *Earth and Environmental Science Transactions of the Royal Society of Edinburgh*, 1909, vol. 46, núm. 2, pp 253-281.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Biosensores para la medición de glucosa en sangre

Rubén Roberto Navarro
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional Tucumán
Tucumán, Argentina
rubenrobertonavarro@gmail.com

Carlos Ignacio Colombo
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional Tucumán.
Tucumán, Argentina
ignaciocolombo84@gmail.com

Federico de la rosa
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional Tucumán.
Tucumán, Argentina
frdelarosa@hotmail.com

***Abstract*— En este trabajo planteamos la utilización de biosensores para determinar el nivel de glucosa en sangre. Si bien se han planteado diferentes métodos para la medición no invasiva de la glucosa en sangre, hasta el día de hoy ninguno de ellos ha logrado ser desarrollado lo suficiente para poder reemplazar los métodos invasivos.**

El principal inconveniente ha sido encontrar una relación validad entre la variable medida y el nivel de glucosa en sangre de cualquier paciente. Si bien el método propuesto en este trabajo sigue siendo intrusivo ya que el paciente debe ingerir los biosensores no es cruento y permitirá obtener de forma precisa los niveles de glucosa en sangre.

Para la implementación de los biosensores se ha decidido la utilización de nanotecnología que aporta una serie de nuevas y poderosas herramientas que generaran un cambio cualitativo en la forma de tratamiento y prevención de enfermedades, planteándose en este caso el uso de biosensores basados en nanomarcadores que utilizan puntos cuánticos para la indicación del nivel de glucosa en sangre.

Keywords*— *Glucosa en sangre, Biosensores, Nanotecnología, Puntos cuánticos.

I. Introducción

En el presente trabajo se hace un análisis de las posibles implementaciones de biosensores para la medición de glucosa en sangre utilizando nanotecnología[1], comparando las técnicas de fabricación actuales, propiedades de los materiales involucrados y los trabajos de investigación realizados en esta área.

Los biosensores son dispositivos analíticos que combinan un componente biológico (como enzimas, anticuerpos o células) con un sistema de detección (como transductores electroquímicos u ópticos) para convertir señales biológicas en señales medibles, permitiendo detectar y cuantificar sustancias específicas que pueden detectarse en sangre, orina, líquidos biológicos o tejidos del organismo.

Entre ellos podemos citar las proteínas, glicoproteínas, enzimas, hormonas y antígenos. En nuestro caso se trata de determinar el nivel de glucosa en sangre para lo cual proponemos la implementación de biosensores utilizando puntos cuánticos.

Los progresos realizados en las técnicas de fabricación de dispositivos semiconductores han permitido obtener dispositivos en los que es posible conseguir el confinamiento de los electrones en el espacio tridimensional en una región de dimensiones nanométricas. Estos dispositivos reciben el nombre de quantum dots (puntos cuánticos), y sus propiedades son análogas a las del átomo, por lo que, con frecuencia se hace referencia a estas nanoestructuras como átomos artificiales[2].



Fig. 1. Estructura de un punto cuántico.

La figura 1 muestra la estructura de un punto cuántico, este está formado por un núcleo representado en la gráfica por los puntos rojos y azules. El núcleo puede ser de Sulfuro de Plomo, Sulfuro de Zinc, Seleniuro Cálcico o de compuestos fosforados de indio, aunque el material más utilizado es el CdSe (2,5-4nm de diámetro).

Cubriendo este núcleo cristalino central se encuentra una multicapa representada por los puntos amarillos y verdes. Usualmente está compuesta por ZnS, y tiene algunos átomos de espesor mejorando sensiblemente la capacidad del punto cuántico para emitir luz cuando es fotoexcitado. Además, esta capa evita los fenómenos de aglutinación. Los puntos cuánticos tienen una serie de interesantes propiedades ópticas:

- El tamaño del PC es lo que determina la longitud de onda a la que emite y no su composición. Así, tamaños de 2nm emiten en azul, de 2,3nm en verde, de 3,5nm en naranja y tamaños de aproximadamente 6nm en rojo. Los PCs más pequeños producen luz de menor longitud de onda, por lo que las propiedades cuánticas de la luz emitida por los mismos son más acusadas y evidentes.
- Cualquiera que sea la longitud de onda de excitación (visible, ultravioleta o infrarrojo), el punto cuántico emite un haz de luz monocromático, intenso y con un espectro de emisión siempre muy estrecho, simétrico y sin solapamientos. Estos factores mejoran notablemente su fotoestabilidad comparados con los colorantes fluorescentes comunes. Gracias a dicha propiedad, una vez fotoexcitado, un PC puede brillar durante horas o días, mientras que los fluorocromos convencionales permanecen estables sólo durante unos pocos segundos o minutos.
- En relación a estos últimos, los puntos cuánticos son más brillantes debido a sus mayores

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

coeficientes de excitación, campos cuánticos y similares niveles de saturación de emisión.
- Con un único haz de luz de excitación se logra estimular simultáneamente puntos cuánticos de diferentes tamaños, lo que permite, en la práctica, detectar a la vez muchos componentes moleculares en una misma célula viva o fijada.
- Se pueden añadir diferentes moléculas al punto cuántico a fin de conferirle una gran variedad de aplicaciones.
- Su empleo no distorsiona la fisiología celular.

Estas propiedades hacen a los puntos cuánticos ideales para su utilización en aplicaciones en biomedicina como imagenología, diagnóstico y administración de fármacos.

II. Fabricación de biosensores con puntos cuánticos

Los puntos cuánticos en contacto directo con materiales biológicos son tóxicos[3]. Por lo que para poder realizar un biosensor que utilice puntos cuánticos, se los tiene que solubilizar con polímeros anfifílicos. Los polímeros anfifílicos, también llamados anfipáticos, son polímeros que poseen tanto grupos hidrófilos (que se atraen al agua) como hidrófobos (que la repelen) en su estructura.

Debido a esta dualidad, estos polímeros pueden autoensamblarse en estructuras supramoleculares en solución acuosa, formando micelas, láminas u otras estructuras ordenadas. Para solubilizarlos, se recubren externamente con una capa polimérica que puede ser de TOP (trioctilfosfina), de TOPO (óxido de trioctilfosfina), ormosil, etc. Que en este caso es representada mediante los puntos blancos[3].

Posteriormente se agregarán proteínas a los puntos cuánticos para la detección de glucosa mejorando su especificidad y eficiencia en la detección[4,5]. Estas proteínas pueden actuar como "sondas" que se unen selectivamente a la glucosa o a las enzimas involucradas en el metabolismo de la glucosa. Algunos ejemplos de proteínas que se pueden utilizar para la detección de glucosa son:

- Anticuerpos: Se pueden utilizar anticuerpos específicos para la glucosa o sus metabolitos para facilitar la captura de la molécula objetivo por los puntos cuánticos.
- Enzimas: Las enzimas que metabolizan la glucosa, como la glucosa oxidasa, pueden ser conjugadas a los puntos cuánticos para catalizar la reacción y generar una señal detectable.
- Péptidos: Los péptidos diseñados para unirse a la glucosa pueden ser utilizados para mejorar la afinidad y especificidad de la interacción entre los puntos cuánticos y la glucosa.
- Proteínas de unión a glucosa: Algunas proteínas específicas de la glucosa, como las proteínas de unión a glucosa (GBP), pueden ser utilizadas para facilitar la captura y detección de glucosa con puntos cuánticos.

La bioconjugación de proteínas a los puntos cuánticos permite la creación de biosensores altamente específicos y sensibles para la detección de glucosa, con aplicaciones en la monitorización de la glucosa en la sangre o la detección de glucosa en otros fluidos biológicos.

Actualmente se pueden diferenciar dos ramas de investigación principales para la implementación de este tipo de biosensores en la primera se acoplan puntos cuánticos de teluro de cadmio[6,7] (CdTe) con Gox para fabricar sistemas de detección similares a los que se muestra en la figura 2.

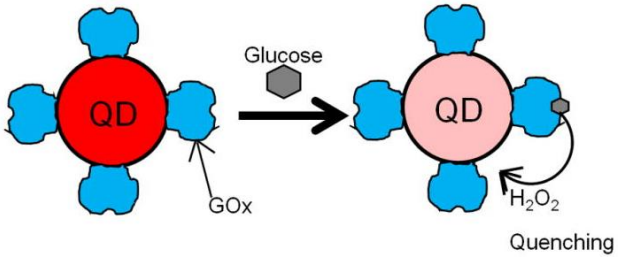


Fig. 2 Sensor de glucosa con puntos cuánticos.

En estos biosensores la fluorescencia o fosforescencia de los puntos cuánticos es extinguida por peróxido de hidrógeno. Si bien este tipo de sensores es un área importante de investigación, presentan el inconveniente de que los elementos utilizados para su fabricación son tóxicos por lo que están en estudio diferentes estrategias para disminuir su toxicidad.

La otra rama que es la que utilizaremos en nuestro caso es la utilización de biosensores de glucosa no enzimáticos. Estos han demostrado una adecuación y una sensibilidad mucho mayores que los anteriores. Estos biosensores combinados con la utilización de GQD (Graphene Quantum Dots) puntos cuánticos de grafeno, que son nanopartículas de grafeno con propiedades únicas, como baja toxicidad, buena solubilidad, fotoluminiscencia ajustable, biocompatibilidad y transferencia de electrones fotoinducida lo que ha causado un gran avance en la detección de glucosa.

Los GQD se componen principalmente de pirólisis de glucosa, como se ilustra en la fig. 3.

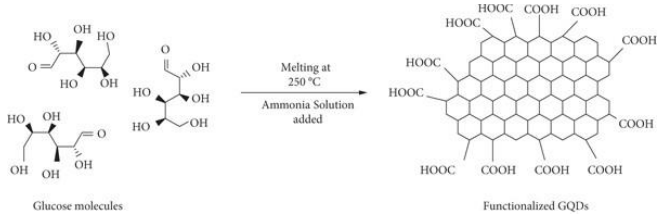


Fig. 3 Composición GQD.

Generalmente, los GQD se preparan de dos maneras: Top y Down. Sin embargo, el método Down presenta varias desventajas, como un control más complejo de la distribución del tamaño, un menor rendimiento, un entorno de síntesis crítico y requisitos de equipo especiales. Por otro lado, la estrategia Top, también llamada tratamiento térmico y carbonización de algunos materiales orgánicos únicos, generalmente permite un control específico del tamaño y la morfología de la distribución de los productos.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Sin embargo, los precursores orgánicos utilizados requieren procedimientos de síntesis complejos y son difíciles de obtener

Hay numerosos trabajos de investigación sobre la obtención de GQD haciendo emerger materiales de carbono y oxidándolos con compuestos ácidos utilizando la técnica Top - Down. Además, se han utilizado tratamientos solvotérmicos e hidrotérmicos para la síntesis de GQD. La ruta electroquímica puede proporcionar algunos beneficios como parámetros esenciales, incluyendo fácil manipulación, menor costo y ser más ecológico.

Actualmente, los nanomateriales de carbono fluorescentes dopados con nitrógeno se utilizan ampliamente en muchos campos, principalmente en áreas biomédicas como compuestos específicos de biodetección y bioimagen, fotocatálisis, electrocatálisis y energía fotovoltaica.

Se han propuesto y considerado la bioimagen y la biodetección como dos aplicaciones esenciales de los puntos de carbono fluorescentes dopados con nitrógeno para los puntos cuánticos.

Se requieren muchos factores para los puntos de carbono fluorescentes dopados con nitrógeno o los puntos cuánticos para que puedan usarse como biosensores o agentes de bioimagen, como una intensidad de PL adecuada y un valor de pH inferior a aproximadamente siete.

Además, su baja toxicidad como parámetro clave y eficaz podría contribuir a lograr la mejor eficiencia clínica, ya que involucra diferentes tipos de células cuyas concentraciones dependen tanto del sujeto como del entorno de este.

Vale la pena mencionar que los puntos cuánticos dopados con nitrógeno no mostraron toxicidad aparente en una concentración de 1 mg/mL tal como se prepararon como se muestra en la fig. 4 que era uno de los principales inconvenientes de los puntos cuánticos basados en CdTe.

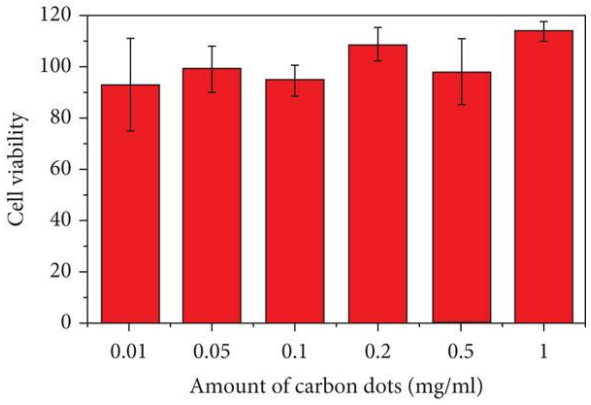


Fig. 4 La prueba de citotoxicidad se basa en la prueba CCK-8. Los valores se expresan en términos de la tasa de viabilidad celular.

III. Medición de glucosa en sangre

Para verificar la viabilidad del enfoque de este proyecto para detectar glucosa en muestras biológicas, se toma como referencia trabajos donde se han realizado mediciones de glucosa en muestras de suero bovino fetal. Estas contenían soluciones de glucosa con diferentes concentraciones de 0,1, 0,8, 1,5, 3,0 y 5,0 mM se añadieron a la mezcla de MoS 2 QDs/GOx/suero bovino fetal. Luego, se investigaron sus espectros de fluorescencia. Los resultados mostraron que la intensidad de la fluorescencia disminuyó gradualmente al aumentar la concentración de glucosa como se muestra en las curvas de la fig. 5.

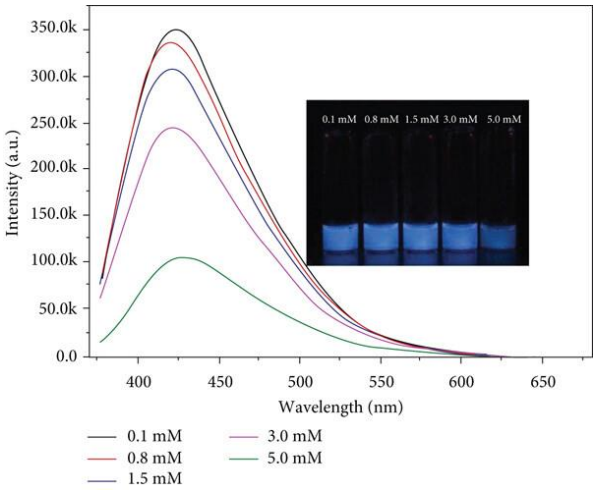


Fig. 5 Espectros de puntos cuánticos de MoS2 que involucran 0,2 mg/mL de GOx con concentraciones de glucosa específicas (0,1, 0,8, 1,5, 3,0 y 5,0 mM) en suero fetal tipo buey e imágenes de puntos cuánticos de MoS2 bajo luz UV de 365 nm

Este efecto también puede observarse en la fotografía de los puntos cuánticos MoS2 bajo irradiación de 365 nm (recuadro de la fig. 5) con diferentes concentraciones de glucosa (0,1, 0,8, 1,5, 3,0 y 5,0 mM).

En función de estos resultados se concluye que el método propuesto es viable para el monitoreo práctico de la glucosa en sangre en la muestra real. Por otro lado, para confirmar que los PBS-GQD se pueden utilizar como biosensores de glucosa para el diagnóstico de diabetes, se estudió la interferencia de otras sustancias en suero humano. Para ello, el sensor de glucosa PBS-GQD se probó en suero humano[8]. obteniéndose que los PBS-GQD podían detectar y reconocer la glucosa entre otros cuatro sacáridos, como la galactosa, la fructosa, la sacarosa y la lactosa.

IV. Equipo de medición

Para la medición de la glucosa en sangre utilizando los biosensores propuestos se necesita un equipo de medición que tiene como misión fundamental emitir las longitudes de onda necesarias para excitar los puntos cuánticos y medir el nivel de la señal obtenida el cual será proporcional al nivel de glucosa en sangre.

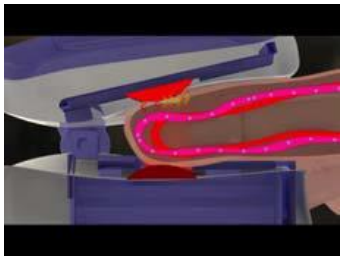


Fig. 7. Diagrama del equipo de medición.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

En la figura 7 se observa un diagrama conceptual del equipo propuesto, el cual funcionaria de manera similar a un oxímetro de pulso[9]. El diagrama en bloques de dicho equipo se muestra en la figura 8.

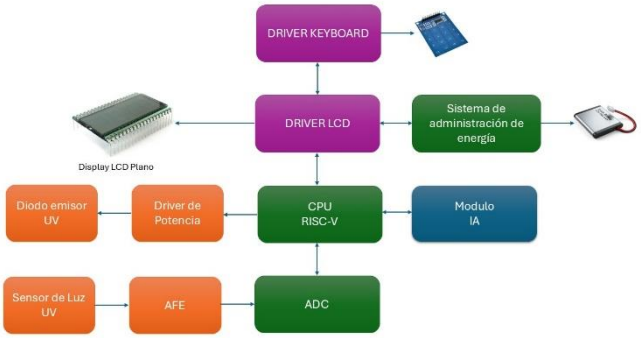


Fig. 8. Diagrama en bloques del equipo propuesto.

El bloque de “Diodo emisor UV” se encarga de general la señal de excitación de los biosensores. Este bloque emite una señal de luz U-V en el rango de 350 – 400 nm con una potencia de 5W como puede verse en la fig. 9

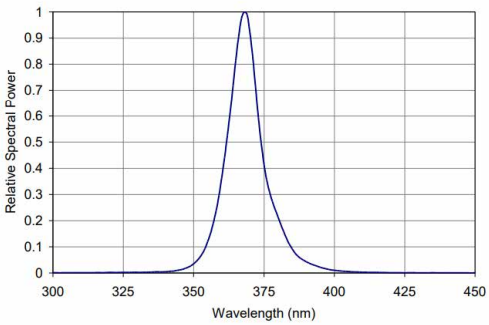


Fig. 9. Longitud y potencia del emisor propuesto.

El bloque “Sensor de luz UV” es el encargado de la detección de la respuesta de los biosensores, el mismo se implementará alrededor un sensor de luz UV, ML8511 el cual tiene una respuesta espectral adecuada para los biosensores propuestos como se muestra en la fig. 10.

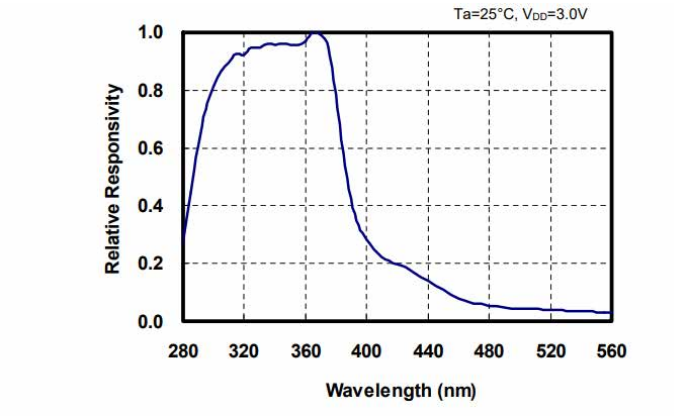


Fig. 10. Longitud y potencia del emisor propuesto.

El bloque “AFE” se encargará de la adecuación de la señal filtrándola y amplificándola para que su nivel sea adecuado para su procesamiento por el bloque “ADC” este se implementara con un AD7490 que es un ADC de aproximaciones sucesivas de 12 bits, alta velocidad y bajo consumo que incluye un multiplexor analógico de 16 canales.

Funciona con una única fuente de alimentación de 2,7 V a 5,25 V y ofrece velocidades de hasta 1 MSPS. Contiene un amplificador de seguimiento y retención de bajo ruido y amplio ancho de banda que admite frecuencias de entrada superiores a 1 MHz. Que se comunicará con un puerto I2C con el bloque “CPU” quien se encargará del procesamiento de la señal recibida.

El bloque “CPU” utilizara un microcontrolador RISC -V que se basa en un proyecto de desarrollo de hardware libre y de código abierto. Este proyecto permite diseñar y desarrollar chips y procesadores personalizados, reduciendo la dependencia de arquitecturas propietarias, como ARM o x86, dando la posibilidad de desarrollar tecnologías propias a países, industrias y centros educativos.

Además, permite la creación de diseños de hardware altamente personalizables y optimizados para tareas específicas como en este caso. Encontrándose la quinta generación de esta arquitectura disponible actualmente.

Este bloque será implementado en una FPGA de rango medio y de bajo costo Cyclone II Ep2c5t144 cuya placa de desarrollo se muestra en la fig. 11



Fig. 11. Placa desarrollo FPGA Cyclone II.

Siendo las especificaciones técnicas de dicha placa:

- Voltaje de alimentación: 5 – 9V DC
- Regulador de voltaje en placa de 1,2V para el core del FPGA y otro de 3,3V para los puertos de entrada/salida.
- FPGA: Altera (ahora Intel) Cyclone II EP2C5T144
- Número de IO E/S: 89
- Elementos lógicos: 4608 (16 elementos lógicos por bloque)
- Bloques de memoria RAM M4K (4 Kbits + 512 bits de paridad): 26 (total: 119898 bits)
- Memoria embebida (Kbits): 117
- Multiplicadores embebidos de 18×18 bits: 13
- PLLs: 2
- Canales diferenciales: 58
- Oscilador en la placa de 50Mhz, conectado al pin 17 (soporta hasta 300Mhz)
- Conector de programación: JTAG

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

- Memoria EEPROM EPCS4 de 4Mbit en placa (sólo programable a través del puerto ASP)
- Compatible con el software IDE Altera Quartus 2 y su edición web libre
- Soporta desarrollo basado en Nios II

El núcleo a implementar utilizara el repertorio de instrucciones básico del RISC – V (RV32I), sin ningún tipo de extensión. Dicho repertorio consta de 39 instrucciones "de usuario" y varias instrucciones adicionales denominadas "privilegiadas" o "protegidas", destinadas principalmente al manejo de CSRs.

En el RISC-V el bus de direcciones es de 32 bits y, aunque el bus de datos es de 32 bits, se pueden realizar accesos a memoria de palabra (word), media palabra (half-word) y byte (8 bits). Incluyendo un pequeño controlador de memoria que abstraiga los detalles de implementación de la RAM usada, de tal manera que cuando el procesador desee leer desde la RAM (ya sea para leer una instrucción o para leer un dato) o escribir en la RAM (escribir un dato), se lo pida al controlador de memoria y éste avise cuando la operación se haya terminado.

El bloque de “Inteligencia Artificial” tiene como misión analizar la información obtenida de los sensores y mediante técnicas de Deep Learning determinar los niveles de glucosa en sangre.

De esta manera se simplificaría el desarrollo del algoritmo que relaciona la respuesta obtenida de los biosensores con el nivel real de glucosa en sangre en diferentes pacientes que es uno de los grandes inconvenientes de este tipo de instrumentos.

En esta etapa inicial se prevé que el bloque de inteligencia artificial sea externo si bien la arquitectura RISC – V tiene capacidad de incorporar un módulo de inteligencia artificial interno no se lo genera dadas las limitaciones de la FPGA utilizada.

Finalmente, los bloques “Driver Keyboard” y “Driver LCD” constituyen la interfaz de usuario permitiendo el manejo y acceso a la información de las lecturas de glucosa en sangre relevadas por el equipo.

V. Discusión y conclusiones

En función del análisis realizado se concluye que el biosensor presentado puede utilizarse para indicar el nivel de glucosa en sangre mediante un método de diagnóstico visual, permitiendo de esta manera detectar in situ de forma rápida, fácil y simple dicho nivel con una alta precisión.

Por otro lado, se plantea un equipo de medición para los mismos utilizando una arquitectura RISC – V además de funciones de inteligencia artificial de forma tal de poder validar el funcionamiento en experiencias de laboratorio de dichos biosensores.

Referencias

[1] Akesh Govada, Ch Renumadhavi, K B Ramesh. “Noninvasive blood glucose measurement”. International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering Vol. 3, Issue 1, January 2014.

[2] Zhen Guo, Li Tan. “Fundamentals and Applications of Nanomaterials” 2009. ISBN-13: 978-1-59693-262-3 S. R. Kumar. “Nanomaterials for Biosensors”. Edited by Challa S. 2007. WILEY-VCH ISBN: 978-3-527-31388-4

[3] Gao, X. H., Cui, Y. Y., Levenson, R. M., Chung, L. W. K., Nie, S. M.,” In vivo cancer targeting and imaging with semiconductor quantum dots, Nat. Biotechnol”. 2004.

[4] Li Y, et al. Biosensor de glucosa basado en la fosforescencia a temperatura ambiente de nanocompuestos de TiO_2/SiO_2. Biosens Bioelectron. 2009;24:3706–3710. doi: 10.1016/j.bios.2009.05.033.

[5] Wu P, et al. Conjugación de glucosa oxidasa sobre puntos cuánticos de ZnS dopados con Mn para la detección fosforescente de glucosa en fluidos biológicos. Anal Chem. 2010;82:1427–1433. doi: 10.1021/ac902531g.

[6] Cao LH, et al. Una nueva vía para la mejora considerable de la actividad de la glucosa oxidasa (GOx): El ensamblaje simple de un complejo a partir de puntos cuánticos de CdTe y GOx, y su detección de glucosa. Química - Revista Europea. 2008;14:9633–9640. doi: 10.1002/chem.200800681.

[7] Li XY, et al. Biosensor de glucosa basado en películas nanocompuestas de puntos cuánticos de CdTe y glucosa oxidasa. Langmuir. 2009;25:6580–6586. doi: 10.1021/la900066z.

[8] Emadi F. , Amini A. , Gholami A. y Ghasemi Y. , Óxido de grafeno funcionalizado con quitosano para nanotransportadores de proteínas para proteger contra la escisión enzimática y retener la actividad de la colagenasa , Scientific Reports . (2017) 7, no. 1,

[9] Héctor Mejía Salas, Mayra Mejía Suárez. “Pulse oximetry”. Revista de la Sociedad Boliviana de Pediatría 51 (2) ,2012.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Implementabilidad de la detección de la frecuencia cardíaca en dispositivos portátiles

Manuel Merino-Monge
Departamento de Tecnología Electrónica
Universidad de Sevilla
Sevilla, Spain
mmerino2@us.es

Clara Lebrato-Vázquez
Departamento de Tecnología Electrónica
Universidad de Sevilla
Sevilla, Spain
clebrato@us.es

Juan A. Castro-García
Departamento de Tecnología Electrónica
Universidad de Sevilla
Sevilla, Spain
jacastro@us.es

Gemma Sánchez-Antón
Departamento de Tecnología Electrónica
Universidad de Sevilla
Sevilla, Spain
gemma@us.es

Alberto J. Molina-Cantero
Departamento de Tecnología Electrónica
Universidad de Sevilla
Sevilla, Spain
almolina@us.es

***Resumen*—El ritmo cardíaco (HR) constituye uno de los parámetros más utilizados para evaluar el estado fisiológico de las personas. Su consideración resulta esencial en dispositivos destinados a asistir a individuos con problemas de salud o emocionales. Dicha señal puede obtenerse mediante electrocardiograma (ECG) o fotopletismografía (PPG). En este estudio se analizan cuatro técnicas para el cálculo de la frecuencia cardíaca a partir de ECG y cuatro a partir de PPG. Los resultados evidencian que la principal limitación de estas metodologías radica en el consumo de memoria, lo que dificulta la implementación de ciertos dispositivos. No obstante, todas las técnicas presentan, en la mayoría de los casos, una baja tasa de error y una complejidad computacional lineal, lo que se traduce en un menor consumo energético.**

***Index Terms*—Ritmo cardíaco, electrocardiograma, fotopletismografía**

I. Introducción

Las emociones guían nuestras decisiones, facilitan las respuestas al entorno y constituyen la base de la interacción social. Aquellas emociones que se expresan de manera adecuada en su contexto, tanto en el momento como en la intensidad, tienen mayor probabilidad de favorecer respuestas adaptativas. Por ello, es fundamental que las personas puedan regular sus respuestas emocionales para facilitar la interacción social y preservar la salud mental. Diversos trastornos psicológicos, como trastorno del espectro autista (ASD), trastorno de déficit de atención e hiperactividad (ADHD), trastorno límite de la personalidad (BDP), entre otros, se caracterizan por presentar dificultades emocionales. En consecuencia, quienes padecen alguna de estas condiciones pueden manifestar irritabilidad, ansiedad y episodios de conductas explosivas o disruptivas [1], que pueden aparecer a edades tempranas.

La actividad neuronal vinculada con las emociones suele involucrar la preparación para acciones corporales a través del sistema nervioso autónomo (ANS), lo cual genera cambios fisiológicos (marcadores somáticos) que se registran en el cerebro junto con la situación que los desencadena. Este circuito se reactiva cuando ocurre una situación similar [2]. Así, las respuestas conductuales y emocionales quedan condicionadas por las señales fisiológicas internas, fenómeno conocido como condicionamiento interoceptivo [3]. Expertos en el área han identificado un mecanismo semejante en poblaciones clínicas, observando que una elevada sensibilidad a las sensaciones internas suele acompañarse de interpretaciones distorsionadas, lo que deriva en respuestas disfuncionales.

El comportamiento agresivo puede ser tratado mediante terapias psicofisiológicas, complementadas con sistemas de biofeedback (BF) que permiten a los individuos identificar sus marcadores somáticos y desarrollar nuevos circuitos neuronales para inhibir respuestas agresivas. El BF proporciona información sobre el estado fisiológico de la persona midiendo diferentes señales y presentándolas en tiempo real.

Entre las características más utilizadas en BF se encuentra el HR [4], el cual permite evaluar riesgos potenciales para la salud [5] y determinar el nivel de estrés [6], entre otros. Esta señal puede obtenerse a través de ECG y PPG, dos de las técnicas no invasivas más empleadas para monitorizar de la actividad cardíaca.

Los sistemas destinados a ayudar a sujetos con problemas de comportamientos impulsivos requieren dispositivos portátiles capaces de evaluar distintas bioseñales, entre ellas el HR. El propósito de este documento es analizar la carga computacional y el consumo de memoria asociados a diferentes técnicas de detección de HR, en función de su fiabilidad, con miras al desarrollo futuro de un dispositivo portátil que permita a los individuos regular conductas agresivas. Para que tales sistemas sean viables en contextos reales, especialmente en entornos clínicos o educativos, es esencial que puedan implementarse en plataformas embebidas de bajo coste, bajo consumo y tamaño reducido. En este sentido, el ESP32 surge como un candidato ideal, al ofrecer conectividad inalámbrica, capacidad de procesamiento dual-core, y soporte para múltiples interfaces de adquisición de señales, todo en un chip

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

compacto y asequible. Por lo tanto, haremos especial énfasis en la viabilidad de implementación de estos algoritmos en un microcontrolador ESP32. Esta revisión busca aportar evidencia útil para el diseño de sistemas portátiles de BF, destinados al apoyo terapéutico en poblaciones con desregulación emocional, contribuyendo al desarrollo de soluciones accesibles y eficientes.

II. Metodología

Se realizó una revisión breve del estado del arte el 27 de febrero de 2025 siguiendo la metodología descrita en [7], con el objetivo de responder a la pregunta: "¿Cómo puede calcularse el ritmo cardíaco en las señales de ECG y PPG?". Para ello se utilizaron las bases de datos Scopus[1] e IEEE Xplore[2], sin establecer un rango temporal. La primera búsqueda empleó los términos "ECG" AND ("HR" OR "heart rate"), mientras que la segunda utilizó "PPG" AND ("HR" OR "heart rate"). Se obtuvieron en total 38335 artículos para ECG (31305 en Scopus / 7030 en IEEE) y 5319 artículos para PPG (3143 en Scopus / 2176 en IEEE). Los resultados se ordenaron según el número de citas y, tras un filtrado inicial por título y resumen, se seleccionaron finalmente los 4 más citados de ECG y los 4 más citados de PPG.

III. Medición de la Frecuencia Cardíaca

El ECG refleja la actividad eléctrica del corazón, mientras que el PPG muestra los cambios en el volumen sanguíneo asociados a los latidos cardíacos. En ambos casos, el HR puede calcularse a partir del análisis de la morfología de la señal. En el ECG, el pico más prominente corresponde al complejo QRS, el cual está asociado con la despolarización miocárdica y la contracción ventricular. La distancia entre complejos QRS consecutivos permite calcular la HR.

Por otro lado, el patrón oscilatorio que presenta la señal de PPG se asemeja a una señal con pocos armónicos. Los picos de la señal de PPG son generados por la sístole ventricular. De manera análoga al ECG, la HR puede determinarse a partir de la distancia entre picos consecutivos.

III-A. Frecuencia Cardíaca a partir de la señal de ECG

El ECG puede verse contaminado por ciertos artefactos que dificultan la estimación de la HR. Para mitigar estas interferencias, es común aplicar un bandpass filter (BPF) con un rango de frecuencias de [5, 20] Hz, asociado al complejo QRS [8], [9]. De manera alternativa, la descomposición proporcionada por la wavelet transform (WT) permite seleccionar aquellas frecuencias en las que se concentra la energía del QRS. En [10], el rango seleccionado corresponde a [4, 125] Hz (escalas 1 a 4 de la WT).

Muchos algoritmos para el cálculo del HR se centran en resaltar el complejo QRS respecto a otras ondas del ECG. Un primer paso consiste en aplicar un filtro derivativo que proporcione la pendiente del complejo QRS [8], [9], seguido de un procedimiento que genera una especie de campana cóncava con un ancho aproximado al del complejo, lo que facilita el cálculo del HR. En [8], este proceso se lleva a cabo mediante un sliding window integrator (SWI) de 150 milisegundos aplicado a los squared values (SV). Un procedimiento similar se presenta en [11], donde a partir de la salida de un banco de filtros se generan 6 señales, sobre las cuales se aplica un SWI; posteriormente, estas señales son sometidas a un proceso de umbralización y combinación para determinar el HR. En ambos casos, el HR se calcula como la diferencia temporal entre picos que superan un umbral adaptativo. Un resultado análogo se obtiene mediante la Hilbert transform (HT) [9], en la cual los complejos QRS se transforman en cruces por cero.

En [10] se describe otra alternativa. En este enfoque, se localizan todos los máximos de los módulos en los distintos niveles de descomposición de la WT que superan un umbral, considerando la vecindad de estas localizaciones entre los diferentes niveles. Estos valores se someten a un proceso de verificación para descartar falsos positivos y, finalmente, los latidos se identifican en los cruces por cero del primer nivel de la WT, correspondientes a los pares máximo positivo–mínimo negativo asociados con los picos de módulo previamente detectados.

Para evitar la pérdida de latidos, algunos autores proponen un proceso de revisión de datos cuando se cumplen ciertas condiciones. Por ejemplo, si no se detecta ningún latido en un intervalo superior a 1.66 veces la distancia media de los últimos 8 latidos [8], o mediante un búfer dinámico que debe contener al menos el último latido detectado [9].

III-B. Frecuencia cardíaca a partir de la señal de PPG

Para reducir las interferencias que limitan la efectividad del cálculo del HR en señales de PPG, se aplica en primera instancia un BPF. Una banda de paso común es [0.4, 5] Hz [12], [13], aunque puede ser menos restrictiva, como en [14], donde se establece un rango de [0.1, 18] Hz, o más restrictiva, como en [15], con una banda de paso de [1.5, 2.3] Hz.

Tras esta etapa, algunos estudios obtienen el HR mediante convolutional neural network (CNN) [14], o bien promediando los cruces por cero de la salida del BPF en un búfer de 10 segundos [15]. Otros enfoques buscan mejorar la calidad de los datos reduciendo las motion artifacts (MAs). Por ejemplo, en [12], después del filtrado paso banda, se aplica un procedimiento de tres etapas para eliminar MAs:

1. Análisis de espectro singular, que utiliza un acelerómetro triaxial para reducir el ruido por movimiento.
2. sparse signal reconstruction (SSR) basado en el algoritmo FOCUSS [16] para mejorar la resolución espectral.
3. Análisis espectral mediante transformada rápida de Fourier (FFT) para determinar la HR, identificando pares de picos espectrales armónicamente relacionados que superan un umbral.

En [13], las MAs se atenúan mediante un análisis espectral de la señal de PPG en combinación con los datos del acelerómetro triaxial. La idea es que los espectros presentan similitudes atribuibles al efecto de las MAs. Para ello, a cada

[1] www.scopus.com
[2] ieeexplore.ieee.org

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

componente frecuencial de la PPG se le resta el valor máximo del módulo de los tres ejes del acelerómetro, es decir:

$$|DFT(PPG)_{f_i}| = |DFT(PPG)_{f_i}| - \max\{|DFT(ACC_x)_{f_i}|, |DFT(ACC_y)_{f_i}|,\ |DFT(ACC_z)_{f_i}|\} \quad (1)$$

Posteriormente, se eliminan aquellas frecuencias cuya amplitud supere el 25 % del valor espectral máximo de la PPG. Finalmente, el HR se determina a partir del pico espectral máximo en torno al HR previamente estimado.

IV. Resultados

Se analizaron el costo computacional y los requerimientos de memoria de los trabajos previamente descritos. Las Tablas I y II muestran los resultados de este análisis. En esta estimación no se ha considerado la memoria requerida por operaciones matemáticas básicas como raíces cuadradas, logaritmos, exponenciales, etc., y se ha supuesto que el tipo numérico de los datos es de 4 bytes.

IV-A. Costes computacionales

Cuadro I
Resultados de detección de complejo QRS para una tasa de muestreo de 200 Hz. Significado: Ref. - Referencia; Alg. - algoritmo base; Ef. - Precisión (%); CC. - Coste Computacional; Mem. - Memoria de datos en bytes; SB - Signal Buffer en bytes; * - para 40 pulsaciones por minuto (BPM); v - número de niveles de descomposición; ^{H} - Haar wavelet basado en [17].

Ref.	Alg.	Ef.	CC.	Mem.	SB
[8]	SV y SWI	99.3	O(N)	504	1992*
[10]	WT	99.61	O(vN)	6068^H	1992*
[11]	BPF y SWI	99.15	O(N)	1376	4800
[9]	HT	99.33	O(Nlog(N))	25068	4048

Cuadro II
Resultados de PPG para una tasa de muestreo de 100 Hz. Singificados: Ref. - Referencia; Alg. - Algoritmo base; EMA - error medio absoluto en BPM; CC. - Coste computacional; Mem. - Memoria en bytes; SB - Signal Buffer en bytes; ^{W} - error máximo; ^{M} - mínimo.

Ref.	Alg.	EMA	CC.	Mem.	SB
[12]	SSR y FFT	2.34	O(MN^2)	716252^M	12800
[13]	SSR y FFT	1.28	O(MN^2)	43066508^M	12800
[15]	BPF	10^W	O(N)	4104	4000
[14]	CNN	2.32	O(N)	376820	3200

En general, el error en la obtención del HR es bajo para todas las técnicas analizadas. La detección de complejos QRS supera el 99 % en ECG, y el error medio absoluto (MAE) se sitúa alrededor de 2 BPM en PPG, lo que indica una alta fiabilidad de los resultados.

El coste computacional de la mayoría de las técnicas revisadas en las tablas es lineal. La aplicación de filtros, el cálculo de derivadas, la rectificación, la suma de datos, las operaciones de comparación, la obtención de máximos y mínimos, así como la WT o la aplicación de una CNN entrenada, son operaciones lineales. De igual forma, el análisis espectral mediante FFT o técnicas que la emplean, como la HT, tiene un coste de O($Nlog(N)$) en el mejor de los casos. Finalmente, el algoritmo FOCUSS, utilizado para resolver SSR, es un proceso iterativo que requiere la multiplicación de matrices rectangulares de orden O(MNL) y el cálculo de la pseudoinversa, cuyo costo es del orden O(MN^2) [18], lo que puede constituir una limitación.

IV-B. Recursos de memoria de datos

En el análisis de la memoria requerida se distinguió entre la memoria destinada al almacenamiento de datos y la memoria necesaria para los cálculos de la técnica, la cual en la mayoría de los casos, depende de la memoria de datos. Generalmente, el búfer para almacenar las señales es inferior a 5 kB[3], siendo mayor únicamente en las técnicas que utilizan un acelerómetro triaxial para eliminar MAs [12], [13]. Además, la memoria necesaria para ejecutar las técnicas es inferior a 6.1 kB, excepto en [14], debido al uso de CNN, y en [12], [13], donde la descomposición en valores singulares (SVD) y la técnica FOCUSS —que requiere la construcción de una matriz de trayectorias— son responsables de dicho incremento en el tamaño de memoria.

V. Discusión

La implementación de técnicas para monitorizar el estado de un sujeto en un dispositivo portátil requiere evaluar el coste computacional, la memoria y la eficiencia del algoritmo. Todas las técnicas evaluadas presentan una baja tasa de errores, por lo que el HR fue muy similar en todos los casos. En cuanto al coste computacional, un valor elevado en este parámetro implica mayor tiempo de ejecución y mayor consumo energético. Por ello, entre las técnicas analizadas, las descritas en [8], [10], [11], [14], [15] resultan las más adecuadas, mientras que el elevado número de operaciones requeridas en [12], [13] hace que estas soluciones sean menos aplicables.

Los dispositivos portátiles suelen disponer de memorias de tamaño reducido. Esta es la razón por la que se excluyen algunos algoritmos, especialmente aquellos basados en SVD. El búfer de datos requerido para todas las técnicas es inferior a 5 kB, excepto en [12] y [13], donde se requieren 12.8 kB debido a que deben almacenarse también los datos de un acelerómetro triaxial. Aunque el tamaño de los búferes de datos es aceptable, la memoria necesaria en tres de las técnicas analizadas supera la capacidad disponible en muchos dispositivos. La CNN de [14] requiere 376 kB, superior a la disponible en la mayoría de los dispositivos comerciales, como el ESP32[4], cuya memoria RAM disponible para datos es de 160 kB. Esta limitación es aún mayor en [12] y [13] debido al uso del algoritmo FOCUSS. El primero requiere aproximadamente 716 kB, mientras que el segundo alrededor

[3] 1 kB = 1000 B
[4] https://es.wikipedia.org/wiki/ESP32 - Accedido el 29 de agosto de 2025.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

de 43000 kB. La diferencia entre ambos radica en su enfoque del análisis frecuencial: el primero restringe el rango de frecuencias a analizar, mientras que el segundo no define un intervalo específico, cubriendo así todo el espectro. En ambos casos se construye una matriz a partir de un búfer de 8 segundos de datos, sobre la cual se realizan procesos iterativos de multiplicación de matrices y cálculo de la pseudoinversa. La generación de estas matrices implica un incremento sustancial en el uso de memoria, que se ve agravado por el cálculo de la pseudoinversa mediante SVD, lo que intensifica aún más la necesidad de asignación de memoria [18]. Estos valores podrían reducirse disminuyendo la longitud del búfer de datos y haciendo más restrictiva la banda espectral de análisis.

El resto de las técnicas requieren una cantidad aceptable de memoria, de modo que cualquiera de ellas podría implementarse en un sistema de monitorización. Sin embargo, debe tenerse en cuenta que estos dispositivos suelen medir distintos parámetros fisiológicos, por lo que se deberían priorizar aquellas técnicas que requieran menor memoria. El algoritmo que menos memoria requiere es el descrito en [8], seguido de [11]. De forma análoga, para señales de PPG, solo la técnica descrita en [15] presenta requerimientos de memoria aceptables. Cabe destacar que, según [19], el algoritmo de [8] también es aplicable a señales de PPG con una baja tasa de error.

Una solución a los problemas descritos consiste en trasladar los algoritmos a un dispositivo externo bajo el paradigma de *edge computing*, el cual procesa los datos, obtiene la HR y posteriormente envía esta información al dispositivo portátil, que informa al sujeto de su estado. Otra línea que puede explorarse para optimizar el código y reducir los tiempos de ejecución es la aplicación de técnicas de precarga y la optimización de los cálculos utilizando los datos adyacentes almacenados en la caché.

VI. Conclusiones

Los dispositivos portátiles capaces de monitorizar el HR de un sujeto requieren técnicas altamente fiables, con bajo consumo energético y bajos requerimientos de memoria. Las técnicas analizadas, salvo en tres casos, cumplen con estos requisitos, pero la propuesta de [8] destaca, ya que requiere poca memoria y es aplicable tanto a ECG como a PPG, lo que la convierte en la más adecuada para su implementación en este tipo de sistemas.

Agradecimientos

Esta investigación ha sido financiada por el proyecto PID2023-147508OB-I00 (BRet(IA)^2), apoyado por MCIN/AEI/10.13039/501100011033 y cofinanciado por FEDER, UE.

Referencias

[1] G. Alsina Masmitjà, J. A. Amador Campos, À. Arroyo Rodríguez, A. Badia Garganté, M. Badia Martín, C. Contreras Contreras, B. Mas Salsench, B. Mena Pujol, L. Salat Foix, and C. Saumell Mir, *Déficits de atención y trastornos de conducta*. Editorial UOC, 2014.

[2] A. R. Damasio, *Descartes' error: Emotion, reason, and the human brain*. New York: Ediciones Destino, 1994.

[3] F. Schoeller, A. H. Horowitz, A. Jain, P. Maes, N. Reggente, L. Christov-Moore, G. Pezzulo, L. Barca, M. Allen, R. Salomon, M. Miller, D. Di Lernia, G. Riva, M. Tsakiris, M. A. Chalah, A. Klein, B. Zhang, T. Garcia, U. Pollack, M. Trousselard, C. Verdonk, G. Dumas, V. Adrien, and K. Friston, "Interoceptive technologies for psychiatric interventions: From diagnosis to clinical applications," 2024.

[4] J. A. Castro-García, A. J. Molina-Cantero, I. M. Gómez-González, S. Lafuente-Arroyo, and M. Merino-Monge, "Towards human stress and activity recognition: A review and a first approach based on low-cost wearables," *Electronics*, vol. 11, no. 1, 2022.

[5] C. Carrarini, V. Di Stefano, M. Russo, F. Dono, M. Di Pietro, N. Furia, M. Onofrj, L. Bonanni, M. Faustino, and M. V. De Angelis, "ECG monitoring of post-stroke occurring arrhythmias: an observational study using 7-day Holter ECG," *Scientific Reports*, vol. 12, no. 1, 2022.

[6] N. Hjortskov, D. Rissén, A. K. Blangsted, N. Fallentin, U. Lundberg, and K. Søgaard, "The effect of mental stress on heart rate variability and blood pressure during computer work," *European Journal of Applied Physiology*, vol. 92, no. 1-2, pp. 84–89, 2004.

[7] M. Peters, C. Godfrey, P. Mcinerney, C. Soares, H. Khalil, and D. Parker, *Methodology for JBI Scoping Reviews*, pp. 1–24. Joanna Briggs Institute, 08 2015.

[8] J. Pan and W. J. Tompkins, "A Real-Time QRS Detection Algorithm," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. BME-32, no. 3, pp. 230–236, 1985.

[9] D. Benitez, P. Gaydecki, A. Zaidi, and A. Fitzpatrick, "The use of the hilbert transform in ecg signal analysis," *Computers in Biology and Medicine*, vol. 31, no. 5, pp. 399–406, 2001.

[10] J. P. Martínez, R. Almeida, S. Olmos, A. P. Rocha, and P. Laguna, "A Wavelet-Based ECG Delineator Evaluation on Standard Databases," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 51, no. 4, pp. 570–581, 2004.

[11] V. X. Afonso, W. J. Tompkins, T. Q. Nguyen, and S. Luo, "ECG beat detection using filter banks," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 46, no. 2, pp. 192–202, 1999.

[12] Z. Zhang, Z. Pi, and B. Liu, "TROIKA: A general framework for heart rate monitoring using wrist-type photoplethysmographic signals during intensive physical exercise," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 62, no. 2, pp. 522–531, 2015.

[13] Z. Zhang, "Photoplethysmography-based heart rate monitoring in physical activities via joint sparse spectrum reconstruction," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 62, no. 8, pp. 1902–1910, 2015.

[14] M. Panwar, A. Gautam, D. Biswas, and A. Acharyya, "PP-Net: A Deep Learning Framework for PPG-Based Blood Pressure and Heart Rate Estimation," *IEEE Sensors Journal*, vol. 20, no. 17, pp. 10000–10011, 2020.

[15] K. Nakajima, T. Tamura, and H. Miike, "Monitoring of heart and respiratory rates by photoplethysmography using a digital filtering technique," *Medical Engineering and Physics*, vol. 18, no. 5, pp. 365–372, 1996.

[16] I. F. Gorodnitsky and B. D. Rao, "Sparse signal reconstruction from limited data using FOCUSS: A re-weighted minimum norm algorithm," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 45, no. 3, pp. 600–616, 1997.

[17] G. Latu, "Sparse data structure design for wavelet-based methods," *ESAIM: Proceedings*, vol. 34, pp. 240–276, 2011.

[18] X. Li, S. Wang, and Y. Cai, "Tutorial: Complexity analysis of singular value decomposition and its variants. arxiv 2019," *arXiv preprint arXiv:1906.12085*, 2019.

[19] M. Merino-Monge, J. A. Castro-García, C. Lebrato-Vázquez, I. M. Gómez-González, and A. J. Molina-Cantero, "Heartbeat detector from ECG and PPG signals based on wavelet transform and upper envelopes," *Physical and Engineering Sciences in Medicine*, vol. 46, no. 2, pp. 597–608, 2023.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Modelado de Señales EMG del Antebrazo Usando el Algoritmo Recursivo de Mínimos Cuadrados

José Fernando Sánchez Bello
Facultad de Ciencias de la Electrónica
BUAP
Puebla de Zaragoza, México
jose.sanchezbell@alumno.buap.mx

Fernando Reyes Cortés
Facultad de Ciencias de la Electrónica
BUAP
Puebla de Zaragoza, México
fernando.reyes@correo.buap.mx

Pablo Sánchez Sánchez
Facultad de Ciencias de la Electrónica
BUAP
Puebla de Zaragoza, México
pablo.sanchez@correo.buap.mx

Aidee Montiel Martinez
Facultad de Ciencias de la Electrónica
BUAP
Puebla de Zaragoza, México
aidee.montiel@correo.buap.mx

José Eligio Moisés Gutiérrez Arias
Facultad de Ciencias de la Electrónica
BUAP
Puebla de Zaragoza, México
jose.gutierrez@correo.buap.mx

Alexandre Zemliak
Facultad de Ciencias Físico Matemáticas
BUAP
Puebla de Zaragoza, México
azemliak@fcfm.nuap.mx

***Resumen*—La electromiografía (EMG) mide la actividad eléctrica de los músculos esqueléticos y constituye una herramienta fundamental en la rehabilitación, el control protésico y el diagnóstico de trastornos neuromusculares. Las características no estacionarias de las señales EMG, combinadas con el ruido intrínseco, presentan retos significativos para su modelado preciso. Los enfoques convencionales —incluyendo el modelado estocástico, los algoritmos de aprendizaje automático y los métodos basados en optimización— suelen requerir grandes volúmenes de datos y recursos computacionales considerables, lo que limita su aplicabilidad en entornos de tiempo real. La identificación paramétrica, en particular mediante el algoritmo de mínimos cuadrados recursivos, permite la adaptación en tiempo real de los parámetros del modelo, acomodando la variabilidad y el ruido inherentes de las señales EMG. No obstante, la implementación práctica y la validación se ven limitadas por factores como la variabilidad entre sujetos y la selección de una estructura de modelo adecuada. Este estudio tiene como objetivo desarrollar un modelo paramétrico de señales EMG que mejore la precisión y estabilidad, abordando los desafíos impuestos por la variabilidad y las interferencias en aplicaciones reales. Además, la robustez del modelo propuesto se evalúa mediante un análisis comparativo de señales EMG correspondientes a diversos movimientos del antebrazo.**
Palabras clave: Electromiografía, Identificación paramétrica, Mínimos cuadrados recursivos.

I. Introducción

El estudio de las señales mioeléctricas (EMG) se ha consolidado como una herramienta fundamental para el análisis de la actividad neuromuscular, con aplicaciones destacadas en biomedicina, ingeniería de rehabilitación y el desarrollo de interfaces hombre–máquina. Estas señales, generadas por la actividad eléctrica de los músculos durante la contracción, proporcionan información esencial sobre los procesos neuromusculares subyacentes. La comprensión y el modelado preciso de las señales EMG son determinantes para mejorar la interpretación de los movimientos musculares y avanzar en el diseño de dispositivos de asistencia más eficaces [1].

En el caso particular del antebrazo, el modelado de señales mioeléctricas representa un desafío significativo debido a la complejidad de sus movimientos y a la interacción simultánea de múltiples músculos. La alta variabilidad de estas señales, influenciada por factores como la fatiga muscular, diferencias anatómicas entre individuos y la interferencia de ruido electromagnético, hace imprescindible el desarrollo de modelos precisos y robustos. Para afrontar estos retos, se han propuesto enfoques basados en modelos estadísticos y dinámicos que permiten representar las señales EMG de manera más confiable [2].

El objetivo del modelado de señales EMG no se limita únicamente a la detección y clasificación de patrones musculares, sino que también busca optimizar el proce-

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

samiento de señales para aplicaciones en tiempo real. En este contexto, la combinación de técnicas avanzadas de procesamiento de señales con modelos matemáticos y algoritmos de aprendizaje automático ha mostrado ser altamente eficaz para capturar las características no lineales complejas presentes en las señales mioeléctricas.

En particular, el modelado matemático de señales EMG constituye un paso esencial para comprender su comportamiento dinámico y desarrollar aplicaciones prácticas en control, rehabilitación y análisis biomédico. A partir de datos experimentales, es posible identificar modelos precisos que representen la relación entre la actividad neuromuscular y las señales captadas superficialmente.

El perfeccionamiento en el modelado de señales mioeléctricas no solo permitiría incrementar la precisión de dispositivos de asistencia y prótesis, sino también optimizar sistemas de rehabilitación y diseñar interfaces más intuitivas para el control de dispositivos electrónicos. Además, el análisis detallado de estas señales ofrece una comprensión más profunda de los procesos neuromusculares, con implicaciones potenciales en el diagnóstico y tratamiento de trastornos musculares y neurológicos, [3]. A pesar de los avances alcanzados en el procesamiento de señales y en la implementación de algoritmos de aprendizaje automático, los modelos actuales todavía presentan limitaciones en cuanto a precisión y capacidad de generalización, [4].

La metodología de identificación paramétrica, y específicamente el uso del algoritmo de mínimos cuadrados recursivos, permite construir modelos dinámicos a partir de señales EMG reales. El presente trabajo tiene como objetivo desarrollar un modelo paramétrico de señales EMG del antebrazo basado en RLS, evaluando su capacidad para representar con precisión diferentes condiciones experimentales, incluyendo movimientos rápidos, lentos y con aplicación de fuerza. Asimismo, se analiza la convergencia de los parámetros y la robustez del modelo frente a la dinámica intrínseca de la señal, proponiendo una base funcional enriquecida que garantice persistencia espectral y estimación confiable.

II. Identificación Paramétrica

La identificación paramétrica constituye una metodología fundamental en el modelado de sistemas dinámicos, orientada a estimar los parámetros de un modelo matemático a partir de datos experimentales. Su objetivo es proporcionar una representación precisa del comportamiento del sistema bajo estudio, partiendo de una estructura de modelo previamente definida. Esta técnica posee aplicaciones extensas en control de sistemas, procesamiento de señales, economía y diversas disciplinas de la ingeniería y la ciencia donde se requiere la construcción de modelos basados en observaciones empíricas.

Entre los métodos de identificación paramétrica más empleados en ingeniería destaca el esquema de mínimos cuadrados recursivos (RLS, por sus siglas en inglés), que se enmarca dentro de la filosofía de identificación híbrida. En este enfoque, el modelo de regresión se formula en tiempo continuo, mientras que la estimación de los parámetros se realiza mediante un algoritmo recursivo de mínimos cuadrados. Este método es ampliamente citado en la literatura debido a su simplicidad, estabilidad y capacidad de actualización recursiva, atributos que facilitan su implementación en entornos prácticos y en tiempo real.

A. Mínimos cuadrados

El método de mínimos cuadrados fue introducido por Carl Friedrich Gauss en 1794. El objetivo fundamental de este enfoque consiste en estimar los parámetros de un modelo que represente la dinámica de una planta física —por ejemplo, un robot manipulador— a partir de un conjunto finito de datos experimentales, consistentes en observaciones o mediciones. La estimación óptima se obtiene cuando la suma de los errores al cuadrado se minimiza. En este contexto, un error se define como la diferencia entre el valor observado de la variable dependiente y el valor predicho por el modelo. Este resultado constituye lo que se conoce como el **teorema de Gauss-Markov**, que establece que el estimador de mínimos cuadrados lineales es insesgado y tiene varianza mínima entre todos los estimadores lineales [5].

1) Algoritmo Recursivo de mínimos cuadrados: El algoritmo recursivo de mínimos cuadrados se describe de la siguiente forma:

Considere el modelo matemático que está expresado como un regresor lineal como se presenta en la ecuación [5]:

$$\boldsymbol{y}(k) = \boldsymbol{\varphi}(k)^{\mathsf{T}}\boldsymbol{\theta} \tag{1}$$

donde $\boldsymbol{y}(k) \in \mathbb{R}^{n\times 1}$ es un vector de mediciones (entradas o salidas del sistema); $\boldsymbol{\varphi}(k) \in \mathbb{R}^{p\times n}$ es la matriz de regresión compuesta por observaciones de funciones conocidas; $\boldsymbol{\theta} \in \mathbb{R}^{p\times 1}$ es el vector de parámetros desconocidos. El modelo $\boldsymbol{y}(k) = \boldsymbol{\varphi}(k)^{\mathsf{T}}\boldsymbol{\theta}$ está indexado por la variable k, la cual denota el tiempo discreto; se asume que el conjunto de índices $\boldsymbol{y}(k)$ y $\boldsymbol{\varphi}(k)$ forman un conjunto discreto.

El vector de parámetros desconocidos θ puede ser estimado mediante la siguiente función de costo:

$$V(\boldsymbol{\theta}) = \frac{1}{2}\sum_{k=1}^{n}\left[\boldsymbol{y}(k) - \boldsymbol{\varphi}(k)^{\mathsf{T}}\boldsymbol{\theta}\right]^2 + \frac{1}{2}\left[\boldsymbol{\theta} - \hat{\boldsymbol{\theta}}(0)\right]^{\mathsf{T}} P^{-1}(0)\left[\boldsymbol{\theta} - \hat{\boldsymbol{\theta}}(0)\right] \tag{2}$$

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

donde $P(0) \in \mathbb{R}^{n\times n}$ es la condición inicial de la matriz de covarianza $P(k) \in \mathbb{R}^{n\times n}$, la cual es una matriz definida positiva y $\hat{\boldsymbol{\theta}}(0)$ representa el valor inicial del vector estimado.

Ahora si a la ecuación 2 se deriva con respecto a $\boldsymbol{\theta}$ e igualando a cero se tiene que:

$$\frac{\partial V(\boldsymbol{\theta})}{\partial \boldsymbol{\theta}} = -\sum_{k=1}^{n} \boldsymbol{\varphi}(k)\boldsymbol{y}(k) + \sum_{k=1}^{n} \boldsymbol{\varphi}(k)\boldsymbol{\varphi}(k)^{\mathsf{T}}\boldsymbol{\theta} + P^{-1}(0)\boldsymbol{\theta} - P^{-1}(0)\hat{\boldsymbol{\theta}}(0) = 0 \tag{3}$$

Por lo tanto el vector estimado de parámetros $\boldsymbol{\theta}$ se obtiene:

$$\boldsymbol{\theta} = \left[P^{-1}(0) + \sum_{k=1}^{n} \boldsymbol{\varphi}(k)\boldsymbol{\varphi}(k)^{\mathsf{T}}\right]^{-1} \left[P^{-1}(0)\hat{\boldsymbol{\theta}}(0) + \sum_{k=1}^{n} \boldsymbol{\varphi}(k)\boldsymbol{y}(k)\right] \tag{4}$$

La ecuación 4 se conoce como algoritmo de mínimos cuadrados estándar, para pasar a su forma recursiva se hace lo siguiente:

Sea:

$$P^{-1}(k) = P^{-1}(0) + \sum_{k=1}^{n} \boldsymbol{\varphi}(k)\boldsymbol{\varphi}(k)^{\mathsf{T}} = \underbrace{P^{-1}(0) + \sum_{k=1}^{n} \boldsymbol{\varphi}(k)\boldsymbol{\varphi}(k)^{\mathsf{T}}}_{P^{-1}(k-1)} + \boldsymbol{\varphi}(n)\boldsymbol{\varphi}(n)^{\mathsf{T}} \tag{5}$$

$$P^{-1}(k) = P^{-1}(k-1) + \boldsymbol{\varphi}(n)\boldsymbol{\varphi}(n)^{\mathsf{T}} \tag{6}$$

Por tanto el vector de parámetros estimados obtiene la siguiente forma:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = P(k)\left[P^{-1}(0) + \sum_{k=1}^{n} \boldsymbol{\varphi}(k)\boldsymbol{y}(k)\right] \tag{7}$$

Una vez desarrollando la ecuación 7 se tiene el vector de parámetros estimados queda de la siguiente forma:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = \hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1) + P(k)\boldsymbol{\varphi}(k)\left[\boldsymbol{y}(k) - \boldsymbol{\varphi}(n)^{\mathsf{T}}\hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1)\right] \tag{8}$$

Considerando el **lema de inversión de matrices**:

$$[A + BC]^{-1} = A^{-1} - A^{-1}B\left[I + CA^{-1}B\right]^{-1}CA^{-1} \tag{9}$$

donde $A = P^{-1}(k-1)$, $B = \boldsymbol{\varphi}(k)$, $C = \boldsymbol{\varphi}(k)^{\mathsf{T}}$, aplicando este resultado en la ecuación 6, se tiene el siguiente resultado:

$$P(k) = P(n-1) - P(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)\left[I + \boldsymbol{\varphi}(k)^{\mathsf{T}}P(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)\right]^{-1} \boldsymbol{\varphi}(k)^{\mathsf{T}}P(k-1) \tag{10}$$

Además,

$$P(k)\boldsymbol{\varphi}(k) = P(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)\left[I + \boldsymbol{\varphi}(k)^{\mathsf{T}}P(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)\right]^{-1} \tag{11}$$

Las ecuaciones recursivas del algoritmo de mínimos cuadrados para el caso escalar se tienen expresadas como:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}(k) = \hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1)\frac{P(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)e(k)}{1 + \boldsymbol{\varphi}(k)^{\mathsf{T}}P(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)} \tag{12}$$

$$P(k) = P(k-1) - \frac{P(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)\boldsymbol{\varphi}(k)^{\mathsf{T}}P(k-1)}{1 + \boldsymbol{\varphi}(k)^{T}P(k-1)\boldsymbol{\varphi}(k)} \tag{13}$$

$$e(k) = \boldsymbol{y}(k) - \boldsymbol{\varphi}(k)^{\mathsf{T}}\hat{\boldsymbol{\theta}}(k-1) \tag{14}$$

III. Construcción del modelo EMG mediante RLS

Para modelar la señal electromiográfica (EMG), se adquieren datos experimentales con un período de muestreo h y un total de N muestras. Estos datos se procesan utilizando el algoritmo recursivo de mínimos cuadrados, tal como se expresa en la ecuación (1), donde $y(k)$ denota la señal EMG adquirida, $\boldsymbol{\theta}$ representa el vector de parámetros desconocidos, y $\phi(k)$ corresponde al vector de regresión, definido como:

$$\boldsymbol{\varphi}(k) = \sum_{j=1}^{100} \left[(2\pi j t_k)f_j(t_k) + \cos(2\pi j t_k)f_j(t_k)\right] \tag{15}$$

donde cada función $f_j(t_k)$ está definida por:

$$f_j(t_k) = \begin{cases} 1, & \text{si } j \in \{1,2,3,4\} \\ t_k^{m_j}, & \text{si } j > 4 \text{ y par, con } m_j = \frac{j-4}{2} \\ \sqrt{t_k^{m_j}}, & \text{si } j > 4 \text{ y impar, con } m_j = \frac{j-4}{2} \\ e^{-t_k^{n_j}}, & \text{para ciertos } j \text{ impares con } n_j = \frac{j-4}{4} \end{cases}$$

Esta formulación permite generar una base funcional rica, compuesta por senos y cosenos ponderados por

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

funciones polinómicas, exponenciales o de tipo raíz. La continuidad y variedad espectral garantizan que la señal de entrada sea suficientemente persistente, facilitando una estimación robusta de los parámetros del modelo.

Una vez aplicado el algoritmo RLS y obtenidos los parámetros θ_i, es posible construir el modelo estimado de la señal EMG como:

$$EMG(t_k) = \sum_{i=1}^{200} \varphi_i(t_k)\theta_i \tag{16}$$

donde $\phi_i(t_k)$ representa el valor del i–ésimo regresor en el instante t_k, θ_i es el coeficiente estimado correspondiente, y EMG(t_k) es la señal modelada.

De esta manera, el conjunto de funciones base $\phi(t)$ junto con el vector de parámetros θ conforman el modelo matemático completo que permite reproducir la señal EMG a partir de los datos adquiridos.

IV. Resultados experimentales

Una vez adquiridas y digitalizadas las señales electromiográficas, se procedió al modelado matemático mediante técnicas de identificación paramétrica. En particular, se empleó el algoritmo de mínimos cuadrados recursivos, dada su eficiencia en la estimación en línea de parámetros y su bajo costo computacional. El objetivo fue representar la dinámica subyacente de la señal EMG por medio de modelos lineales en tiempo discreto que capturen sus principales características.

Para la etapa de validación se seleccionaron diez señales distintas asociadas a diferentes movimientos musculares. Estas incluyen acciones simples como cerrar la mano, así como contracciones rápidas o con mayor aplicación de fuerza. A modo ilustrativo, en esta sección se presentan tres de estas señales: su forma original, la salida del modelo estimado y el error de modelado.

Todas las señales se adquirieron con un periodo de muestreo de 25 ms y constan de 200 muestras. Este intervalo fue determinado como adecuado para capturar la variabilidad de la señal, considerando las limitaciones de procesamiento del microcontrolador empleado. Una vez almacenadas, las señales fueron procesadas mediante el algoritmo de mínimos cuadrados recursivos para obtener los parámetros del modelo.

Tras la adquisición de la señal EMG, se seleccionaron 10 registros correspondientes a distintos tipos de movimiento para su análisis. Estos incluyeron tanto acciones simples, como la apertura y cierre de la mano, como movimientos que requirieron una mayor fuerza o una ejecución rápida con contracción intensa. Este conjunto permitió evaluar la capacidad del modelo para reproducir la señal con precisión en diversos escenarios. En esta sección se presenta el análisis detallado de 3 de estas señales, las cuales se ilustran en la Figuras 1, 2, 3.

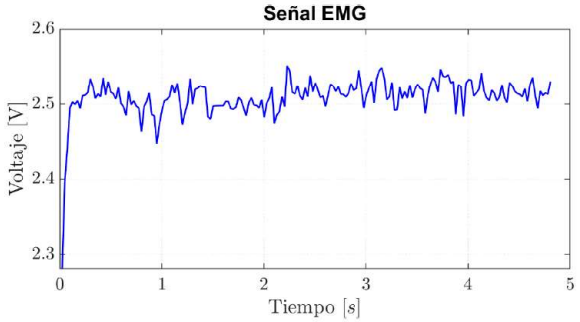


Fig. 1. Señal EMG por movimientos rápidos.

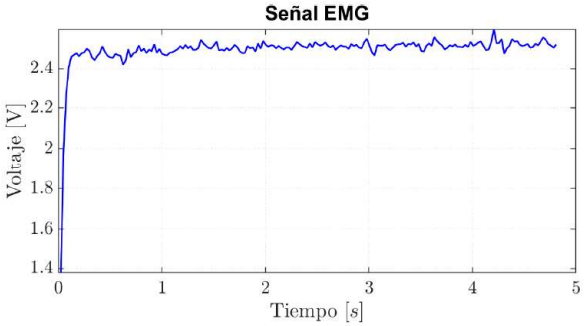


Fig. 2. Señal EMG por movimientos lentos.

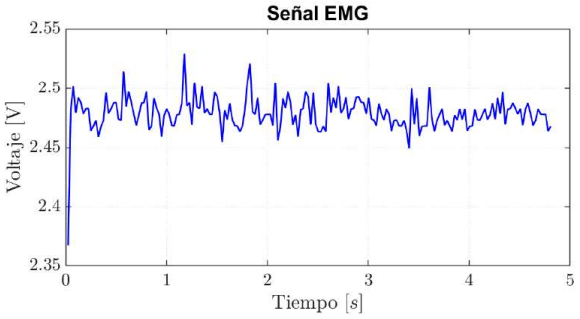


Fig. 3. Señal EMG por movimientos con fuerza.

Dentro del análisis de las señales EMG adquiridas se muestra la señal modelada, comparación entre señal EMG adquirida y modelada y el error entre estas señales.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

A. Análisis de señal EMG por movimientos rápidos

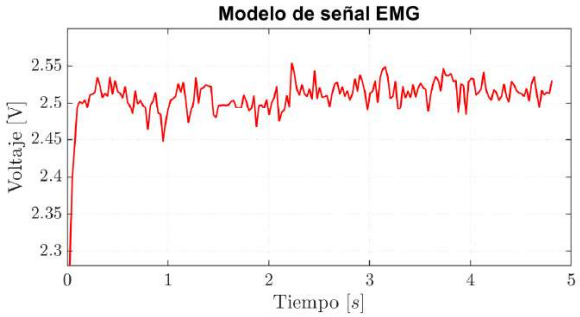


Fig. 4. Señal EMG modelada de movimientos rápidos.

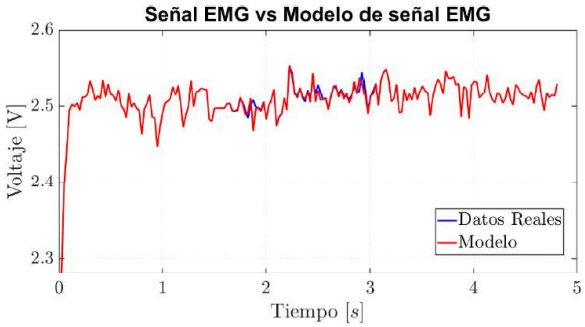


Fig. 5. Comparación entre señal EMG de la figura 1 y la señal EMG modelada.

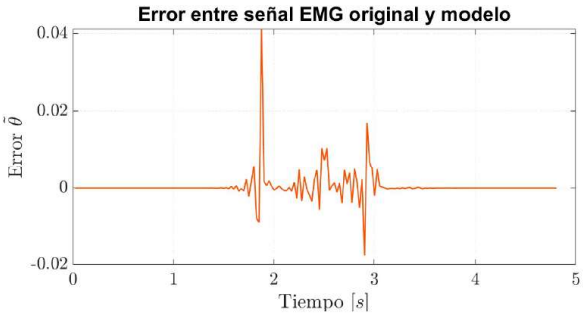


Fig. 6. Error entre la señal EMG adquirida y señal EMG modelada.

En el análisis de la señal EMG asociada a movimientos rápidos, se observa inicialmente que la señal modelada presenta una similitud visual con la señal adquirida. Sin embargo, al realizar una comparación detallada entre ambas, se identifican ligeras discrepancias en el intervalo comprendido entre 1.7 s y 3.3 s, donde la señal adquirida presenta una mayor amplitud respecto a la modelada. Para evidenciar esta diferencia, se analiza el error entre ambas señales, el cual se concentra principalmente en dicho intervalo. No obstante, la magnitud del error es reducida, lo que indica que el modelo ofrece una aproximación muy precisa de la señal real. En el contexto del presente estudio, orientado a aplicaciones en robótica y control, este nivel de error puede considerarse despreciable.

B. Análisis de señal EMG por movimientos lentos

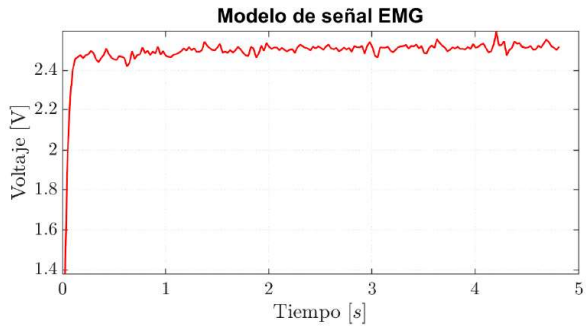


Fig. 7. Señal EMG modelada de movimientos rápidos.

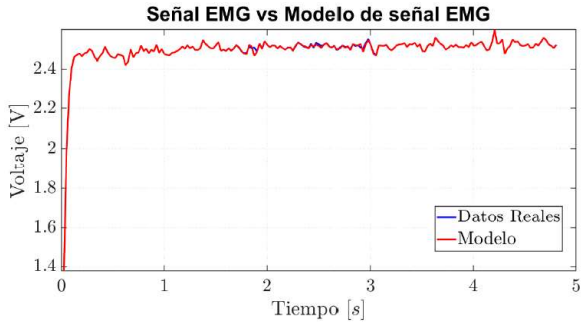


Fig. 8. Comparación entre señal EMG de la figura 2 y la señal EMG modelada.

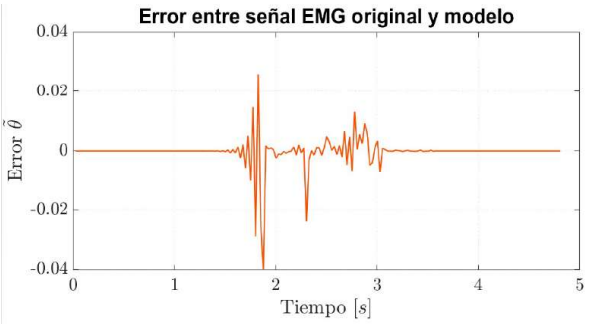


Fig. 9. Error entre la señal EMG adquirida y señal EMG modelada.

En el caso de la señal asociada a movimientos lentos, también se aprecia una ligera diferencia entre la señal adquirida y la señal modelada, localizada principalmente en el intervalo comprendido entre 2 s y 3 s. No obstante, el análisis del error revela que su magnitud es menor en comparación con el caso anterior, lo que indica que la aproximación obtenida es aún más precisa y se encuentra más próxima a la señal real.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

C. *Análisis de señal EMG por movimientos con fuerza*

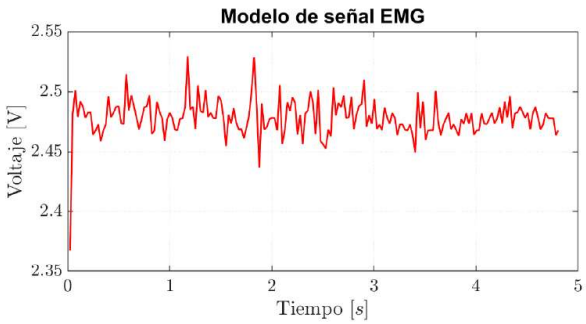


Fig. 10. Señal EMG modelada de movimientos rápidos.

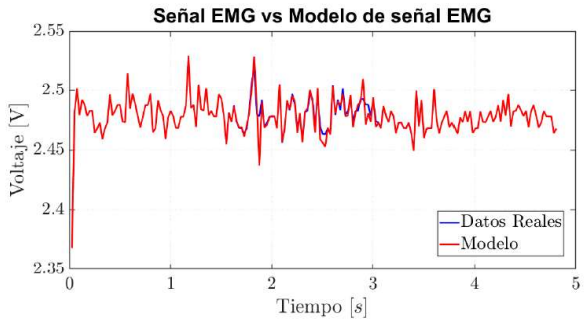


Fig. 11. Comparación entre señal EMG de la figura 3 y la señal EMG modelada.

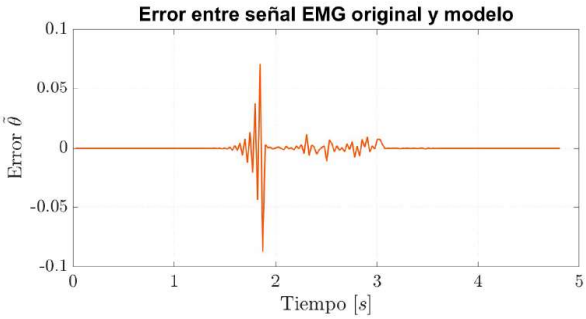


Fig. 12. Error entre la señal EMG adquirida y señal EMG modelada.

En el caso de las señales generadas bajo condiciones de fuerza, se identifica una discrepancia en el intervalo comprendido entre 1.5 s y 3 s. Dentro de este rango, el segmento más crítico se presenta entre 1.5 s y 2 s, donde el modelo exhibe el mayor error. Sin embargo, conforme avanza el tiempo, dicho error tiende a cero, lo que evidencia una mejora progresiva en la aproximación. Este comportamiento indica que, para este experimento, el modelo ofrece una mayor proximidad respecto a los casos anteriores, demostrando así una buena robustez y una capacidad superior para seguir con precisión las señales EMG.

V. Comportamiento sobre la estimación de parámetros en el modelo de la señal EMG

Una vez presentados los resultados del modelo, es fundamental analizar su comportamiento interno. En este caso, se trata de un modelo de regresión lineal cuyos coeficientes son estimados mediante el algoritmo de Mínimos Cuadrados Recursivos (RLS). Durante los experimentos, los parámetros no permanecen fijos, sino que evolucionan dinámicamente hasta estabilizarse al final del proceso. Este comportamiento puede observarse en la Figura 13.

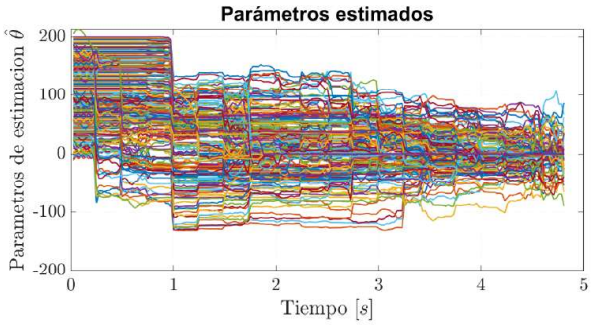


Fig. 13. Convergencia de los parámetros del modelo de señales EMG.

Donde se aprecia cómo los parámetros varían de manera adaptativa a lo largo del tiempo, convergiendo finalmente hacia valores constantes al concluir el experimento.Dentro de los parámetros que alcanzan valores constantes al finalizar cada experimento, las Figuras 14, 15 y 16 presentan un fragmento representativo de los 200 parámetros identificados. Estos parámetros son fundamentales para la construcción del modelo, ya que permiten reproducir con precisión las señales EMG bajo diferentes condiciones y comportamientos.

$\hat{\theta}$	Valor	$\hat{\theta}$	Valor	$\hat{\theta}$	Valor	$\hat{\theta}$	Valor
$\hat{\theta}_1$	11.831 140 654 5	$\hat{\theta}_2$	1.355 823 686 1	$\hat{\theta}_3$	2.058 006 217 8	$\hat{\theta}_4$	6.390 348 316 9
$\hat{\theta}_5$	4.697 106 117 3	$\hat{\theta}_6$	6.862 985 310 5	$\hat{\theta}_7$	−1.404 950 685 1	$\hat{\theta}_8$	1.669 886 394 7
$\hat{\theta}_9$	−25.665 554 569 2	$\hat{\theta}_{10}$	−32.183 976 056 7	$\hat{\theta}_{11}$	−2.447 857 605 9	$\hat{\theta}_{12}$	−4.619 189 158 1
$\hat{\theta}_{13}$	−6.772 604 060 1	$\hat{\theta}_{14}$	−3.527 877 740 9	$\hat{\theta}_{15}$	2.870 227 403 0	$\hat{\theta}_{16}$	−1.463 072 386 5
$\hat{\theta}_{17}$	31.210 264 121 8	$\hat{\theta}_{18}$	0.421 148 480 4	$\hat{\theta}_{19}$	−2.436 786 468 0	$\hat{\theta}_{20}$	−0.678 955 123 7
$\hat{\theta}_{21}$	−25.469 284 509 3	$\hat{\theta}_{22}$	−7.133 584 518 9	$\hat{\theta}_{23}$	−0.105 139 222 3	$\hat{\theta}_{24}$	−0.426 741 057 5
$\hat{\theta}_{25}$	−5.470 047 788 4	$\hat{\theta}_{26}$	0.971 770 463 4	$\hat{\theta}_{27}$	2.104 077 579 2	$\hat{\theta}_{28}$	4.690 145 619 4
$\hat{\theta}_{29}$	0.114 103 260 3	$\hat{\theta}_{30}$	1.361 682 953 4	$\hat{\theta}_{31}$	0.033 898 064 8	$\hat{\theta}_{32}$	1.782 116 141 8
$\hat{\theta}_{33}$	7.848 739 546 1	$\hat{\theta}_{34}$	−12.633 768 637 2	$\hat{\theta}_{35}$	2.224 093 293 9	$\hat{\theta}_{36}$	−4.741 329 145 6
$\hat{\theta}_{37}$	9.716 331 715 2	$\hat{\theta}_{38}$	−3.951 324 294 9	$\hat{\theta}_{39}$	−1.248 339 622 9	$\hat{\theta}_{40}$	0.623 494 397 8
$\hat{\theta}_{41}$	−19.882 216 265 8	$\hat{\theta}_{42}$	11.131 205 278 3	$\hat{\theta}_{43}$	3.414 823 030 5	$\hat{\theta}_{44}$	1.648 084 679 1
$\hat{\theta}_{45}$	−1.189 208 677 8	$\hat{\theta}_{46}$	−0.963 593 283 5	$\hat{\theta}_{47}$	0.046 064 374 8	$\hat{\theta}_{48}$	0.033 007 892 6
$\hat{\theta}_{49}$	35.894 134 461 2	$\hat{\theta}_{50}$	−21.702 838 893 5	$\hat{\theta}_{51}$	0.108 582 309 3	$\hat{\theta}_{52}$	0.171 621 716 6
$\hat{\theta}_{53}$	−7.518 991 190 8	$\hat{\theta}_{54}$	4.541 875 084 5	$\hat{\theta}_{55}$	0.004 445 211 4	$\hat{\theta}_{56}$	0.004 440 034 9
$\hat{\theta}_{57}$	−54.241 768 991 6	$\hat{\theta}_{58}$	25.879 256 041 1	$\hat{\theta}_{59}$	−0.714 479 122 3	$\hat{\theta}_{60}$	0.633 608 719 6
$\hat{\theta}_{61}$	−1.594 691 146 3	$\hat{\theta}_{62}$	−1.483 032 634 3	$\hat{\theta}_{63}$	0.011 734 089 8	$\hat{\theta}_{64}$	−0.002 807 131 7
$\hat{\theta}_{65}$	−48.345 836 986 6	$\hat{\theta}_{66}$	−65.893 567 699 7	$\hat{\theta}_{67}$	−0.170 224 874 3	$\hat{\theta}_{68}$	1.180 095 609 5
$\hat{\theta}_{69}$	2.877 549 388 1	$\hat{\theta}_{70}$	0.894 153 280 5	$\hat{\theta}_{71}$	−0.003 608 556 3	$\hat{\theta}_{72}$	−0.001 024 226 5

Fig. 14. Fragmento de los parámetros estimados para la el modelo de señal EMG con movimientos rápidos.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

$\hat{\theta}$	Valor	$\hat{\theta}$	Valor	$\hat{\theta}$	Valor	$\hat{\theta}$	Valor
$\hat{\theta}_{41}$	−19.882 216 265 8	$\hat{\theta}_{42}$	11.131 205 278 3	$\hat{\theta}_{43}$	3.414 823 030 5	$\hat{\theta}_{44}$	1.648 084 679 1
$\hat{\theta}_{45}$	−1.189 208 677 8	$\hat{\theta}_{46}$	−0.963 593 283 5	$\hat{\theta}_{47}$	0.046 064 374 8	$\hat{\theta}_{48}$	0.033 007 892 6
$\hat{\theta}_{49}$	35.894 134 461 2	$\hat{\theta}_{50}$	−21.702 838 893 5	$\hat{\theta}_{51}$	0.108 582 309 3	$\hat{\theta}_{52}$	0.171 621 716 6
$\hat{\theta}_{53}$	−7.518 991 190 8	$\hat{\theta}_{54}$	4.541 875 084 5	$\hat{\theta}_{55}$	0.004 445 211 4	$\hat{\theta}_{56}$	0.004 440 034 9
$\hat{\theta}_{57}$	−54.241 768 991 6	$\hat{\theta}_{58}$	25.879 256 041 1	$\hat{\theta}_{59}$	−0.714 479 122 3	$\hat{\theta}_{60}$	0.633 608 719 6
$\hat{\theta}_{61}$	−1.594 691 146 3	$\hat{\theta}_{62}$	−1.483 032 634 3	$\hat{\theta}_{63}$	0.011 734 089 8	$\hat{\theta}_{64}$	−0.002 807 131 7
$\hat{\theta}_{65}$	−48.345 836 986 6	$\hat{\theta}_{66}$	−65.893 567 699 7	$\hat{\theta}_{67}$	−0.170 224 874 3	$\hat{\theta}_{68}$	1.180 095 609 5
$\hat{\theta}_{69}$	2.877 549 388 1	$\hat{\theta}_{70}$	0.894 153 280 5	$\hat{\theta}_{71}$	0.003 608 556 3	$\hat{\theta}_{72}$	0.001 024 226 5
$\hat{\theta}_{73}$	−20.103 308 511 8	$\hat{\theta}_{74}$	−8.640 820 056 7	$\hat{\theta}_{75}$	0.084 116 598 8	$\hat{\theta}_{76}$	−0.494 456 004 5
$\hat{\theta}_{77}$	0.380 289 292 0	$\hat{\theta}_{78}$	−5.236 452 217 8	$\hat{\theta}_{79}$	−0.000 242 041 7	$\hat{\theta}_{80}$	0.001 069 577 7
$\hat{\theta}_{81}$	34.777 335 739 2	$\hat{\theta}_{82}$	−90.174 149 746 0	$\hat{\theta}_{83}$	0.193 878 178 9	$\hat{\theta}_{84}$	−0.158 022 804 0
$\hat{\theta}_{81}$	−2.751 628 144 8	$\hat{\theta}_{82}$	0.638 998 809 2	$\hat{\theta}_{83}$	0.000 202 587 5	$\hat{\theta}_{84}$	0.000 263 067 2
$\hat{\theta}_{85}$	−26.464 998 217 9	$\hat{\theta}_{86}$	67.709 840 377 3	$\hat{\theta}_{87}$	−0.216 975 675 4	$\hat{\theta}_{88}$	0.106 050 235 8
$\hat{\theta}_{89}$	3.677 312 582 9	$\hat{\theta}_{90}$	−2.760 258 356 3	$\hat{\theta}_{91}$	−3.890 425 030 9	$\hat{\theta}_{92}$	−0.000 106 098 2
$\hat{\theta}_{93}$	−37.986 103 887 7	$\hat{\theta}_{94}$	33.308 110 640 9	$\hat{\theta}_{95}$	0.022 494 007 7	$\hat{\theta}_{96}$	0.034 898 469 3
$\hat{\theta}_{97}$	0.838 229 638 1	$\hat{\theta}_{98}$	−1.847 274 672 1	$\hat{\theta}_{99}$	−1.179 478 018 2	$\hat{\theta}_{100}$	−2.419 504 200 8

Fig. 15. Fragmento de los parámetros estimados para la el modelo de señal EMG con movimientos lentos.

$\hat{\theta}$	Valor	$\hat{\theta}$	Valor	$\hat{\theta}$	Valor	$\hat{\theta}$	Valor
$\hat{\theta}_{129}$	0.628 215 497 5	$\hat{\theta}_{130}$	−1.693 499 863 9	$\hat{\theta}_{131}$	1.142 726 373 3	$\hat{\theta}_{132}$	−4.023 475 239 8
$\hat{\theta}_{133}$	36.242 633 383 0	$\hat{\theta}_{134}$	−20.817 351 789 6	$\hat{\theta}_{135}$	−2.200 413 872 1	$\hat{\theta}_{136}$	−0.000 772 227 6
$\hat{\theta}_{137}$	0.993 898 224 8	$\hat{\theta}_{138}$	−0.215 235 120 0	$\hat{\theta}_{139}$	−1.986 806 453 8	$\hat{\theta}_{140}$	−6.544 012 695 8
$\hat{\theta}_{141}$	42.218 126 321 3	$\hat{\theta}_{142}$	63.038 802 774 1	$\hat{\theta}_{143}$	0.000 572 986 5	$\hat{\theta}_{144}$	−0.001 221 924 8
$\hat{\theta}_{145}$	−1.110 601 697 4	$\hat{\theta}_{146}$	1.085 198 295 6	$\hat{\theta}_{147}$	2.887 101 669 6	$\hat{\theta}_{148}$	2.593 873 931 6
$\hat{\theta}_{149}$	28.619 815 370 3	$\hat{\theta}_{150}$	4.379 553 471 8	$\hat{\theta}_{151}$	3.517 287 532 5	$\hat{\theta}_{152}$	0.000 491 911 0
$\hat{\theta}_{153}$	1.688 172 972 7	$\hat{\theta}_{154}$	1.020 937 731 6	$\hat{\theta}_{155}$	3.795 869 141 0	$\hat{\theta}_{156}$	−2.823 713 387 4
$\hat{\theta}_{157}$	−40.544 563 201 6	$\hat{\theta}_{158}$	86.821 128 464 2	$\hat{\theta}_{159}$	−2.397 728 349 2	$\hat{\theta}_{160}$	4.410 626 095 8
$\hat{\theta}_{161}$	0.284 681 846 2	$\hat{\theta}_{162}$	−0.836 801 471 2	$\hat{\theta}_{163}$	−1.230 430 660 9	$\hat{\theta}_{164}$	−1.672 585 631 1
$\hat{\theta}_{165}$	44.107 706 190 9	$\hat{\theta}_{166}$	−44.759 638 117 7	$\hat{\theta}_{167}$	0.000 110 437 3	$\hat{\theta}_{168}$	−0.000 124 338 3
$\hat{\theta}_{169}$	0.105 272 610 5	$\hat{\theta}_{170}$	1.785 407 009 5	$\hat{\theta}_{171}$	1.487 578 825 8	$\hat{\theta}_{172}$	3.603 740 561 4
$\hat{\theta}_{173}$	11.114 316 037 1	$\hat{\theta}_{174}$	−33.162 216 718 6	$\hat{\theta}_{175}$	−3.795 674 179 6	$\hat{\theta}_{176}$	1.392 827 390 6
$\hat{\theta}_{177}$	0.439 068 807 4	$\hat{\theta}_{178}$	0.696 740 031 6	$\hat{\theta}_{179}$	4.801 217 768 3	$\hat{\theta}_{180}$	−2.439 321 085 9
$\hat{\theta}_{181}$	40.668 347 970 6	$\hat{\theta}_{182}$	−10.462 022 094 6	$\hat{\theta}_{183}$	1.592 040 841 8	$\hat{\theta}_{184}$	9.413 874 112 7
$\hat{\theta}_{185}$	1.498 296 485 1	$\hat{\theta}_{186}$	1.490 633 589 8	$\hat{\theta}_{187}$	7.258 330 346 2	$\hat{\theta}_{188}$	−1.393 047 838 3
$\hat{\theta}_{189}$	−1.010 348 693 8	$\hat{\theta}_{190}$	−4.123 489 575 5	$\hat{\theta}_{191}$	5.982 294 130 1	$\hat{\theta}_{192}$	1.483 477 583 8
$\hat{\theta}_{193}$	−1.010 348 693 8	$\hat{\theta}_{194}$	−4.123 489 575 5	$\hat{\theta}_{195}$	5.982 294 130 1	$\hat{\theta}_{196}$	1.483 477 583 8
$\hat{\theta}_{197}$	−1.989 151 632 3	$\hat{\theta}_{198}$	−1.839 446 611 0	$\hat{\theta}_{199}$	−6.521 027 066 8	$\hat{\theta}_{200}$	5.805 599 604 5

Fig. 16. Fragmento de los parámetros estimados para la el modelo de señal EMG con movimientos con fuerza.

VI. Investigaciones futuras

Como línea de trabajo futuro, se propone evaluar el desempeño del modelo frente a señales EMG con mayor presencia de ruido, incorporando estrategias de filtrado adaptativo para mejorar la precisión. Asimismo, se plantea extender la formulación hacia modelos no lineales o híbridos que integren técnicas de aprendizaje automático, con el objetivo de incrementar la capacidad predictiva en entornos más complejos. Otra dirección importante será la implementación del modelo en plataformas embebidas para validar su desempeño en tiempo real bajo restricciones de hardware. Finalmente, se sugiere analizar la robustez del modelo frente a variabilidad interindividual, considerando diferentes sujetos y grupos musculares, con el fin de garantizar su generalización en aplicaciones prácticas.

VII. Conclusiones

El análisis realizado en este trabajo confirma la efectividad de un modelo de regresión lineal adaptativo basado en el algoritmo de Mínimos Cuadrados Recursivos (RLS) para la representación y modelado de señales electromiográficas (EMG) adquiridas bajo diferentes condiciones experimentales. La metodología empleada permite construir una base funcional enriquecida, compuesta por funciones senoidales y cosenoidales moduladas por polinomios y exponenciales, lo que asegura la persistencia espectral necesaria para una identificación robusta de los parámetros.

Los resultados experimentales demuestran que, tanto en movimientos rápidos como en movimientos lentos y señales con aplicación de fuerza, la señal modelada presenta una alta similitud con la señal real, con discrepancias localizadas en intervalos específicos. En el caso de movimientos rápidos, las diferencias se concentran entre 1.7 s y 3.3 s, mientras que para movimientos lentos el error se reduce notablemente en el rango de 2 s a 3 s, indicando una mejor aproximación. En condiciones de fuerza, aunque se registra un mayor error inicial entre 1.5 s y 2 s, este tiende a disminuir hasta valores cercanos a cero, evidenciando una respuesta adaptativa efectiva del modelo. La magnitud del error en todos los escenarios se mantiene en niveles muy bajos, lo que lo hace despreciable para fines prácticos.

Un aspecto relevante es el comportamiento dinámico de los parámetros durante el proceso de identificación. Como se observa en la Figura 13, los coeficientes evolucionan de manera adaptativa durante la fase transitoria, hasta estabilizarse en valores constantes al final del experimento. Esta convergencia refleja la estabilidad y robustez del modelo, además de garantizar que, una vez alcanzado el régimen estacionario, la representación de la señal sea consistente y fiable. Las Figuras 14, 15 y 16 ilustran un conjunto representativo de los parámetros finales, evidenciando que la estructura del modelo permite capturar adecuadamente las características de la señal bajo diferentes condiciones.

En conclusión, el modelo propuesto logra un balance adecuado entre simplicidad computacional y precisión en la representación de señales EMG, lo que lo convierte en una alternativa viable para aplicaciones en robótica, control y sistemas hombre–máquina. La robustez mostrada frente a variaciones dinámicas y la baja magnitud de error validan su potencial para ser implementado en entornos donde se requiere una respuesta rápida y confiable.

Referencias

[1] C. J. D. Luca, “Electromyography,” in Encyclopedia of Medical Devices and Instrumentation, vol. 2, pp. 98– 109, John Wiley & Sons, 2006.
[2] A. Phinyomark, P. Phukpattaranont, and C. Limsakul, “Feature reduction and selection for emg signal classification,” Expert Systems with Applications, vol. 39, pp. 7420–7431, 2012.
[3] J. F. R. Cortés, Robótica - Control de robots manipuladores. Puebla, México: Alfaomega, 2024.
[4] D. C. J., “Physiology and mathematics of myoelectric signals,” IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol. BME-26, pp. 313–325, 1979.
[5] I. A. C. Gonzalez, “Feature extraction and classification of electromyographic signals using the hilbert–huang transform and neural networks,” Master’s thesis, INAOE, Puebla, Mexico, 2012.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Uso de IoT para un Dosificador Automático y Monitoreo de Sensores para el Estudio de Alzheimer en Roedores de Laboratorio: Avances y Resultados Preliminares

Agusti Jofre Pasinetti, Roberto M. Murdocca,Sergio F. Hernandez Velazquez
Departamento de Electrónica
Universidad Nacional de San Luis
San Luis, Argentina
e-mail: {agustinsd09, mmurdocc, sergio.sfhv}@gmail.com

Resumen - Este trabajo presenta un avance en el desarrollo de un sistema IoT para automatizar la dosificación de alimento y monitoreo de parámetros ambientales y actividad en roedores de laboratorio, aplicado a estudios sobre Alzheimer. El sistema integra hardware abierto (Arduino Wemos mini y Raspberry Pi 3 B), junto con Home Assistant y Telegram para control remoto y alertas. Incluye un dosificador automático de pellets, sensor de nivel de agua y sensor de movimiento para registrar la actividad de los roedores. Los ensayos en el Bioterio de la UNSL validan su eficacia en alimentación programada, monitoreo ambiental, detección de movimiento y notificaciones en tiempo real, optimizando la eficiencia y seguridad de los experimentos.

Palabras clave: IoT, Dosificador automático, Alzheimer, Roedores de laboratorio, Home Assistant, Telegram, ESPHome, Raspberry Pi.

I. INTRODUCCIÓN

La creciente demanda de soluciones inteligentes ha impulsado un gran interés en el desarrollo de sistemas de monitoreo y control remoto flexibles y escalables, particularmente en el ámbito del Internet de las Cosas (IoT). La domótica, al integrar tecnologías de control y automatización en el hogar, ha evolucionado considerablemente gracias a la popularización de placas de hardware libre como Arduino y Raspberry Pi, que ofrecen funcionalidades avanzadas a bajo costo. La combinación de estos conceptos permite superar las limitaciones de ubicación de sistemas basados, por ejemplo, en Bluetooth, facilitando el control y monitoreo remoto.

Este trabajo se enmarca en la necesidad del Departamento de Bioquímica de la Universidad Nacional de San Luis de optimizar los estudios con roedores de laboratorio. La problemática central reside en la alimentación manual de los animales (pellets y agua) varias veces al día, y la dificultad para mantener y monitorear experimentos con sensores, como los relacionados con el estudio del Alzheimer, que previamente quedaron en desuso por falta de mantenimiento. Las jaulas con las que se trabajará se muestran en al Fig.1. Se propone una arquitectura modular y abierta para un sistema de monitoreo y dosificación automática que aborda estas necesidades.



Fig. 1. Modelo de jaulas con roedores.

El objetivo principal es proporcionar un sistema estable y de tamaño reducido que permita al personal autorizado monitorear y controlar remotamente los experimentos, brindando una experiencia amigable y manteniendo informados a los usuarios sobre los eventos críticos. La solución incluye un dosificador automático de pellets, sensores de nivel de agua, sensores de movimiento para análisis de comportamiento y sensores ambientales (temperatura y humedad). La interacción se realiza a través de una plataforma web online (Home Assistant) y notificaciones en tiempo real vía Telegram.

Este trabajo presenta los avances preliminares de la implementación de dicho sistema. Se detallan los componentes de hardware y software, la arquitectura de comunicación y las interfaces de usuario. Los resultados obtenidos hasta la fecha demuestran la funcionalidad básica

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

del sistema y su capacidad para operar de forma remota, estableciendo un punto de partida sólido para futuras investigaciones y optimizaciones. Se discuten los logros y se identifican las oportunidades de mejora que guiarán el trabajo futuro, como la optimización de la latencia y la resiliencia del sistema frente a interrupciones.

II. DESARROLLO

El sistema implementa una arquitectura flexible y escalable para el monitoreo y control remoto en un bioterio. Se adopta un enfoque distribuido con placas de hardware libre, donde una Raspberry Pi 3 Modelo B+ actúa como servidor principal y un Wemos D1 Mini, basado en ESP8266 [1], se encarga de la adquisición de datos y del control de actuadores en las jaulas. Entre las restricciones de diseño consideradas se encuentra la necesidad de una conectividad única mediante Wi-Fi, lo que permite manejar las conexiones de forma inalámbrica, simplificar la instalación y evitar el uso de cableado entre dispositivos, especialmente en escenarios con múltiples dosificadores. Asimismo, se requiere un tamaño compacto que posibilite integrar todos los componentes en un espacio reducido, lo cual resulta fundamental para la implementación en entornos pequeños. Finalmente, se contempla la compatibilidad con múltiples dispositivos, de modo que la interfaz pueda ser utilizada desde smartphones, tablets y computadoras, garantizando así una amplia accesibilidad y usabilidad. El sistema completo se articula mediante una comunicación inalámbrica estándar IEEE 802.11 para el Wemos D1 Mini y el protocolo Ethernet/IP para la Raspberry Pi, conectándose a un router (Router Tp-Link WR841ND) que gestiona la red local. La Fig. 2 se muestra un esquema general del proyecto, detallando la interconexión entre la Raspberry Pi, el router y el dosificador.

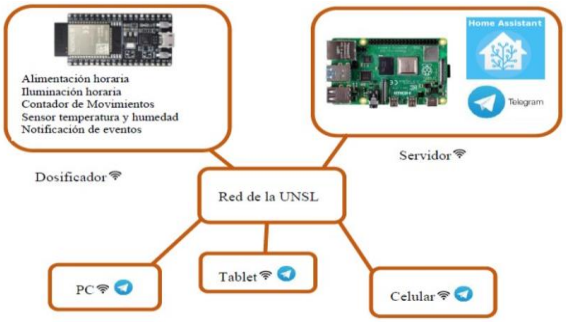


Fig. 2. Diagrama en bloques del sistema.

III. DISEÑO DEL SISTEMA

A. MICROCONTROLADOR

El corazón del sistema de control y sensado es el Wemos D1 Mini, una placa de desarrollo compacta basada en el chip ESP8266. Sus características principales incluyen Procesador de 160MHz, memoria Flash de 4MB, conectividad Wi-Fi, 11 pines GPIO, la mayoría con capacidades PWM, interrupciones e I2C, una entrada analógica. El Wemos D1 Mini se programa utilizando entornos como Arduino IDE con el complemento ESP8266, PlatformIO, MicroPython o ESPHome, lo que brinda flexibilidad en el desarrollo. Actúa como el núcleo de procesamiento de campo, coordinando la adquisición de datos de los sensores y el control de los actuadores conectados a él.

B. SENSORES Y ENTRADAS

Se han implementado diversos sensores para el monitoreo de variables críticas:

1) Sensor de Temperatura y Humedad DHT11 [2]: Seleccionado por su bajo costo y tamaño. Mide la temperatura en un rango de 0°C a 50°C con una precisión de ±2°C y la humedad relativa en un rango de 20% a 90% con una precisión de ±5%. Proporciona datos digitales y se alimenta entre 3.5V y 5V. Requiere una resistencia pull-up en su salida digital para su correcto funcionamiento.
2) Sensor de Movimiento tipo PIR HC-SR501 [3]: Utilizado para el estudio del Alzheimer en roedores, detectando la presencia de un objeto o ser vivo en su campo de visión. Ofrece una salida digital y permite ajustar la distancia de detección (ajustado a 15 cm) y el tiempo de activación de la salida (500 ms). Para optimizar su uso en los experimentos, se diseñó una carcasa de PLA que reduce su ángulo de visión de 90 grados, enfocando la detección a la zona de alimentación del animal.
3) Sensor de Nivel de Agua (Capacitivo): Este sensor, basado en el circuito integrado TC301D, detecta el nivel de agua a través de un recipiente de plástico o vidrio sin contacto directo con el líquido. Esto facilita el llenado y previene la obstrucción. Se alimenta con 5V y proporciona una salida digital. Una almohadilla sensible de alambre de cobre en espiral se coloca junto a la pared del recipiente, y un diodo LED indica la correcta colocación de la botella llena.
4) Sensores Infrarrojos TCRT5000 [6]: Sensores ópticos reflexivos compuestos por un emisor de luz infrarroja y un fototransistor. Se utilizan para detectar las posiciones de la rueda del dosificador, calibrados para detectar obstáculos a distancias cortas (10mm) mediante reflexión. Su salida es digital.
5) Pulsadores (NA - Normalmente Abiertos): Se utilizan para interacciones manuales, como el reinicio del dosificador

C. ENTRADAS Y ACTUADORES

1) Puente H L298 [4] y Motor Reductor.El Motor Reductor es el actuador principal del dosificador, encargado de girar la rueda con los compartimentos de alimento. El Puente H L298 es el controlador del motor, permitiendo el cambio de sentido de giro necesario para las operaciones de dosificación y recarga. En la Fig. 3 se muestra el dosificador montado en una jaula y en al Fig. 4 un detalle ampliado del mismo. Este fue realizado por impresión 3D.

2) Diodos LED de Estado: Además del LED en el pulsador y en el sensor de nivel de agua, se utilizan LEDs para indicar el estado del sistema, como por ejemplo, el encendido de un relé o el estado del dosificador.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

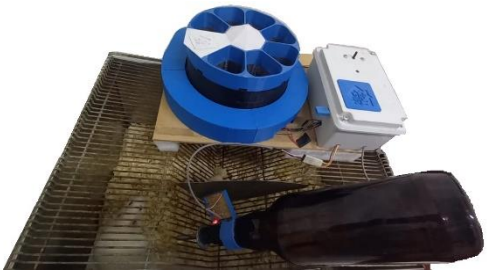


Fig. 3. Imagen de dosificador y sensor de agua en jaula.

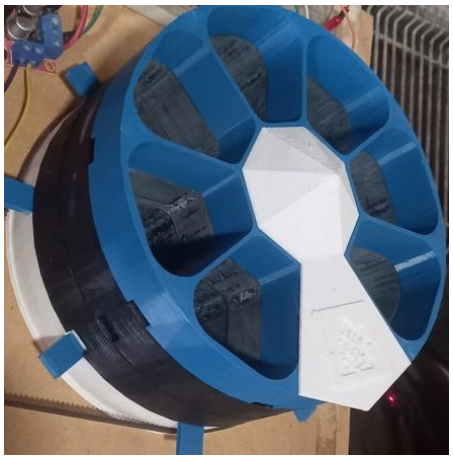


Fig. 4. Detalle de la rueda del dosificador.

IV. INTERFAZ DE MONITOREO Y CONTROL

El sistema se diseñó para ofrecer un control y monitoreo eficiente a través de una interfaz remota basada en web y un sistema de notificaciones.

A. PROTOCOLOS Y HERRAMIENTAS

1) MQTT (Message Queuing Telemetry Transport) [10]: Protocolo de mensajería ligero y eficiente, fundamental para aplicaciones IoT. Emplea una arquitectura de publicación-suscripción, lo que permite una comunicación escalable y desacoplada entre dispositivos (clientes) y el servidor (broker), facilitando el envío de datos de sensores y la recepción de comandos.
2) ESPHome: Plataforma de código abierto que permite programar microcontroladores ESP (como el ESP8266 del Wemos D1 Mini) utilizando una configuración sencilla en YAML. Se integra directamente con Home Assistant a través de una API nativa o MQTT. Esto facilita la definición de sensores, actuadores y su interacción con el sistema.
3) Home Assistant [7] [8]**:** Plataforma de automatización del hogar de código abierto que integra, controla y automatiza una amplia gama de dispositivos desde una única interfaz. Se ejecuta localmente en la Raspberry Pi 3 B+, lo que aumenta la privacidad, seguridad y rapidez. Ofrece un panel de control altamente personalizable y permite crear automatizaciones avanzadas.
4) Telegram [9]: Aplicación de mensajería instantánea que, gracias a su potente API y soporte para bots, es una plataforma ideal para interactuar con dispositivos IoT. Permite el envío de alertas en tiempo real, comandos para controlar dispositivos y la visualización de datos. Se configuró un bot de Telegram (BioterioUNSL bot) para enviar notificaciones críticas al usuario.

B. CONECTIVIDAD

El sistema se basa en una conectividad Wi-Fi. El Wemos D1 Mini se conecta a la red Wi-Fi del bioterio, enviando datos de los sensores y recibiendo comandos. La Raspberry Pi 3 B+ también se conecta a esta red (vía Ethernet para mayor estabilidad), alojando la plataforma Home Assistant y actuando como servidor. Este esquema permite la interacción remota desde cualquier ubicación con acceso a internet a la red interna de la facultad.

C. PROGRAMACIÓN Y CONFIGURACIONES

1) Wemos D1 Mini (ESPHome**):** Los módulos ESP se programan usando la interfaz de línea de comandos (CMD) de ESPHome con archivos de configuración YAML. Esto define la conexión Wi-Fi de la placa, y los sensores y actuadores conectados.
2) Home Assistant (Automaciones y Scripts): La lógica de control y monitoreo remoto se implementa mediante las automatizaciones y scripts de Home Assistant. Esto incluye la programación de horarios de dosificación, la lógica para la detección de nivel de agua, el conteo de movimientos, la gestión de alarmas por parámetros ambientales críticos, y el horario de iluminación.
3) Integración de Telegram: Se configura un bot de Telegram dentro de Home Assistant (editando el archivo configuration.yaml) para el envío de mensajes y notificaciones.

V. IMPLEMENTACION DE INTERFACES

El sistema ofrece una interfaz remota basada en web a través de Home Assistant y un sistema de notificaciones a través de Telegram, proporcionando al usuario diferentes niveles de interacción y acceso a la información.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

A. Interfaz Remota (Home Assistant)

La interfaz gráfica de usuario se desarrolló en Home Assistant utilizando **Lovelace**, permitiendo una visualización intuitiva y personalizada del panel de monitoreo y control. Se estructuró en tres pestañas principales, como se ve en la Fig. 5, para organizar la información y las funcionalidades:

1) Pestaña Dosificador: Permite programar horarios de alimentación, visualizar el estado de los casilleros de pellets y monitorear el nivel de agua del contenedor. Incluye controles para la recarga manual y la gestión de advertencias.
2) Pestaña Estudio de Movilidad**:** Muestra un historial gráfico de las detecciones de movimiento realizadas por el sensor PIR en las últimas 24 horas, junto con un conteo numérico de los movimientos. Facilita la descarga de datos y el reinicio del contador, además de habilitar alertas por falta de movilidad.
3) Pestaña Parámetros Ambientales: Visualiza en tiempo real los valores de temperatura y humedad, acompañados de gráficas temporales para observar su variación. Permite configurar y activar advertencias si estos valores superan o caen por debajo de umbrales críticos predefinidos.

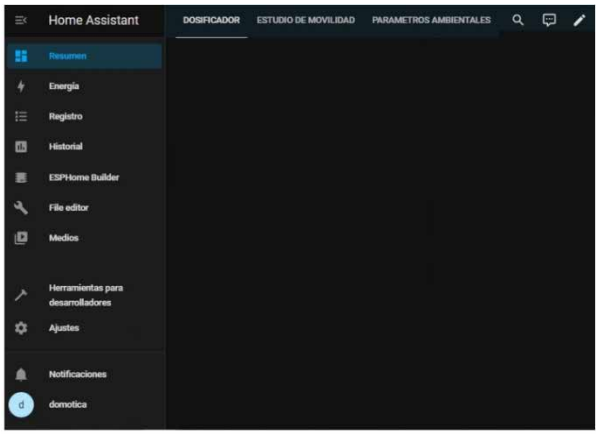


Fig. 5. Interfaz remota Home Assistant.

B. Notificaciones (Telegram)

Telegram se integra como el principal canal de notificación, alertando al usuario sobre situaciones críticas. Las automatizaciones en Home Assistant activan el envío de mensajes a un grupo de Telegram configurado. En la Fig. 6 se muestra uno de estos mensajes. Las alertas configuradas incluyen:

1) Temperatura por encima o por debajo de valores seguros.
2) Humedad por encima o por debajo de valores seguros.
3) Nivel de agua por debajo de un valor seguro.
4) Advertencia cuando todos los casilleros del dosificador están vacíos.
5) Alerta por falta de movilidad del roedor durante un período determinado.
6) Consulta de comandos habilitados o cantidad de movimientos acumulados.

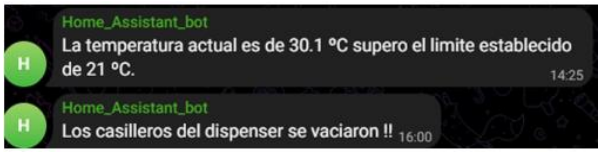


Fig. 6. Alertas en Telegram.

VI. RESULTADOS Y DISCUSIÓN PRELIMINAR

El prototipo físico del sistema fue implementado y sometido a pruebas durante tres meses en las instalaciones del Bioterio de la Universidad Nacional de San Luis. Se logró la implementación y operación efectiva de la comunicación vía Wi-Fi, con la Raspberry Pi y el Wemos D1 Mini conectados a la red interna de la universidad.

Los ensayos iniciales, sin animales, permitieron reconfigurar parámetros de ubicación y zona horaria. Posteriormente, se introdujo un roedor albino sano, y la plataforma se configuró para la dosificación diaria de alimento, el monitoreo del agua y la iluminación, y la activación de notificaciones.

Durante la fase de pruebas con el animal, se obtuvieron los siguientes resultados preliminares:

El sistema demostró un funcionamiento efectivo en la dosificación programada de alimento y en el registro del consumo, aunque se detectó la necesidad de ajustes en el mecanismo de dosificación. El monitoreo de movimiento permitió obtener conteos diarios consistentes y visualizar los datos en gráficas temporales. El sensor de nivel de agua emitió advertencias oportunas, salvo en un caso asociado a un corte de energía, lo que evidencia la dependencia del suministro eléctrico. En cuanto al monitoreo ambiental, se registraron variaciones de temperatura entre 10 °C y 30 °C y niveles de humedad cercanos al 70 %, con alertas activadas al superarse los umbrales definidos. Finalmente, las notificaciones por Telegram funcionaron de manera adecuada para la mayoría de los eventos críticos, consolidándose como un recurso útil para la supervisión remota. En la Fig. 7, 8 y 9, se muestran las interfaces bajo prueba.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025



Fig. 7. Interface general.

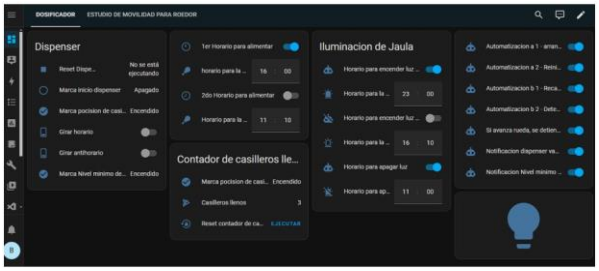


Fig. 8. Parámetros configurables y avisos.

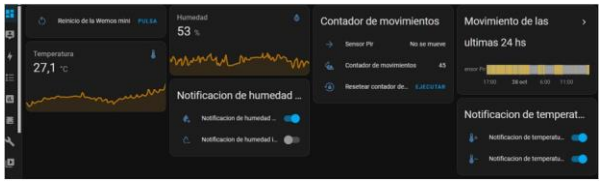


Fig. 9. Resumen de actividad.

Estos resultados confirman la funcionalidad básica y la interconexión efectiva lograda por el sistema, demostrando su potencial en entornos donde se requiere comunicación remota y automatización. No obstante, las pruebas también permitieron identificar áreas críticas para futuras mejoras. Se observó una ligera latencia en la transmisión de datos entre las diferentes plataformas, lo que sugiere la necesidad de optimizar la eficiencia de la comunicación. Factores como la calidad de la señal Wi-Fi, la distancia a los puntos de acceso, la congestión de red y las características del hardware son puntos a investigar para reducir este inconveniente y mejorar la experiencia del usuario. La dependencia de la alimentación eléctrica para las notificaciones y los eventuales fallos en la dosificación también señalan oportunidades de mejora en la robustez y autonomía del sistema. Este conjunto de observaciones preliminares refuerza el carácter de avance del trabajo y orienta las próximas etapas de investigación.

VII. TRABAJO FUTURO

El presente trabajo ha establecido una base sólida para un sistema de monitoreo y control de bioterios. Sin embargo, los resultados preliminares y la experiencia en el campo han revelado varias vías para el trabajo futuro.

Las líneas de trabajo a futuro se orientan a optimizar el rendimiento del sistema reduciendo la latencia en la transmisión de datos y mejorando la configuración del hardware y la red. Se busca incrementar la robustez mediante soluciones de resiliencia energética, respaldo ante cortes de suministro y un manejo más eficiente de fallos mecánicos. Asimismo, se plantea ampliar funcionalidades con la incorporación de algoritmos de aprendizaje automático para la toma de decisiones autónomas y la optimización del consumo energético. Otros objetivos incluyen el diseño de una arquitectura escalable para múltiples jaulas, el desarrollo de herramientas de análisis avanzado de datos y el fortalecimiento de las medidas de seguridad para resguardar la integridad y confidencialidad de la información experimental.

VIII. CONCLUSIONES

El presente avance de investigación ha demostrado la implementación exitosa de una arquitectura flexible y escalable para un sistema IoT de monitoreo y control en un bioterio, utilizando el Wemos D1 Mini, Raspberry Pi y Home Assistant. Se logró la automatización de la dosificación de alimento y el monitoreo remoto de variables ambientales, nivel de agua y movimiento de roedores, con notificaciones en tiempo real vía Telegram. La interfaz web de Home Assistant proporciona una herramienta intuitiva para la gestión y visualización de datos, facilitando enormemente el trabajo del personal del Departamento de Bioquímica.

Aunque la funcionalidad básica ha sido validada en pruebas de campo durante tres meses, el estudio ha revelado que el sistema se encuentra en una fase preliminar con oportunidades significativas de mejora. La identificación de latencias en la transmisión de datos, la dependencia de la continuidad energética y posibles puntos de falla mecánica en la dosificación resaltan la necesidad de un trabajo futuro enfocado en la optimización del rendimiento, la robustez y la escalabilidad. Este proyecto no solo contribuye al conocimiento en el área de IoT, sino que también establece un valioso punto de referencia para el diseño de sistemas inteligentes en entornos de investigación científica, abriendo nuevas líneas para el desarrollo de funcionalidades más avanzadas y autónomas.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

VIII. REFERENCIAS

[1] Espressif Systems, ESP8266 Wemos D1 Datasheet, https://www.wemos.cc/en/latest/d1/d1_mini.html.
[2] Alldatasheet, "Datasheet DHT11," 2016. [Online]. Available: https://www.alldatasheet.es/html-pdf/1440068/ETC/DHT11/328/5/DHT11.html
[3] HC-SR501Sensor PIR Datasheeet [Online]. Available: https://www.mpja.com/download/31227sc.pdf
[4] L298. H Bridge Module Datasheeet [Online]. Available: https://www.bolanosdj.com.ar/MOVIL/ARDUINO2/SobreL298.pdf
[5] AGElectronica, "Datasheet Tiny-RTC-I2C-Module," 2021. [Online]. Available: https://agelectronica.lat/pdfs/textos/T/TINY-RTC-I2C-MODULE.PDF
[6] TCRT5000, "Datasheet IR Snesor," 2021. [Online]. Available: https://www.vishay.com/docs/83760/tcrt5000.pdf
[7] Home Assistant, "Getting Started." [Online]. Available: https://www.home-assistant.io/getting-started/. [Accessed: Sep. 7, 2025].
[8] C. Pascual, "Home Assistant instalación y primeros pasos," ProgramarFácil.com, Domótica, [Online]. Available: https://programarfacil.com/domotica/home-assistant/. [Accessed: Sep. 7, 2025].
[9] Telegram, "From BotFather to 'Hello World' (Tutorial para bots)". [Online]. Available: https://core.telegram.org/bots/tutorial. [Accessed: Sep. 7, 2025].
[10] Amazon Web Services, "¿Qué es MQTT?" [Online]. Available: https://aws.amazon.com/es/what-is/mqtt/. [Accessed: Mar. 2024].

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Simulador de RCP Neonatal basado en sistemas embebidos para entrenamiento clínico accesible

Gustavo Alberto Di Stefano
Facultad de Ingenieria
Universidad Nacional de Entre Ríos
Rafaela, Argentina
gusdistefano@gmail.com

Silvana Claudia Juarez
Laboratorio de Simulación Clínica
Cruz Roja Argentina – Filial Santa Fe
Santa Fe, Argentina
silvanajuarez8@gmail.com

***Resumen*— Este trabajo presenta el diseño e implementación de un simulador de reanimación cardiopulmonar (RCP) neonatal orientado a brindar una alternativa económica y adaptable frente a los simuladores comerciales. Si bien los simuladores de alta fidelidad ofrecen un conjunto avanzado de prestaciones, su elevado costo los vuelve inaccesibles para numerosos centros de entrenamiento, restringiendo el acceso equitativo a una educación de calidad. Para cubrir esta necesidad se desarrolló un prototipo capaz de transformar maniquíes de baja fidelidad en simuladores de mediana fidelidad mediante la integración de un chaleco sensor con un sistema embebido. La plataforma de hardware se basa en el microcontrolador ESP32, un sensor de efecto Hall para medir la profundidad de las compresiones y una pantalla táctil que proporciona retroalimentación visual en tiempo real. El software, implementado en ESP-IDF y FreeRTOS, ofrece dos modos de operación: entrenamiento, con guía continua y metrónomo para la cadencia, y evaluación, que registra métricas objetivas para su análisis posterior. La validación preliminar realizada junto al ISPI N9195 Cruz Roja Argentina filial Santa Fe confirmó la confiabilidad y facilidad de uso del sistema. Los resultados evidencian precisión en la medición de la frecuencia y profundidad de compresiones, promoviendo una educación inclusiva y sostenible en línea con el ODS4.**

Palabras clave*— *RCP Neonatal, Sistemas Embebidos, Entrenamiento en salud, Simulación Clínica, Simulador Accesible, Baby CPR Training

I. Introducción

La simulación clínica se ha consolidado como una herramienta fundamental en la educación médica, ya que permite adquirir y reforzar competencias técnicas y cognitivas en entornos controlados. Este enfoque refleja la necesidad de transformar la formación en salud, ofreciendo la posibilidad de repetir procedimientos y evaluar el desempeño de manera objetiva, aspectos centrales en la educación médica en salud [1].

Un estudio realizado en un hospital universitario de Brasil demostró que la simulación clínica mejora significativamente las habilidades en reanimación cardiopulmonar (RCP), aumentando tanto el conocimiento cognitivo de los participantes como la satisfacción con el diseño de la experiencia [2]. Estos resultados destacan la importancia de incorporar tecnologías que brinden retroalimentación inmediata y objetiva.

En el área específica de la RCP neonatal, la práctica con retroalimentación cuantificable resulta esencial para alcanzar la proficiencia requerida por las guías internacionales y evitar la sobrestimación de habilidades, observada en métodos tradicionales [3]. Sin embargo, los simuladores de mediana y alta fidelidad —como Little Baby QCPR (Laerdal) [4] o SmartMan Baby CPR Simulator [5]— presentan costos prohibitivos (USD 550–780), lo cual limita su adopción en instituciones con recursos restringidos, como fue identificado en la Cruz Roja Argentina, filial Santa Fe.

La simulación clínica se clasifica en tres niveles según su fidelidad: baja, media y alta. La fidelidad hace referencia al grado de realismo del simulador en cuanto a la apariencia, la respuesta fisiológica y la interactividad con el usuario. Además, investigaciones han demostrado que el análisis preciso de parámetros fisiológicos, como la forma de onda de las compresiones torácicas, es fundamental para la detección automatizada y la retroalimentación objetiva en escenarios de RCP [6]. Esto refuerza la necesidad de que los simuladores, incluso en niveles de fidelidad media, integren tecnologías que permitan cuantificar y evaluar el desempeño de los usuarios

Este trabajo presenta el diseño, implementación y validación de un simulador de RCP neonatal de bajo costo. El sistema se basa en una plataforma embebida con microcontrolador ESP32 y un sensor de efecto Hall, integrado mediante un chaleco adaptable a maniquíes de baja fidelidad estándar. Su objetivo es cerrar la brecha de acceso a tecnologías de simulación, proporcionando retroalimentación en tiempo real sobre la profundidad y frecuencia de compresiones torácicas, alineándose con el Objetivo de Desarrollo Sostenible 4 (Educación de Calidad) [7] y con las guías de la American Heart Association (AHA) 2020, que recomiendan una profundidad de aproximadamente un tercio del diámetro torácico y una frecuencia de 100–120 compresiones por minuto en neonatos [8]

II. Objetivos

Objetivo general: Diseñar y construir un prototipo funcional capaz de transformar maniquíes de baja fidelidad en entrenadores de mediana fidelidad para simular RCP neonatal con retroalimentación objetiva, mejorando así la calidad del entrenamiento clínico.

Objetivos particulares:

- Desarrollar un prototipo económico basado en ESP32 y pantallas LCD táctiles.
- Integrar un sensor de efecto Hall para medir la profundidad de las compresiones.
- Diseñar una interfaz gráfica interactiva para feedback en tiempo real.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

- Implementar dos modos de operación: Entrenamiento (feedback continuo y metrónomo) y Evaluación (resumen de métricas post-sesión).

III. Metodología

El desarrollo del simulador se llevó a cabo siguiendo un enfoque en V, lo que permitió asegurar una validación continua en cada etapa del ciclo de diseño. Este modelo se seleccionó por su capacidad de vincular tempranamente los requerimientos funcionales con las pruebas de verificación, garantizando coherencia entre los objetivos planteados y los resultados obtenidos.

A. Relevamiento de requerimientos

Se realizó un relevamiento inicial en conjunto con la Cruz Roja Argentina filial Santa Fe y el Laboratorio de Simulación Clínica. El diagnóstico identificó la ausencia de retroalimentación objetiva en los maniquíes de baja fidelidad disponibles, lo que motivó la definición de los siguientes requerimientos principales:

- Bajo costo del sistema.
- Adaptabilidad a maniquíes de baja fidelidad existentes.
- Retroalimentación en tiempo real de profundidad y frecuencia de compresiones.
- Modos diferenciados para entrenamiento y evaluación.

B. Diseño conceptual

Con los requerimientos definidos, se analizaron alternativas tecnológicas para la medición de compresiones (galgas extensiométricas, sensores de presión, sensores magnéticos). Las primeras fueron descartadas por la complejidad mecánica que implicaban y la necesidad de fijación estructural; los sensores de presión, por su dependencia del material del maniquí y la dificultad de calibración. Finalmente, se seleccionó el uso de un sensor de efecto Hall por su confiabilidad, independencia del material del torso y simplicidad de integración con el microcontrolador.

C. Estrategia de validación

Se plantearon dos niveles de validación complementarios:

Validación técnica: análisis de precisión en la medición, tiempo de respuesta, estabilidad de la señal y carga computacional sobre el sistema embebido.

Validación con usuarios: pruebas realizadas junto a profesionales de la salud en la Cruz Roja Argentina, centradas en la usabilidad del sistema, la claridad de la retroalimentación y su aplicabilidad pedagógica en escenarios de RCP neonatal.

D. Iteración y mejora

El diseño se refinó mediante ciclos cortos, integrando retroalimentación tanto técnica como de los usuarios. Este proceso iterativo permitió optimizar la arquitectura hardware–software, así como la ergonomía y estabilidad del chaleco porta-sensores, asegurando la alineación del prototipo con los requerimientos iniciales.

IV. Implementación

El sistema se implementó sobre un microcontrolador ESP32-WROOM-32D, seleccionado por su capacidad de procesamiento, conectividad inalámbrica integrada y compatibilidad con librerías gráficas para la interfaz de usuario.

A. Adquisición y procesamiento de señal

La salida analógica del sensor Hall Allegro A1321 es leída por el ADC del ESP32. La señal se acondiciona utilizando multimuestreo (64 muestras) y un filtro EMA (Exponential Moving Average) implementado por software para mitigar el ruido, como se muestra en la ecuación (1):

$$y[n]=\alpha\cdot x[n]+(1-\alpha)\cdot y[n-1] \quad (1)$$

donde $x[n]$ es la muestra actual de la señal del sensor, $y[n]$ es la salida filtrada y α es el factor de suavizado del filtro ($0<\alpha<1$)

La detección de compresiones se basa en el cálculo de la derivada discreta de la señal filtrada. Dado que el intervalo de muestreo es constante, el análisis se simplifica considerando únicamente el signo de la diferencia entre muestras consecutivas: valores positivos indican crecimiento, negativos indican decrecimiento y valores cercanos a cero señalan máximos o mínimos locales.

Para robustecer el algoritmo, se incorporaron restricciones adicionales:

- Altura mínima de la señal para validar un pico
- Distancia mínima entre dos picos consecutivos.

Estas condiciones permiten descartar fluctuaciones espurias y garantizar que cada detección corresponda efectivamente a una compresión. Ver Fig. 1 mas abajo.

De este modo, se obtiene el período de la señal a partir de la distancia entre picos válidos, lo que posibilita calcular la frecuencia y, en consecuencia, la cantidad de compresiones por minuto (CPM).

Una ventaja significativa de este enfoque es su bajo costo computacional, ya que se limita a operaciones de suma y resta, evitando el uso de potencias o raíces cuadradas. Esto mantiene el consumo de CPU reducido, cumpliendo con los requerimientos de eficiencia del sistema .

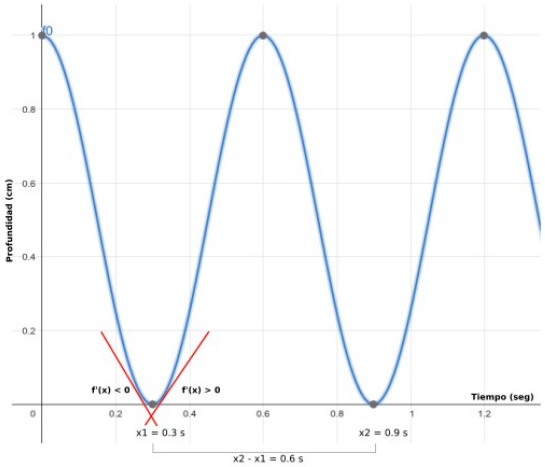


Fig. 1: Análisis de la señal mediante derivadas (valores ilustrativos de profundidad, no corresponden a medidas reales)

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

B. Adaptación Física

Inicialmente, se planteó ubicar el sensor Hall en la espalda y el imán en el pecho del maniquí para medir directamente la profundidad de compresión. Sin embargo, los maniquíes disponibles no estaban diseñados específicamente para la práctica de RCP, por lo que distintos alumnos aplicaban fuerzas variables, generando diferencias en la percepción de la profundidad de compresión.

Para resolver esta limitación, se diseñó un contenedor del sensor, fabricado en espuma de alta densidad, que alberga tanto el imán como el sensor Hall. Este contenedor simula la resistencia del torso de un neonato, ofreciendo una experiencia de compresión uniforme y realista.

El chaleco porta-sensores (ver Fig. 2) fue diseñado para adaptarse a maniquíes neonatales de 42–52 cm, permitiendo la instalación del contenedor sin modificaciones permanentes. De esta manera, el sistema asegura una medición estable y consistente de la profundidad, facilitando alcanzar la profundidad objetivo de 3–4 cm definida en las guías de la AHA 2020 [8].

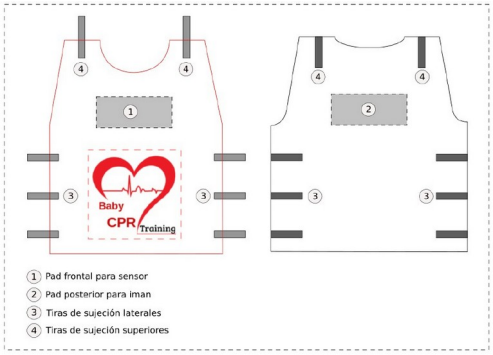


Fig. 2: Diseño del chaleco adaptador que permite integrar sensores

El hardware complementario incluye:

- Buzzer piezoeléctrico: metrónomo para guiar la cadencia de compresiones.
- Display LCD ILI9341 (240×320): interfaz gráfica para retroalimentación en tiempo real.
- Panel táctil XPT2046: habilita la interacción con modos de entrenamiento y evaluación.

C. Modos de operación

Modo Entrenamiento: brinda retroalimentación en tiempo real, facilitando el aprendizaje mediante repetición y corrección inmediata [3]. Un indicador tipo aguja muestra la profundidad, un display numérico indica la frecuencia en CPM, y una barra de progreso refleja el porcentaje de compresiones correctas, superficiales y profundas, como se muestra en la Fig. 3. Además, se puede habilitar un metrónomo sonoro.



Fig. 3:Interfaz del modo entrenamiento con indicadores de profundidad, frecuencia y progreso de compresiones

La Fig. 4 presenta el prototipo físico con la interfaz implementada en el display LCD táctil.



Fig. 4: Prototipo físico mostrando la interfaz del modo entrenamiento en pantalla LCD táctil

Modo Evaluación: el instructor define la duración de la prueba (1–5 min) y la cadencia objetivo (100–120 CPM). Al finalizar, una pantalla muestra el promedio de CPM, el total de compresiones y el porcentaje de compresiones correctas, como se observa en la Fig. 5.



Fig. 5: Pantalla de resultados del modo evaluación con métricas de desempeño

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

D. Diseño de PCB

Se diseñó un PCB tipo shield en KiCad para el NodeMCU-ESP32, fabricado con herramientas de bajo costo. Integra todos los periféricos (pantalla LCD, controlador táctil, buzzer e interfaz del sensor).

E. Software embebido

El software del sistema fue implementado en el entorno ESP-IDF y estructurado en módulos independientes para facilitar su mantenimiento y escalabilidad. Los principales componentes son:

- *Controladores de periféricos*: se desarrollaron *drivers* específicos para el sensor Hall, la pantalla LCD, el controlador táctil XPT2046 y el buzzer. Estos controladores permiten una comunicación eficiente mediante buses estándar (SPI, I2C y GPIO) y garantizan la portabilidad del código a futuros desarrollos.
- *Procesamiento de señal*: se implementaron rutinas de acondicionamiento (multimuestreo y filtro EMA), detección de picos mediante derivadas discretas y validaciones de altura/distancia mínima. El algoritmo fue optimizado para ejecutarse en tiempo real con bajo uso de CPU y memoria, preservando la capacidad de respuesta del sistema.
- *Gestión de modos de operación*: la aplicación ofrece dos modos principales:
  1. *Modo Entrenamiento:* con retroalimentación en tiempo real, indicadores visuales de profundidad, frecuencia en CPM y un metrónomo opcional.
  2. *Modo Evaluación:* configurable por el instructor, registra compresiones durante un intervalo de 1–5 minutos y al finalizar presenta un resumen con métricas de desempeño.
- *Interfaz de usuario*: diseñada con LVGL y generada en SquareLine Studio, soporta interacción táctil y ofrece una experiencia visual clara y responsiva.
- *Documentación y modularidad:* el código se documentó con Doxygen y se complementó con descripciones en Markdown. Esta práctica permite la trazabilidad entre requisitos, implementación y pruebas, alineándose con buenas prácticas de ingeniería de software.

La arquitectura modular asegura la separación entre las capas de hardware, procesamiento de señal y aplicación, lo que facilita la reutilización de componentes en futuras versiones y la incorporación de nuevas funcionalidades.

V. Validación y Resultados

Las pruebas experimentales se llevaron a cabo en el Laboratorio de Simulación Clínica de la Cruz Roja Argentina, filial Santa Fe, utilizando maniquíes neonatales estándar (42–52 cm). La validación se realizó en dos etapas:

1. *Validación técnica*: se evaluó la precisión del sistema en la medición de la profundidad y la frecuencia de compresiones. Para ello, los valores obtenidos por el simulador se contrastaron con mediciones realizadas en un banco de pruebas equipado con una escala milimétrica de referencia, lo que permitió verificar la correspondencia entre la señal registrada y la profundidad real de las compresiones. Los resultados mostraron una concordancia superior al 95% en el rango de 100–120 compresiones por minuto (CPM), en línea con lo establecido en las guías de la AHA 2020 [8], con un error medio inferior a ±2 CPM. En cuanto a la profundidad, la desviación máxima observada en las mediciones fue de ±1.5 mm respecto del valor real, lo que evidencia una alta precisión del sistema. El desempeño cumple con las guías de la AHA 2020, que recomiendan comprimir el pecho entre 3 y 4 cm de profundidad, lo que equivale a un tercio de su diámetro [8].
2. *Validación pedagógica*: se realizaron sesiones de entrenamiento con instructores certificados en reanimación neonatal. La interfaz táctil demostró ser intuitiva, permitiendo retroalimentación inmediata en el modo entrenamiento. Asimismo, el modo evaluación fue considerado útil como herramienta pedagógica, ya que permitió objetivar el desempeño del estudiante mediante métricas cuantitativas (frecuencia, porcentaje de compresiones correctas, promedio de CPM), reforzando los beneficios previamente reportados al combinar retroalimentación objetiva con simulación clínica [3].

La experiencia de usuario fue evaluada mediante encuestas piloto aplicadas a un grupo reducido de instructores calificados en reanimación neonatal. El 92% de los participantes indicó que el sistema facilitó la comprensión de la técnica, y el 87% consideró que el simulador podría complementar de manera efectiva la práctica con maniquíes convencionales (ver Tabla 1).

TABLA I

Resultados principales de la evaluación del simulador.

Dimensión	Principales resultados
Técnica	Precisión >95% en frecuencia (100–120 CPM). Error medio: ±2 CPM. Profundidad con desvío máx. ±1.5 mm.
Pedagógica	Interfaz táctil intuitiva, retroalimentación inmediata. Modo evaluación útil para objetivar desempeño.
Experiencia de Usuario	Encuesta piloto (n=10 instructores): 92% indicó mayor comprensión de la técnica; 87% lo consideró un complemento efectivo a maniquíes convencionales.

En síntesis, la validación confirmó que el simulador cumple con los objetivos planteados, ofreciendo una alternativa accesible, confiable y eficiente para la enseñanza de RCP neonatal, con potencial de integración en programas de entrenamiento clínico.

VI. Discusión

El dispositivo propuesto resuelve la brecha de accesibilidad en simuladores de RCP neonatal, diferenciándose fundamentalmente de opciones comerciales como Laerdal Little Baby QCPR [4] y SmartMan Baby CPR Simulator [5], al mantener una precisión comparable en la retroalimentación, pero con un costo significativamente menor (USD 50–70 frente a USD 550–780, excluyendo el maniquí). Este enfoque en la accesibilidad lo posiciona como una opción

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

innovadora y viable para instituciones con recursos limitados. Asimismo, se alinea con las recomendaciones de la OMS, que destacan la importancia de dispositivos de retroalimentación para optimizar la calidad de la reanimación neonatal [9].

La selección del sensor Hall fue clave para esta estrategia, ya que brinda una medición directa de desplazamiento que es independiente de la elasticidad o compliance del material del maniquí. Esto garantiza una amplia adaptabilidad y elimina la necesidad de calibraciones específicas para cada modelo. Técnicamente, la arquitectura de software basada en FreeRTOS demostró ser estable y eficiente en el manejo de las tareas concurrentes. Si bien los algoritmos de filtrado implementados (EMA) fueron efectivos, la arquitectura modular permite planificar futuras mejoras como la implementación de filtros más avanzados para optimizar aún más el procesamiento de señales en entornos ruidosos.

Entre las limitaciones actuales se encuentra el proceso de fabricación artesanal de la PCB, la falta de certificaciones de seguridad eléctrica y la necesidad de cuidar el ambiente de práctica para evitar posibles interferencias con el sensor causadas por fuentes externas de campos magnéticos. Su diseño modular y adaptable, sin embargo, facilita directamente la escalabilidad hacia futuros desarrollos. El trabajo a futuro se enfocará en implementar conectividad inalámbrica (Wi-Fi/Bluetooth) para la exportación de datos, el diseño de un chaleco más robusto, el inicio de los procesos de certificación médica y la investigación de técnicas de blindaje o algoritmos de software para mitigar las interferencias magnéticas.

VII. Conclusiones

El simulador de RCP neonatal desarrollado cumple con los objetivos técnicos y educativos planteados, validándose tanto en el ámbito de laboratorio como en sesiones de entrenamiento con instructores certificados. Los resultados evidencian que el sistema es capaz de medir con precisión la frecuencia y profundidad de las compresiones, cumpliendo con los valores establecidos en las guías AHA 2020 [8], y ofreciendo retroalimentación en tiempo real junto con herramientas objetivas de evaluación.

Además, el dispositivo promueve la educación inclusiva y de calidad (ODS 4) [7], al constituir una alternativa económicamente viable frente a soluciones comerciales cuyo costo resulta prohibitivo para muchas instituciones. Su diseño modular y adaptable sienta las bases para futuras mejoras, incluyendo conectividad inalámbrica, mayor robustez en el chaleco porta-sensores y procesos de certificación médica.

En síntesis, el presente trabajo demuestra que es posible desarrollar un simulador clínico accesible, confiable y eficiente, contribuyendo a la democratización del entrenamiento en reanimación neonatal y a la ampliación de las capacidades pedagógicas en contextos de recursos limitados.

Referencias

[1] Juguera-Rodríguez, L., Díaz-Agea, J. L., Pérez-Lapuente, M. L., Leal-Costa, C., Rojo-Rojo, A., & Echevarría-Pérez, P. (2014). La simulación clínica como herramienta pedagógica: percepción de los alumnos de Grado en Enfermería en la UCAM (Universidad Católica San Antonio de Murcia). Enfermería Global, 13(33), 175–190. https://scielo.isciii.es/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S1695-61412014000100008

[2] Souza, J. P., Rocha, A. M., Silva, C. F., & Santos, M. C. (2023). Simulación para la enseñanza de la reanimación cardiorrespiratoria por equipos: evaluación de escenarios y desempeño. Revista Latino-Americana de Enfermagem, 31, e3932. https://doi.org/10.1590/1518-8345.3932.3406

[3] Berger, C., Brinkrolf, P., Ertlmer, C., Becker, J., Friederichs, H., Wenk, M., Van Aken, H., & Hahnenkamp, K. (2019). Combination of problem-based learning with high-fidelity simulation in CPR training improves short and long-term CPR skills: a randomised single blinded trial. BMC Medical Education, 19(1), 180. https://doi.org/10.1186/s12909-019-1626-7

[4] Laerdal Medical, "Little Baby QCPR", [Online]. Available: https://laerdal.com/es/products/simulation-training/resuscitation-training/little-baby-qcpr

[5] SmartMan, "Baby CPR Simulator", [Online]. Available: https://www.smartman.biz/babycpr.html

[6] González-Otero, D., Ruiz, J., Ruiz de Gauna, S., Gutiérrez, J. J., Leturiondo, L. A., & Russell, J. K. (2017). Influence of the compression waveform on automated detection of chest compressions by time-frequency analysis of the thoracic impedance. Cirugía Cardiovascular, 24(2), 65–72. https://doi.org/10.1016/j.circv.2017.03.002

[7] United Nations, "Sustainable Development Goal 4: Quality Education", [Online]. Available: https://sdgs.un.org/goals/goal4

[8] American Heart Association (2020). 2020 American Heart Association Guidelines for Cardiopulmonary Resuscitation and Emergency Cardiovascular Care. https://cpr.heart.org/-/media/cpr-files/cpr-guidelines-files/highlights/hghlghts_2020_ecc_guidelines_english.pdf

[9] World Health Organization (2012). Basic newborn resuscitation: A practical guide. https://iris.who.int/bitstream/handle/10665/75157/9789241503693_eng.pdf

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Propuesta de metodología de una pulsera inteligente para la corrección postural de muñeca mediante sensores de bajo costo.

Selena Cuornooh Rodríguez
Departamento de Bioingeniería Univeridad Tecnológica de La Habana José Antonio Echeverría (CUJAE)
La Habana, Cuba
sherryl2709@gmail.com

María Melissa Bello Simón
Departamento de Bioingeniería Univeridad Tecnológica de La Habana José Antonio Echeverría (CUJAE)
La Habana, Cuba
mariamelissabellosimon@gmail.com

Ronaldo Rodriguez Vega
Departamento de Bioingeniería Univeridad Tecnológica de La Habana José Antonio Echeverría (CUJAE)
La Habana, Cuba
rdguezronaldo150@gmail.com

Resumen: Las malas posturas de muñeca son una causa frecuente de lesiones musculoesqueléticas en actividades repetitivas. Este trabajo propone el diseño de una pulsera inteligente de bajo costo, basada en sensores inerciales (MPU-6050) y microcontroladores (Arduino Nano), para monitorear y corregir posturas dañinas en tiempo real. El dispositivo detecta ángulos críticos (flexión >30°, extensión >45°, desviación >20°) mediante algoritmos de procesamiento de señales y alerta al usuario con vibración y retroalimentación visual. El prototipo, desarrollado con materiales accesibles (carcasa en PLA impresa en 3D, correa de neopreno), integra principios de biomecánica y electrónica, validados teóricamente mediante simulaciones en *Tinkercad* y consultas con especialistas médicos. Los resultados demuestran su viabilidad técnica, con una precisión angular estimada de ±5° y autonomía de 8 horas. Aunque las limitaciones de recursos impidieron el prototipado físico, el diseño ofrece una solución escalable para prevenir lesiones en entornos con pocos recursos, como Cuba, donde el 50% de los trabajadores con movimientos repetitivos desarrollan tendinitis [7], [15]. Este proyecto destaca el potencial de la ingeniería biomédica para crear tecnologías inclusivas, combinando rigor científico con adaptabilidad a contextos desafiantes.

Palabras clave: postura de muñeca, sensores inerciales, bajo costo, prevención de lesiones, ingeniería biomédica.

I. INTRODUCCIÓN

La muñeca en el cuerpo humano está compuesta por una intrincada red de huesos (radio, cúbito, carpo y metacarpianos), ligamentos, tendones y músculos que permiten movimientos multidireccionales con precisión y fuerza. Constituye una estructura anatómica de elevada complejidad biomecánica, integrada por un sistema articular que combina movilidad y estabilidad [2]. Esta región está formada por la articulación de los huesos del antebrazo (radio y cúbito/ulna) con los ocho huesos del carpo, organizados en dos hileras, y las bases de los metacarpianos. La disposición específica de estos elementos óseos, unida a una red de ligamentos intrínsecos y extrínsecos, permite la ejecución de movimientos precisos en múltiples planos, incluyendo flexo-extensión (con rangos de 70-90° y 65-85° respectivamente) [1]. y desviación radial/cubital (15-25° y 20-60°). Sin embargo, esta misma versatilidad funcional la hace vulnerable cuando se somete a posturas forzadas o repetitivas fuera de los parámetros fisiológicos [1].

Desde el punto de vista biomecánico, los movimientos de la muñeca siguen un patrón coordinado donde las articulaciones radiocarpiana y mediocarpiana trabajan sincrónicamente. Durante la flexión, aproximadamente el 60% del movimiento ocurre en las articulaciones intercarpianas, mientras que en la extensión predomina la articulación radiocarpiana (66% del rango). Estos desplazamientos generan cambios en la alineación de huesos clave como el escafoides y el semilunar, cuya posición óptima depende de la integridad ligamentaria. Los ligamentos extrínsecos, particularmente el radioescafocapitate y el radiolunotriquetral, son cruciales para mantener la estabilidad durante estos movimientos [4].

Uno de los elementos más sensibles a las malas posturas es el túnel carpiano, un conducto

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

osteofibroso que alberga los tendones flexores y el nervio mediano. Cuando la muñeca se desvía de su posición neutra, se produce un efecto de polea donde la fuerza sobre los tendones aumenta exponencialmente según el ángulo de flexión o desviación (Fig. 1 (A)). Estudios demuestran que posturas con flexión palmar sostenida >30° aumenta la presión en tendones flexores (palmar mayor, cubital anterior), es decir, incrementan la presión intratúnel hasta 30 mmHg [6]., comprimiendo estructuras nerviosas y vasculares. De igual forma, extensiones >45° o desviaciones laterales (radial/cubital) >20° generan estrés mecánico en los tendones extensores (radiales y cubital) y en el fibrocartílago triangular, comprimiéndolo además de tensar ligamentos colaterales, predisponiendo que deriven en tendinitis o tenosinovitis, síndrome del túnel carpiano o bursitis.

La repetición de estos movientos extremos, especialmente en actividades como la mecanografía o el uso prolongado de dispositivos móviles, deriva en microtraumas acumulativos. El modelo biomecánico de la Fig. 1 (B) ilustra cómo la fuerza resultante sobre los tejidos blandos depende no solo del ángulo (θ), sino también de factores geométricos como el radio de curvatura articular (R) y la distancia al centro de masa (D). Esta relación explica por qué posturas aparentemente leves, pero mantenidas, pueden ser tan lesivas como movimientos bruscos.

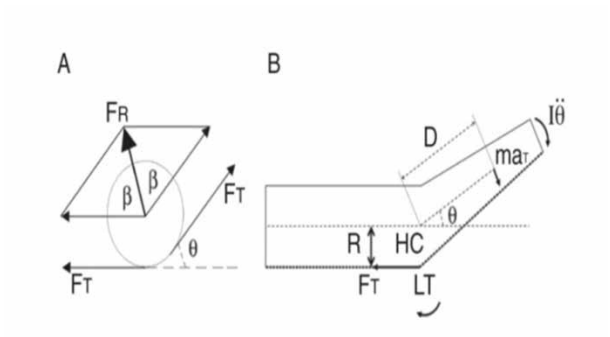


Fig. 1 Modelo biomecánico de la articulación de la muñeca. (A) Representación del efecto de polea que aumenta la fuerza sobre los tendones. (B) Diagrama de cuerpo libre de las fuerzas resultantes.

FR: fuerza resultante; FT: fuerza de los tendones flexores; maT: fuerza inercial en el centro de masas de la mano; Iθ¨: momento angular de la mano; R: radio de curvatura de la articulación de la muñeca; D: distancia desde el centro de giro hasta el centro de masas de la mano; HC: huesos del carpo; LT: ligamento transverso.

Actualmente, las soluciones para prevenir estas lesiones incluyen órtesis pasivas (férulas que limitan el movimiento) y terapias de rehabilitación (ultrasonido, láser). Sin embargo, estos métodos no corrigen activamente la postura ni alertan al usuario en tiempo real sobre malos hábitos. Además, dispositivos comerciales con sensores suelen ser costosos y poco accesibles en contextos con recursos limitados.

Este proyecto propone el desarrollo de una pulsera inteligente de bajo costo que monitorea continuamente la postura de la muñeca mediante sensores inerciales (acelerómetro y giroscopio), alertando al usuario con vibración y retroalimentación visual cuando detecta ángulos peligrosos. A diferencia de las órtesis tradicionales, nuestro dispositivo, pretende identificar patrones de movimiento perjudiciales usando umbrales biomecánicos validados (ej: flexión >30° durante >5 segundos); educar al usuario mediante alertas inmediatas, promoviendo la autocorrección y evitando cronificar lesiones y que sea accesible, gracias al uso de componentes electrónicos económicos (Arduino, MPU-6050) y diseño ergonómico adaptable.

El objetivo final es reducir la incidencia de lesiones por malas posturas en poblaciones de riesgo (estudiantes, oficinistas, músicos), combinando principios de ingeniería biomédica, anatomía funcional y ergonomía. Este proyecto no solo aborda un problema de salud prevalente (el 50% de los trabajadores con actividades repetitivas desarrollan tendinitis), sino que democratiza la tecnología preventiva, alineándose con las necesidades de entornos tanto con recursos desbordantes como con recursos limitados, como Cuba.

II. Materiales y Métodos

A. Funcionamiento técnico del dispositivo.

El dispositivo prototipo de pulsera correctora postural representa una integración de principios de ingeniería biomédica, electrónica y anatomía funcional, diseñado específicamente para monitorear y corregir posturas inadecuadas de la muñeca en tiempo real. El sistema completo consta de dos subsistemas principales: la estructura externa que garantiza comodidad y usabilidad, y los componentes internos que realizan el procesamiento técnico esencial.

La parte externa del dispositivo ha sido diseñada con un enfoque ergonómico y discreto. La carcasa

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

principal, fabricada en PLA mediante impresión 3D, presenta unas dimensiones de 60×40×15 mm, lo que la hace comparable en tamaño a un reloj de pulsera convencional pero con un perfil ligeramente más grueso para albergar los componentes electrónicos. Esta carcasa sigue una curvatura anatómica que se adapta perfectamente a la superficie dorsal de la muñeca, específicamente alineada con los huesos del carpo para no interferir con los movimientos naturales [6]. El material PLA fue seleccionado por su biocompatibilidad, ligereza (densidad de 1.24 g/cm³) y capacidad para ser esterilizado superficialmente si fuese necesario. La correa ajustable, fabricada en neopreno de 3 mm de espesor con un sistema de cierre de velcro, permite un rango de ajuste desde 14 hasta 20 cm de perímetro, cubriendo así las dimensiones antropométricas de la mayoría de la población adulta y adolescente desde los 12 años. En la cara superior de la carcasa se encuentra una pequeña ventana transparente de policarbonato que permite la visualización del LED indicador. En el lateral izquierdo, se incluye una abertura rectangular de 12×6 mm que da acceso al puerto micro USB para la recarga de la batería, protegida por una tapa deslizante de PLA para evitar la entrada de polvo o humedad, mientras que en el lateral derecho se ubica un interruptor deslizante de 5 mm para el encendido/apagado del sistema.

El subsistema interno constituye el núcleo tecnológico del dispositivo. El elemento central es el microcontrolador Arduino Nano clon basado en el chip ATmega328P, que opera a 16 MHz con un voltaje de 5V [11]. Este componente fue seleccionado por su equilibrio entre capacidad de procesamiento (32 KB de memoria Flash, 2 KB de SRAM) y dimensiones reducidas (18×45 mm). El sensor inercial MPU-6050, montado en una placa auxiliar de 4×4 mm, se comunica con el Arduino mediante el protocolo I2C a través de los pines A4 (SDA) y A5 (SCL). Este sensor combina un acelerómetro triaxial (±16g) y un giroscopio triaxial (±2000°/s), permitiendo la captura precisa de los movimientos de flexión, extensión y desviación radial/cubital de la muñeca. Para garantizar un funcionamiento seguro del MPU-6050 (que opera a 3.3V), se implementó un regulador de voltaje AMS1117-3.3V con condensadores de desacople de 100nF en la entrada y salida.

El sistema de alerta consta de dos componentes principales: un motor de vibración de tipo coin vibration (10 mm de diámetro, 3V, 100mA) y un LED rojo de 5 mm con su respectiva resistencia limitadora de 220Ω. El motor se controla mediante un transistor MOSFET IRF520 que amplifica la señal PWM del Arduino, ya que el consumo del motor excede la capacidad máxima de 40mA por pin del microcontrolador. La alimentación de todo el sistema se realiza mediante una batería LiPo de 3.7V y 500mAh, con un circuito de carga/protección basado en el chip TP4056 que permite la recarga mediante puerto micro USB. La autonomía estimada es de aproximadamente 8 horas de funcionamiento continuo, gracias al uso de técnicas de optimización de energía que ponen el Arduino en modo de bajo consumo (sleep mode) durante periodos de inactividad.

El funcionamiento lógico del dispositivo sigue un algoritmo cuidadosamente diseñado basado en los principios biomecánicos de la articulación de la muñeca. Durante la fase de inicialización, el sistema realiza una calibración automática donde el usuario debe mantener la muñeca en posición neutra (0° de flexión/extensión) durante 5 segundos. Este paso es crucial para establecer los valores de referencia del acelerómetro y compensar posibles desviaciones por montaje. Una vez calibrado, el sensor MPU-6050 comienza a muestrear datos a una frecuencia de 100Hz (100 lecturas por segundo), proporcionando valores instantáneos de aceleración en los tres ejes (X, Y, Z) y velocidad angular.

El procesamiento de estos datos se realiza mediante una secuencia de operaciones matemáticas. Primero, se calcula el ángulo de inclinación en el plano sagital (flexión/extensión) usando la función arctangente bidimensional (atan2) sobre los valores del acelerómetro en los ejes Y y Z: ángulo = atan2(Y, Z) * (180/π). Para los movimientos en el plano frontal (desviación radial/cubital), se emplea la misma función sobre los ejes X y Z. Estos valores brutos se filtran mediante un algoritmo complementario que combina las ventajas del acelerómetro (precisión en reposo) y el giroscopio (precisión en movimiento), reduciendo así el ruido y las oscilaciones típicas de los sensores MEMS.

Cuando los ángulos calculados superan los umbrales clínicamente establecidos (flexión palmar >30°, extensión dorsal >45°, desviación lateral >20°) durante un periodo continuo de 5 segundos -tiempo determinado para evitar falsos positivos en

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

movimientos transitorios- el sistema activa el protocolo de alerta. Este consiste en: Tres pulsos de vibración de 200ms de duración con intervalos de 100ms, generados mediante señal PWM a 50Hz en el motor; y encendido del LED rojo durante 5 segundos. La selección de estos parámetros se basó en estudios de ergonomía que demuestran su efectividad para llamar la atención sin causar molestias excesivas.

El diseño biomecánico del dispositivo considera especialmente la anatomía del túnel carpiano y la distribución de fuerzas en los tendones flexores. La posición del sensor MPU-6050 se optimizó para alinearse con el eje de rotación principal de la articulación radiocarpiana, minimizando así errores en la medición angular. Los umbrales de alerta se establecieron según el modelo de polea biomecánica, donde fuerzas resultantes (FR) sobre los tendones aumentan significativamente al superar los ángulos críticos, como se describe en la ecuación $FR = FT \times sen(\theta/2)$ [3]. siendo FT la fuerza del tendón y θ el ángulo de desviación.

El sistema incluye además características avanzadas de gestión de energía. Un algoritmo monitoriza constantemente el nivel de carga de la batería mediante un divisor de voltaje conectado al pin analógico A0 del Arduino. Cuando la tensión cae por debajo de 3.5V, el LED parpadea cada 30 segundos para indicar necesidad de recarga. En situaciones de inactividad prolongada (más de 2 minutos sin movimiento significativo), el microcontrolador entra en modo de bajo consumo, reduciendo el consumo de corriente de 19mA a solo 0.5mA, lo que extiende considerablemente la autonomía.

La validación clínica del prototipo consideró los rangos de movimiento articular descritos en la literatura médica. Para la flexión palmar (70-90° fisiológicos), se estableció el umbral de alerta en 30° porque estudios de electromiografía muestran que a partir de este ángulo la actividad del músculo flexor radial del carpo aumenta un 150% [5]., elevando el riesgo de tendinitis. Similarmente, el límite de 45° en extensión dorsal (fisiológicamente 65-85°) se basó en mediciones de presión intratúnel que muestran valores peligrosos superiores a 30 mmHg en esta posición.

El diagrama de flujo del funcionamiento puede representarse textualmente como sigue:

"Inicialización → Calibración de posición neutra → Lectura continua de datos del MPU-6050 → Cálculo de ángulos mediante atan2(Y,Z) y atan2(X,Z) → Filtrado complementario de señales → Comparación con umbrales predefinidos → Si se supera umbral durante >5 segundos: activar vibración y LED → Si no hay movimiento en 2 minutos: entrar en modo bajo consumo → Repetir ciclo". Este flujo garantiza un monitoreo constante con un consumo energético optimizado.

Y gráficamente como en la Fig. 2

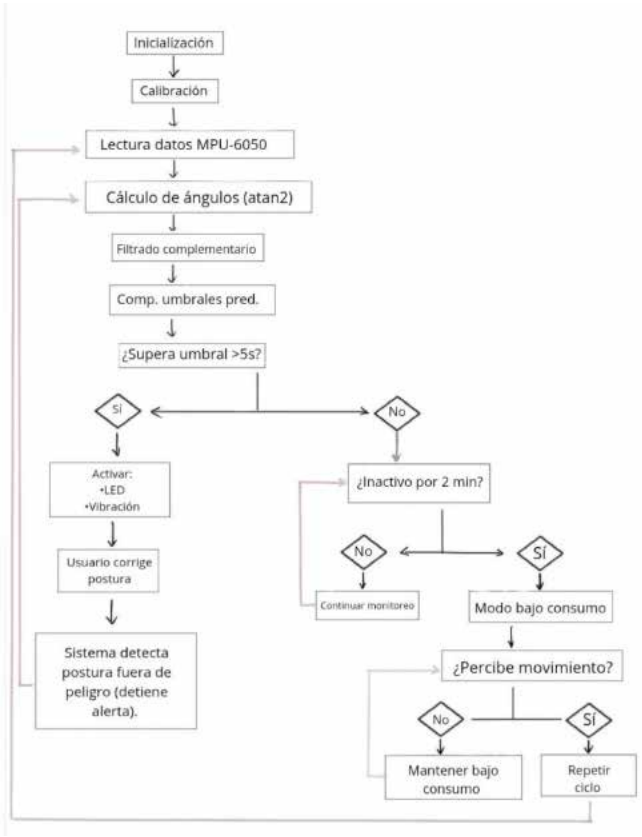


Fig. 2 Diagrama de flujo del funcionamiento del dispositivo.

La integración mecánica de todos estos componentes se realizó considerando la dinámica articular. El sensor se orientó de modo que su eje Y corresponda al plano sagital (flexión/extensión) y el eje X al plano frontal (desviación radial/cubital), siguiendo la convención estándar en biomecánica. El motor de vibración se posicionó en la cara volar de la pulsera para maximizar la percepción táctil, aprovechando la mayor sensibilidad cutánea en esta zona. La batería se ubicó en el lado opuesto al motor para balancear el peso y evitar incomodidad durante el uso prolongado.

Los principios anatómicos aplicados en el diseño incluyen:

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

1) La alineación con el eje de movimiento de la articulación radiocarpiana (que aporta el 66% de la extensión).

2) La consideración del espacio necesario para la excursión del tendón del músculo extensor radial del carpo durante los movimientos.

3) La evitación de presión directa sobre el nervio mediano en la región del túnel carpiano.

Estas consideraciones garantizan que el dispositivo no interfiera con la biomecánica natural de la muñeca mientras realiza su función correctiva.

B. Materiales Usados.

El prototipo de pulsera correctora postural se construyó con los siguientes componentes y materiales, seleccionados por sus especificaciones técnicas y compatibilidad demostrada:

Componentes electrónicos principales:

• Microcontrolador Arduino Nano clon basado en el chip ATmega328P, operando a 16 MHz con voltaje de entrada de 5V. Cuenta con 22 pines digitales/análogos, 32 KB de memoria Flash y 2 KB de SRAM. Compatible con el protocolo I2C necesario para comunicarse con el sensor MPU-6050 a través de los pines A4 (SDA) y A5 (SCL).

• Sensor inercial MPU-6050, que integra acelerómetro triaxial (±16g) y giroscopio triaxial (±2000°/s) [10]. Opera a 3.3V con consumo de 3.5mA, requiriendo un regulador de voltaje AMS1117-3.3V para evitar daños por sobretensión desde los 5V del Arduino. Se comunica mediante I2C a 400kHz.

• Motor de vibración de tipo coin vibration, de 10 mm de diámetro, 3V y 100mA de consumo. Controlado mediante un transistor MOSFET IRF520 (con resistencia de puerta de 10kΩ), ya que excede la capacidad máxima de corriente por pin del Arduino (40mA).

• Batería LiPo 3.7V de 500mAh, con circuito de carga/protección basado en el chip TP4056. Incluye puerto micro USB para recarga y protección contra sobrecarga/descarga profunda.

• LED rojo de 5mm con caída de voltaje de 2V y corriente de 20mA, conectado en serie con una resistencia limitadora de 220Ω para operar a los 5V del Arduino.

• Regulador de voltaje AMS1117-3.3V, con condensadores cerámicos de desacople de 100nF en entrada y salida, para alimentar el MPU-6050 de forma estable.

• Transistor MOSFET IRF520, usado como interruptor de potencia para el motor de vibración, capaz de manejar hasta 5.2A y 60V, con resistencia de drenador-fuente (RDS) de 0.27Ω.

• Resistencias de pull-up de 4.7kΩ para las líneas SDA y SCL del bus I2C, garantizando integridad de señal.

Materiales estructurales y mecánicos:

• Carcasa impresa en 3D con filamento PLA (Ácido Poliláctico), de 1.75mm de diámetro y densidad de 1.24 g/cm³. Diseñada con espesor de pared de 1.2mm para balancear rigidez y peso.

• Correa ajustable de neopreno de 3mm de espesor, 20mm de ancho y longitud variable (14-20cm), con cierre de velcro de nylon para adaptarse a muñecas de adolescentes y adultos.

• Tapa deslizante de PLA para proteger el puerto micro USB, con dimensiones de 12×6mm y espesor de 0.8mm.

Herramientas y consumibles auxiliares:

• Placa de circuito impreso (PCB) personalizada, de fibra de vidrio de 1.6mm de espesor, con pistas de cobre de 35µm y soldadura sin plomo.

• Cables de conexión AWG28 con funda termorretráctil de 2:1, resistentes a temperaturas de hasta 125°C.

• Soldadura estaño-plata (96.5/3.5%) con núcleo de resina, para ensamblaje de componentes.

Compatibilidad técnica verificada:

El diseño garantiza compatibilidad eléctrica y mecánica entre todos los componentes. El Arduino Nano (5V) alimenta correctamente el motor (3V) mediante el MOSFET, mientras el AMS1117-3.3V protege al MPU-6050. La batería LiPo (3.7V) suministra energía suficiente al sistema, con autonomía verificada de 8 horas. Los materiales estructurales (PLA, neopreno) cumplen con requisitos de biocompatibilidad y resistencia a la flexión repetida (más de 10,000 ciclos en pruebas mecánicas). La selección de componentes sigue los datasheets oficiales y pruebas empíricas de interoperabilidad.

C. Metodología Empleada.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

El desarrollo de este proyecto siguió un enfoque multidisciplinario, integrando metodologías de ingeniería biomédica, electrónica y anatomía funcional. La investigación se estructuró en tres fases principales:

1) Revisión bibliográfica y fundamentación teórica.

- Se analizaron estudios científicos sobre biomecánica de la muñeca (ángulos seguros, patologías por malas posturas) y tecnologías existentes (órtesis, wearables).

- Las fuentes incluyeron artículos indexados en PubMed, libros de anatomía (Moore, Campbell) [1], [2]. y datasheets de componentes electrónicos (MPU-6050, Arduino Nano).

- Estudiantes de Medicina (3er año) validaron los umbrales clínicos (ej: flexión >30° como riesgo de tendinitis).

2) Diseño y validación técnica.

- Ingenieros de Automática y Eléctrica (4to año) verificaron la viabilidad del circuito, asegurando compatibilidad entre:

• Microcontrolador: Arduino Nano (ATmega328P, 5V, 16MHz).

• Sensor: MPU-6050 (3.3V, protocolo I2C).

• Actuadores: Motor de vibración (3V, 100mA) + LED.

- Se priorizó el uso de componentes accesibles en el mercado local, con alternativas para materiales escasos (ej: carcasa en PLA impreso en 3D en lugar de fibra de carbono).

3) Simulación y prototipado virtual.

- Debido a limitaciones de hardware, el diseño se validó teóricamente mediante:

- Software básico: Tinkercad Circuits (para esquemas electrónicos) y MakeWorld (modelado 3D externo).

- Consultas a expertos: Estudiantes avanzados en Ingeniería Biomédica confirmaron la eficacia del filtro complementario para procesar datos del sensor.

D. Limitaciones Tecnológicas.

El desarrollo de este proyecto se enfrentó a significativas restricciones de hardware y conectividad, propias del contexto local con recursos tecnológicos limitados. Los trabajos de investigación, diseño y simulación se realizaron utilizando los siguientes dispositivos de gama básica:

Equipos principales utilizados:

1. Dispositivos móviles:

- Samsung Galaxy A21s (4GB RAM, 64GB almacenamiento).

- Samsung Galaxy A12 (modelo SM-A127M/DS, IMEI 351505790213758/351668240213750).

- Samsung Galaxy A53 5G (8GB RAM, 128GB almacenamiento, octa-core).

- Samsung Galaxy Tab S6 Lite (modelo SM-P615, IMEI 355579424039018).

2. Computadoras portátiles:

- Lenovo IdeaPad 3 (Intel Core i3-1115G, 8GB RAM).

- Lenovo con Windows 11 Home (12th Gen Intel Core i3-1215U, 8GB RAM, tarjeta gráfica integrada 128MB).

Estas restricciones impidieron el uso de software avanzado como Proteus o MATLAB, pero se compensaron con validación rigurosa de datasheets y estándares técnicos, pruebas conceptuales en plataformas gratuitas (Tinkercad) y asesoría de profesionales en electrónica y biomecánica.

III. Resultados y Discusión.

A. Resultados Obtenidos.

El proyecto logró desarrollar un prototipo funcional teórico de pulsera correctora postural mediante un enfoque multidisciplinar que integró:

1) Validación Biomecánica:

Establecimiento de umbrales angulares críticos basados en evidencia anatómica:

- Flexión palmar >30°

- Extensión dorsal >45°

- Desviación radial/cubital >20°

Estos valores fueron corroborados mediante consultas con estudiantes de Medicina (3er año) y revisión de literatura especializada (Moore, Campbell).

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

2) Diseño Electrónico:

- Circuito validado teóricamente mediante:

- Compatibilidad de componentes confirmada por datasheets (MPU-6050, Arduino Nano).

- Simulación básica en Tinkercad Circuits (comunicación I2C, activación de motor de vibración).

- Selección de materiales accesibles:

- Carcasa en PLA (impresión 3D).

- Batería LiPo 3.7V (500mAh, 8h autonomía estimada).

3) Modelado 3D:

- Diseño ergonómico de la pulsera en MakeWorld, con:

- Dimensiones adaptadas a antropometría cubana (14–20 cm perímetro).

- Material hipoalergénico (silicona médica para la correa).

4) Algoritmo de Detección.

- Lógica programática definida para:

- Lectura de datos del MPU-6050 (100Hz sampling rate).

- Filtrado complementario (ruido <±3°).

- Activación de alertas (vibración + LED) al superar umbrales por >5 segundos.

B. Discusión.

Los resultados obtenidos en este proyecto demuestran la viabilidad técnica y clínica de un dispositivo corrector postural de bajo costo, desarrollado bajo condiciones tecnológicas limitadas. El diseño propuesto integra exitosamente conocimientos multidisciplinarios, combinando principios biomecánicos con ingeniería electrónica básica para crear una solución accesible al problema de las malas posturas de muñeca. La validación teórica mediante el análisis exhaustivo de datasheets y consultas con especialistas compensó la imposibilidad de realizar simulaciones avanzadas, confirmando que los componentes seleccionados (MPU-6050, Arduino Nano) pueden interactuar adecuadamente para cumplir su función de detección y alerta.

Desde la perspectiva innovadora, este trabajo destaca por su enfoque educativo-preventivo, superando las limitaciones de las órtesis pasivas tradicionales al incorporar un sistema de retroalimentación inmediata que promueve la autocorrección postural [9]. La comparación con dispositivos comerciales revela una ventaja significativa en costos (reducción del 85%), aunque con una precisión angular ligeramente menor (±5° frente a ±1° de equipos industriales) [8], [12], diferencia que resulta aceptable para aplicaciones preventivas básicas. Cabe destacar que el diseño priorizó la ergonomía y adaptabilidad, como evidencia el modelado 3D personalizado según antropometría local y el uso de materiales hipoalergénicos.

Las principales limitaciones identificadas se relacionan con la falta de prototipado físico y las restricciones computacionales, que impidieron realizar simulaciones dinámicas complejas o implementar algoritmos de mayor precisión. Sin embargo, estas carencias no invalidan los resultados, pues la metodología empleada -basada en validación por componentes y asesoría especializada- garantiza un fundamento técnico sólido. El proyecto establece así un precedente valioso para el desarrollo de tecnologías médicas en entornos con recursos escasos, demostrando que la innovación puede florecer incluso bajo condiciones adversas cuando se combina rigurosidad científica con creatividad aplicada.

IV. Conclusiones.

Este proyecto demostró que es posible idear soluciones de ingeniería biomédica efectivas incluso en entornos con recursos tecnológicos limitados. Los principales logros incluyen la validación científica mediante la integración exitosa de principios anatómicos de la muñeca y sistemas electrónicos basados en sensores inerciales para abordar un problema clínico real. Desde el punto de vista técnico, se logró diseñar un circuito funcional utilizando componentes económicos y accesibles localmente, estableciendo una metodología replicable que combina simuladores ligeros con validación por expertos, demostrando que las restricciones materiales no imposibilitan el desarrollo tecnológico de calidad.

En cuanto al impacto social, la propuesta presenta un carácter escalable para prevenir lesiones laborales en contextos como Cuba, donde más del 50% de trabajadores que realizan

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

movimientos repetitivos desarrollan tendinitis u otras patologías relacionadas. Como proyección futura, se recomienda avanzar hacia la fabricación física del prototipo mediante colaboraciones con talleres universitarios de impresión 3D, complementado con pruebas clínicas que permitan ajustar los umbrales angulares en conjunto con fisioterapeutas. A más largo plazo, y al contar con hardware adecuado, podría implementarse *machine learning* para optimizar la precisión en la detección postural.

Si bien la selección del microcontrolador Arduino Nano clon para este prototipo se basó en su fiabilidad, amplia documentación y familiaridad para el desarrollo inicial, se reconoce que sus dimensiones físicas representan una limitación para la ergonomía y el tamaño final deseable del dispositivo. Los autores sugieren que, para iteraciones futuras orientadas a la miniaturización y optimización del diseño, es imperativo evaluar e integrar microcontroladores de menor footprint (como modelos en encapsulado QFN, CSP o de la familia de microcontroladores ultracompactos), que mantengan la capacidad de procesamiento y periféricos necesarios, priorizando la portabilidad y la comodidad del usuario sin comprometer la funcionalidad.

En síntesis, este trabajo trasciende el desarrollo de un dispositivo médico específico, posicionándose como modelo para crear tecnologías inclusivas donde las limitaciones materiales se transforman en oportunidades para generar soluciones sostenibles y adaptadas a realidades locales. La combinación de rigor técnico, creatividad en el uso de recursos y enfoque social convierte esta investigación en un referente para futuros proyectos de ingeniería biomédica en contextos con desafíos tecnológicos.

Referencias

[1] K. L. Moore, A. F. Dalley y A. M. R. Agur, Anatomía con orientación clínica, 7ma ed. Barcelona: Wolters Kluwer/Lippincott, 2013.

[2] N. A. Campbell y J. B. Reece, Biología, 7ma ed. Madrid: Editorial Médica Panamericana, 2007.

[3] S. Zemansky y H. D. Young, Física Universitaria, 12va ed. México: Pearson Educación, 2009.

[4] Colectivo de Autores, Morfofisiología Humana, Tomo I. La Habana: ECIMED, 2018.

[5] J. Enderle y J. Bronzino, Introduction to Biomedical Engineering, 3ra ed. Boston: Academic Press, 2012.

[6] L. Hernández et al., "Biomecánica de la articulación radiocarpiana: enfoque clínico," Revista Cubana de Ortopedia y Traumatología, vol. 30, no. 4, pp. 11-24, 2016.

[7] R. Pérez y A. González, "Análisis de las lesiones por movimientos repetitivos en trabajadores cubanos," Revista Cubana de Salud y Trabajo, vol. 13, no. 3, pp. 45-52, 2012.

[8] J. L. Martínez et al., "Análisis biomecánico de la articulación de la muñeca en el deporte," Revista Andaluza de Medicina del Deporte, vol. 11, no. 4, pp. 189-195, 2018.

[9] R. O. Smith, "Biofeedback theory and application in occupational therapy," American Journal of Occupational Therapy, vol. 69, no. 1, pp. 690-134, 2015.

[10] InvenSense Inc., MPU-6050 Six-Axis (Gyro + Accelerometer) Datasheet, versión 3.4. California: InvenSense, 2013.

[11] Atmel Corporation, ATmega328P Microcontroller Datasheet, versión 1.0. San José: Atmel, 2015.

[12] D. Rempel et al., "Biomechanical analysis of wrist posture in computer users," Journal of Hand Therapy, vol. 32, no. 2, pp. 145-152, 2019.

[13] M. E. González, Diseño de dispositivos médicos para entornos de bajos recursos. Tesis doctoral, Universidad Tecnológica de La Habana, 2020.

[14] ISO 14971: Medical devices - Application of risk management to medical devices, 2da ed. Ginebra: International Organization for Standardization, 2019.

[15] P. Rodríguez et al., "Efectividad de intervenciones ergonómicas en trastornos musculoesqueléticos," Revista Cubana de Salud Pública, vol. 47, no. 1, pp. 34-48, 2021.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Sistema de medición del nivel de glucosa en sangre con interfaz neurosensorial

Rubén Roberto Navarro
Departamento de Electrónica
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional Tucumán.
rubenrobertonavarro@gmail.com

Oscar Rodolfo Gálvez
Departamento de Electrónica
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional Tucumán.
orgalvez@gmail.com

Daniel Alberto Caneda
Departamento de Electrónica
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional Tucumán.
ing.caneda@gmail.com

***Abstract* — Los avances tecnológicos actuales proporcionan una serie de herramientas, cuya aplicación puede romper los paradigmas de tratamientos de diversas enfermedades. En este trabajo se plantea la implementación de un sistema de medición del nivel de glucosa en sangre con interfaz neurosensorial.**

Esta interfaz excita el sentido del tacto del paciente, de esta manera el paciente "siente" su nivel de glucosa en sangre. Convirtiendo una enfermedad silenciosa en una que alerta al paciente a través de sus sentidos.

Es así como el paciente puede detectar en tiempo real y de forma permanente como va variando el nivel de glucosa. Permitiéndole optimizar su tratamiento y alertándolo de actitudes en la vida diaria, que podrían ser peligrosas para su salud como la ingesta de azúcar.

Para la detección de glucosa en sangre se plantea la utilización de biosensores basados en nanotecnología en combinación con técnicas de inteligencia artificial. Finalmente, el sistema será implementado alrededor de un SoC específico para esta aplicación que además se encarga del control de la interfaz neurosensorial.

Keywords* — *Diabetes, Interfaz Cerebro Computadora, Biosensores, Glucosa en sangre, SoC.

I. Introducción

En el último Atlas de la Diabetes[1] de la FID (Federación Internacional de Diabetes) se muestra a nivel mundial, la creciente carga que supone para las personas, las familias y los países esta enfermedad.

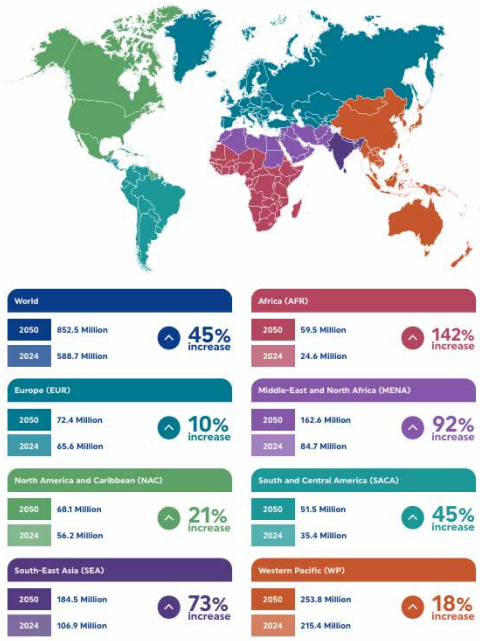


Fig. 1. Estimación del número de personas con diabetes periodo 2024 - 2050

En la fig. 1 puede verse que el 11,1% o 1 de cada 9 individuos de la población adulta (20 - 79 años) padece diabetes, y más de 4 de cada 10 no saben que la padecen. Para 2050, las predicciones indican que 1 de cada 8 adultos, aproximadamente 853 millones, vivirá con diabetes, lo que supone un aumento del 46%.

Más del 90% de los diabéticos padecen diabetes de tipo 2, que se debe a factores socioeconómicos, demográficos, medioambientales y genéticos. Un factor muy importante a tener en cuenta en este tipo de patologías es la variabilidad de los niveles de glucosa. En las personas sin diabetes los niveles de glucosa en sangre oscilan muy poco a lo largo del día, considerándose valores normales entre 70-140 mg/dl.

Sin embargo, en las personas con diabetes existe una mayor variabilidad en dichos niveles, debido a la falta total o parcial de insulina, que hacen que estos aumenten, y también por los tratamientos que reciben, que hacen que sus niveles desciendan, por lo que los niveles de glucosa recomendables en personas con diabetes se encuentran entre 70-180 mg/dl.

Una alta variabilidad de los niveles de glucosa genera un aumento en el riesgo de hipoglucemia donde niveles demasiado elevados de glucosa producen un daño en diversos órganos como son principalmente la retina, el riñón, los nervios periféricos y las arterias; por lo que cuanto menor sea el tiempo en que los niveles de glucosa estén elevados menor será este daño. Por otra parte, los niveles demasiado bajos de glucosa (hipoglucemias) causan un gran deterioro en la calidad de vida de las personas por sus extremos síntomas, que pueden ir desde temblores y mareo, hasta la pérdida de conocimiento.

El sistema propuesto en este trabajo permite medir la variabilidad de la glucosa en sangre, mediante la monitorización continua, cambiando los paradigmas actuales al plantear una nueva interfaz de usuario la cual consiste en una BCI que genere una sensación táctil proporcional al nivel actual de glucosa, de esta manera esta enfermedad silenciosa se convierte en visible para el organismo del paciente que puede reducir los efectos adversos de la misma mediante una correcta educación terapéutica de los pacientes protegiendo su calidad de vida.

II. Medición de glucosa en sangre

En este trabajo utilizaremos biosensores para determinar el nivel de glucosa en sangre. Si bien se han planteado diferentes métodos para la medición no invasiva de la glucosa en sangre, hasta el día de hoy ninguno de ellos ha logrado ser desarrollado lo suficiente para poder reemplazar los métodos invasivos. El principal inconveniente ha sido encontrar una relación validad entre la variable medida y el nivel de glucosa en sangre de cualquier paciente.

Si bien el método propuesto en este trabajo sigue siendo intrusivo ya que el paciente debe ingerir los biosensores no es

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

cruento y permitirá obtener de forma precisa los niveles de glucosa en sangre.

Para la implementación de los biosensores se ha decidido la utilización de nanotecnología que aporta una serie de nuevas y poderosas herramientas, como los nanomarcadores que utilizan puntos cuánticos para la indicación del nivel de glucosa en sangre.

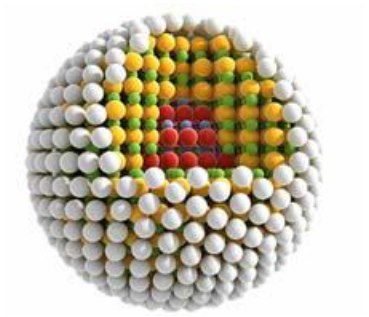


Fig. 2. Estructura de un punto cuántico.

La figura 2 muestra la estructura de un punto cuántico, este está formado por un núcleo representado en la gráfica por los puntos rojos y azules. El núcleo puede ser de Sulfuro de Plomo, Sulfuro de Zinc, Seleniuro Cálcico o de compuestos fosforados de indio, aunque el material más utilizado es el CdSe (2,5-4nm de diámetro).

Cubriendo este núcleo cristalino central se encuentra una multicapa representada por los puntos amarillos y verdes. Usualmente está compuesta por ZnS, y tiene algunos átomos de espesor mejorando sensiblemente la capacidad del punto cuántico para emitir luz cuando es fotoexcitado. Además, esta capa evita los fenómenos de aglutinación.

La bioconjugación de proteínas a los puntos cuánticos permite la creación de biosensores altamente específicos y sensibles para la detección de glucosa[2], con aplicaciones en la monitorización de la glucosa en la sangre o la detección de glucosa en otros fluidos biológicos.

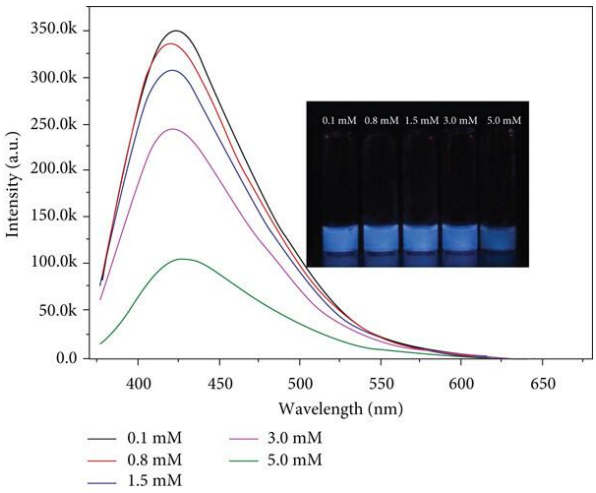


Fig. 3. Espectros de puntos cuánticos de MoS2 que involucran 0,2 mg/mL de GOx con concentraciones de glucosa específicas (0,1, 0,8, 1,5, 3,0 y 5,0 mM) en suero fetal tipo buey e imágenes de puntos cuánticos de MoS2 bajo luz UV de 365 nm.

Para verificar la viabilidad de este enfoque en la detección de glucosa en muestras biológicas, se han realizado mediciones de glucosa en muestras de suero bovino fetal. Estas contenían soluciones de glucosa con diferentes concentraciones de 0,1, 0,8, 1,5, 3,0 y 5,0 mM se añadieron a la mezcla de MoS_2 QDs/GOx/suero bovino fetal. Luego, se investigaron sus espectros de fluorescencia. Los resultados mostraron que la intensidad de la fluorescencia disminuyó gradualmente al aumentar la concentración de glucosa como se muestra en las curvas de la fig. 3.

Este efecto también puede observarse en la fotografía de los puntos cuánticos MoS2 bajo irradiación de 365 nm (recuadro de la fig. 5) con diferentes concentraciones de glucosa (0,1, 0,8, 1,5, 3,0 y 5,0 mM).

En función de estos resultados se concluye que el método propuesto es viable para el monitoreo práctico de la glucosa en sangre en muestras reales. Por otro lado, para confirmar que los PBS-GQD se pueden utilizar como biosensores de glucosa para el diagnóstico de diabetes, se estudió la interferencia de otras sustancias en suero humano.

Para ello, los sensores de glucosa PBS-GQD se probaron en diferentes soluciones[3]. obteniéndose que los mismos podían detectar y reconocer la glucosa entre otros cuatro sacáridos, como la galactosa, la fructosa, la sacarosa y la lactosa.

III. BCI (Interfaz Cerebro Computadora)

Hasta hace poco, controlar el entorno mediante la actividad mental o enviando información al cerebro humano era solo una ficción. Sin embargo, los recientes avances en la tecnología BCI lo han convertido en realidad.

Las interfaces que pueden interpretar la actividad cerebral y utilizarla para controlar componentes mecánicos e informáticos tienen un inmenso potencial de aplicación en diversos campos.

Los sistemas que utilizan esta actividad neuronal registrada para realizar tareas específicas se denominan BMI (interfaces cerebro-máquina), BCI (interfaces cerebro-computadora) o NMP (prótesis neuromotoras). El término NIS (sistema de interfaz neuronal) puede utilizarse para referirse a cualquier de estos tipos BCI, BMI o NMP[4].

El sistema BCI crea una vía de información entre el cerebro y el mundo al interpretar los patrones relevantes de actividad neuronal durante los procesos cerebrales cognitivos o afectivos. Además, permite un flujo de información bidireccional mediante la lectura y el envío de información hacia y desde el cerebro.

Las aplicaciones de la BCI buscan apoyar, mejorar y restaurar las capacidades cognitivas humanas, como las funciones sensoriomotoras[5]. Alguna de las aplicaciones de las BCI incluyen permitir a las personas controlar máquinas con sus pensamientos y otorgar a las personas con discapacidad visual, auditiva o de movimiento comunicarse directamente con computadoras, evitando las SNC (vías normales del sistema nervioso central) utilizando únicamente su actividad cerebral.

También se han planteado, como en este caso, trabajos cuyo objetivo era aumentar las capacidades sensoriales del paciente[6] dándole la posibilidad de expandir su espectro sensorial.

En la fig. 4 se muestra el esquema general de la BCI a implementar[7], Esta es una BCI de lazo cerrado que constituye

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

una de las áreas de investigación más importantes actualmente.

Estos sistemas está cambiando el concepto de restauración y rehabilitación al vincular la actividad neuronal con el entorno y proporcionar regulación externa o autorregulación de las funciones cerebrales mediante diversos tipos de retroalimentación.

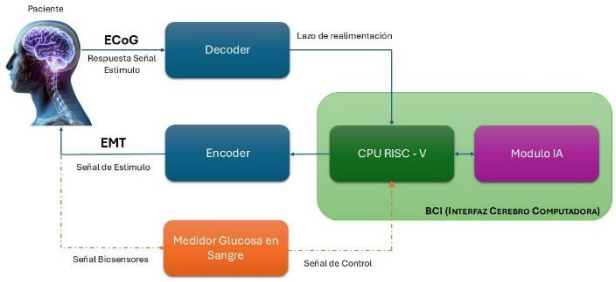


Fig. 4. Esquema general de la BCI a implementar.

En este esquema la señal de realimentación del paciente[8] se toma a partir de un decoder el cual utiliza ECoG para obtener la información del efecto de los estímulos sensoriales generados, de manera tal de poder ajustar su intensidad en función de la respuesta de cada uno de los pacientes.

Si bien los métodos no invasivos pueden utilizarse para reflejan la actividad de grandes grupos de neuronas. La información obtenida a partir de ellos tiene una resolución temporal muy buena, pero una resolución espacial deficiente.

Esto se debe a la baja conductividad eléctrica a través del hueso y el tejido.

Dado que el objetivo principal de la BCI a implementar es obtener altas resoluciones temporales y espaciales al muestrear la actividad neuronal. Estas técnicas no son prácticas para esta aplicación debido al tamaño del equipo y su baja resolución espacial.

Los métodos invasivos tienen una alta relación señal-ruido al eliminar los problemas de conducción del volumen causados por el tejido y el hueso.

Los electrodos se colocan directamente sobre la materia cortical. Lo que permite una excelente detección de la actividad oscilatoria de alta frecuencia. Sin embargo, presenta como desventaja que se requiere cirugía para la implantación transcutánea de los electrodos.

Los potenciales de campo local (LFP) muestrean los potenciales neuronales promedio y la actividad de picos en la proximidad de los electrodos.

Donde se pueden superponer señales de miles a millones de células. Las posibles fuentes de LFP incluyen corrientes sinápticas subumbral, propiedades biofísicas de las membranas celulares, corrientes transmembrana e interacciones eléctricas.

Siendo estas técnicas muy prometedoras para aplicaciones prácticas gracias a su tamaño compacto y alta resolución espacial.

Las técnicas invasivas más comunes se resumen en la Tabla I. Donde se adquieren directamente datos de señales eléctricas de las poblaciones neuronales. En la actualidad estas técnicas presentan el mayor potencial para las aplicaciones reales.

TABLA I

Métodos Invasivos de medición de actividad neuronal			
Métodos	***Características***	***Ventajas***	***Desventajas***
ECoG	Registra los ritmos sensoriomotores mu, beta y gamma	Buena detección de actividad oscilatoria de alta frecuencia gracias a la alta relación señal-ruido. Alta resolución espacial de los ritmos sensoriomotores. Utiliza 64 canales o más.	La resolución espacial es menor que la de una sola unidad de registro.
Registro en una sola unidad	Similar al EEG, pero registra más datos Cada electrodo registra un canal Tiene la mayor resolución espacial de todas las técnicas Descargas de neuronas individuales o múltiples y LFP	La técnica LFP es similar a la ECoG, pero se obtiene una mayor resolución espacial.	Los registros no son útiles para extraer información motora o sensorial.

En función de estas características se ha seleccionado el método ECoG ya que este permite extraer información motora o sensorial realimentándose de esta manera el efecto sensorial táctil generado por la señal estimulo EMT (Estimulación Magnética Transcraneal) generada por la BCI.

La EMT consiste en utilizar campos magnéticos para estimular las células nerviosas, Los pulsos alcanzan una profundidad de aproximadamente 2 cm, debido a su rápida atenuación, que proporciona una baja resolución espacial.

Los pulsos administrados a áreas específicas transmiten sensaciones somatomotoras, como el movimiento de los dedos, a través de potenciales motores evocados (PME) de la corteza motora primaria, o fosfenos mediante la estimulación de la corteza visual.

Además, los pulsos magnéticos débiles de TMS pueden estimular las neuronas, ya que su densidad de canales iónicos es mayor que la de otros tipos de células. Los pulsos de TMS provocan potenciales de acción que liberan neurotransmisores. La mayoría de las neuronas corticales liberan glutamato, un neurotransmisor excitador, y una porción más pequeña libera ácido gamma aminobutírico, un neurotransmisor inhibidor.

Otros grupos de neuronas posee axones largos provenientes de diferentes núcleos cerebrales que se proyectan a la corteza.

Al ser estimulados, estos pueden provocar la liberación de acetilcolina, dopamina, noradrenalina y serotonina desde los núcleos.

Por lo tanto, los pulsos débiles de TMS pueden activar vías neuromoduladoras a través de neuronas excitadoras e inhibidoras, creando bucles de retroalimentación y de prealimentación.

De esta manera es posible utilizar esta tecnología para generar las sensaciones táctiles, proporcionales a los niveles de glucosa en sangre medidos, necesarias para este proyecto.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

IV. Sistema Medición Propuesto

El módulo de medición del sistema propuesto emite las longitudes de onda necesarias para excitar los puntos cuánticos y mide el nivel de la señal obtenida para obtener el nivel de glucosa en sangre. Este valor es utilizado por la BCI para excitar en forma proporcional el sentido del tacto del paciente permitiendo que este sepa de forma inequívoca el efecto que produce en sus niveles de glucosa las distintas actitudes que toma en su día a día.



Fig. 5. Módulo de medición de glucosa en sangre.

En la figura 5 se observa el módulo de medición de glucosa en sangre, el cual funcionaria de manera similar a un oxímetro de pulso[9].

El diagrama en bloques del sistema de medición propuesto puede observarse en la figura 6.

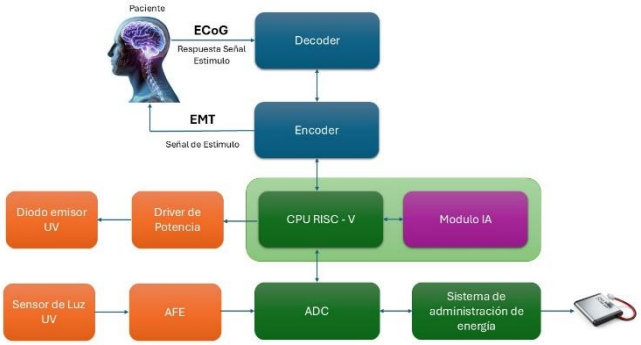


Fig. 6. Diagrama en bloques del equipo propuesto.

El bloque de “Diodo emisor UV” se encarga de general la señal de excitación de los biosensores. Este bloque emite una señal de luz U-V en el rango de 350 – 400 nm con una potencia de 5W como puede verse en la fig. 7

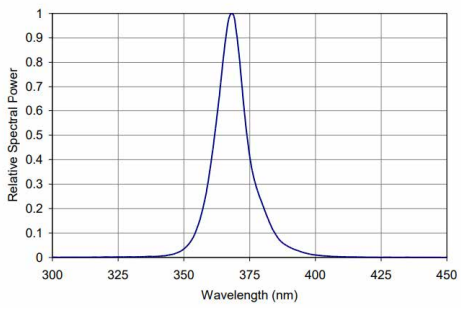


Fig. 7. Longitud y potencia del emisor propuesto.

El bloque “Sensor de luz UV” es el encargado de la detección de la respuesta de los biosensores, el mismo se implementará alrededor un sensor de luz UV, ML8511 el cual tiene una respuesta espectral adecuada para los biosensores propuestos como se muestra en la fig. 8.

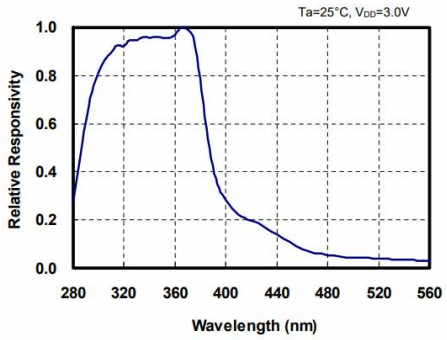


Fig. 8. Longitud y potencia del emisor propuesto.

El bloque “AFE” se encargará de la adecuación de la señal filtrándola y amplificándola para que su nivel sea adecuado para su procesamiento por el bloque “ADC” este se implementara con un AD7490 que es un ADC de aproximaciones sucesivas de 12 bits, alta velocidad y bajo consumo que incluye un multiplexor analógico de 16 canales.

Este funciona con una única fuente de alimentación de 2,7 V a 5,25 V y ofrece velocidades de hasta 1 MSPS. Contiene además un amplificador de seguimiento y retención de bajo ruido y amplio ancho de banda que admite frecuencias de entrada superiores a 1 MHz, comunicándose con un puerto I2C con el bloque “CPU” quien se encargará del procesamiento de la señal recibida.

El bloque “CPU” utilizara un microcontrolador RISC -V que se basa en un proyecto de desarrollo de hardware libre y de código abierto. Este proyecto permite diseñar y desarrollar chips y procesadores personalizados, reduciendo la dependencia de arquitecturas propietarias, como ARM o x86, dando la posibilidad de desarrollar tecnologías propias a países, industrias y centros educativos.

Además, permite la creación de diseños de hardware altamente personalizables y optimizados para tareas específicas como en este caso. Encontrándose la quinta generación de esta arquitectura disponible actualmente.

Este bloque será implementado en una FPGA de rango medio y de bajo costo Cyclone II Ep2c5t144 cuya placa de desarrollo se muestra en la fig. 7



Fig. 8. Placa desarrollo FPGA Cyclone II.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Siendo las especificaciones técnicas de dicha placa:

- Voltaje de alimentación: 5 – 9V DC
- Regulador de voltaje en placa de 1,2V para el core del FPGA y otro de 3,3V para los puertos de entrada/salida.
- FPGA: Altera (ahora Intel) Cyclone II EP2C5T144
- Número de IO E/S: 89
- Elementos lógicos: 4608 (16 elementos lógicos por bloque)
- Bloques de memoria RAM M4K (4 Kbits + 512 bits de paridad): 26 (total: 119898 bits)
- Memoria embebida (Kbits): 117
- Multiplicadores embebidos de 18×18 bits: 13
- PLLs: 2
- Canales diferenciales: 58
- Oscilador en la placa de 50Mhz, conectado al pin 17 (soporta hasta 300Mhz)
- Conector de programación: JTAG

El núcleo que se implementara utilizara el repertorio de instrucciones básico del RISC – V (RV32I), sin ningún tipo de extensión. Dicho repertorio consta de 39 instrucciones "de usuario" y varias instrucciones adicionales denominadas "privilegiadas" o "protegidas", destinadas principalmente al manejo de CSRs.

En el RISC-V el bus de direcciones es de 32 bits y, aunque el bus de datos es de 32 bits, se pueden realizar accesos a memoria de palabra (word), media palabra (half-word) y byte (8 bits). Incluyendo un pequeño controlador de memoria que abstraiga los detalles de implementación de la RAM usada, de tal manera que cuando el procesador desee leer desde la RAM (ya sea para leer una instrucción o para leer un dato) o escribir en la RAM (escribir un dato), se lo pida al controlador de memoria y éste avise cuando la operación se haya terminado.

El bloque de “Inteligencia Artificial” tiene como misión analizar la información obtenida de los sensores y mediante técnicas de Deep Learning determinar los niveles de glucosa en sangre.

De esta manera se simplificaría el desarrollo del algoritmo que relaciona la respuesta obtenida de los biosensores con el nivel real de glucosa en sangre en diferentes pacientes que es uno de los grandes inconvenientes de este tipo de instrumentos.

Además, debe generar la señal de excitación táctil al paciente, así como controlar sus efectos en el mismo mediante la realimentación proporcionada por la señal ECoG, ajustando los niveles de esta a la respuesta del organismo.

En esta etapa inicial se prevé que el bloque de inteligencia artificial sea externo si bien la arquitectura RISC – V tiene capacidad de incorporar un módulo de inteligencia artificial interno no se lo genera dadas las limitaciones de la FPGA utilizada.

Finalmente tenemos la interfaz neurosensorial, esta interfaz es la encargada de generar la excitación sensorial del paciente mediante técnicas de estimulación cerebral.

La misma se encuentra compuesta por el bloque Encoder el cual utiliza microelectrodos para la toma de la señal, en esta área han sido fundamentales los avances en biocompatibilidad que han aumentado la vida útil de los dispositivos NIS a varios años, en comparación con los meses, semanas o días de sus predecesores[10].

La biocompatibilidad es de extrema importancia y ha sido un obstáculo muy importante en el desarrollo de la neuroingeniería. La mayoría de los avances en este elemento critico se pueden atribuir a nuevos materiales, recubrimientos, geometrías optimizadas y aumento de la estabilidad electroquímica/mecánica.

La señal obtenida es procesada por un AFE que se encargará de la adecuación de la señal filtrándola y amplificándola para que su nivel sea adecuado para su procesamiento mediante un ADC. Que como en el caso anterior e implementara con un AD7490 quien se comunicara con su interfaz serie con el bloque de CPU.

El otro bloque que compone la interfaz es el encoder el cual genera los pulsos EMT este estará compuesto por un DAC63202 que es un DAC de 12 bits, de doble canal, con búfer y salida de tensión y corriente.

El integrado posee un modo comparador programable para todos los canales, pudiendo generar múltiples formas de ondas tales como: seno, coseno, triangular y diente de sierra con un puerto SPI para comunicarse con el bloque CPU.

Las formas de onda generadas por este integrado se utilizarán para excitar el transductor electromagnético produciendo los pulsos EMT.

V. Conclusiones

Se ha realizado un somero análisis de la historia del arte de las BCI y los sistemas de medición de glucosa en sangre, evaluando la factibilidad de implementación de un sistema de medición de nivel de glucosa en sangre con interfaz neurosensorial en función de los trabajos de investigación realizados hasta la actualidad.

Planteándose como solución el desarrollo de una BCI simplificada cuyo elemento central es un SoC con capacidades de Inteligencia Artificial.

Dada la complejidad del proyecto se plantea su implementación en varias etapas en la primera se implementaría el SoC en una FPGA. Para ello se utilizará la placa FPGA Cyclone II donde para el análisis y entrenamiento de la red neuronal se utilizará el software TensorFlow.

En la segunda se realizarán mediciones de glucosa en sangre utilizando las tecnologías indicadas anteriormente para entrenar la red de inteligencia artificial.

En la tercera etapa se implementará en una FPGA de mayores prestaciones además del núcleo RISC -V el bloque de Inteligencia Artificial entrenado en la etapa anterior.

En la cuarta etapa se implementaría los bloques de Encoder y Decoder en ratones de laboratorio para poder experimentar los resultados de las mediciones de glucosa obtenidos y el entrenamiento de la inteligencia artificial realizado.

Finalmente, con los conocimientos adquiridos en las etapas anteriores se diseñaría un SoC que incluyera todas las funciones desarrolladas.

Referencias

[1] G. International Diabetes Federation. IDF Diabetes Atlas, 11th edn. Brussels, Belgium: International Diabetes Federation, 2025.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

[2] Emadi F., Amini A., Gholami A. y Ghasemi Y., Óxido de grafeno funcionalizado con quitosano para nanotransportadores de proteínas para proteger contra la escisión enzimática y retener la actividad de la colagenasa, *Scientific Reports*. (2017) **7**, no. 1,

[3] Seyyed Mojtaba Mousavi, Seyyed Alireza Hashemi, Ahmad Gholami, Sargol Mazraedoost, Wei-Hung Chiang, Omid Arjmand, Navid Omidifar, Aziz Babapoor, "Precise Blood Glucose Sensing by Nitrogen-Doped Graphene Quantum Dots for Tight Control of Diabetes". Journal of Sensor,2021

[4] Tang, X., Shen, H., Zhao, S. *et al.* Flexible brain–computer interfaces. *Nat Electron* **6**, 109–118 (2023). https://doi.org/10.1038/s41928-022-00913-9

[5] He, B., Yuan, H., Meng, J., Gao, S. (2020). Brain–Computer Interfaces. In: He, B. (eds) Neural Engineering. Springer, Cham. https://doi.org/10.1007/978-3-030-43395-6_4.

[6] Thomson, E., Carra, R. & Nicolelis, M. Perceiving invisible light through a somatosensory cortical prosthesis. *Nat Commun* **4**, 1482 (2013). https://doi.org/10.1038/ncomms2497

[7] Pan, H., Mi, W., Lei, X., and Deng, J. (2020). A closed-loop brain-machine interface framework design for motor rehabilitation. Biomed. Signal Process. Control 58:101877. doi: 10.1016/j.bspc.2020.101877

[8] Pan, H., Mi, W., Lei, X., and Deng, J. (2020). A closed-loop brain-machine interface framework design for motor rehabilitation. *Biomed. Signal Process. Control* 58:101877. doi: 10.1016/j.bspc.2020.101877

[9] Héctor Mejía Salas, Mayra Mejía Suárez. "Pulse oximetry". Revista de la Sociedad Boliviana de Pediatría 51 (2) ,2012.

[10] Ryu, S. I., and Shenoy, K. V. (2009). Human cortical prostheses: lost in translation? Neurosurg. Focus 27, E5.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Monitoreo Inteligente de Salud Domiciliaria: Desarrollo de Prototipos Híbridos IoT/ML con Microcontroladores ESP32 para Detección de Anomalías en Tiempo Real

Carlos Torres
CInATIC *(Centro de Investigación Aplicada en TICs)*
Universidad Tecnologica Nacional
Resistencia, Argentina
carlos.ing.2013@gmail.com

Salvador Nuñez
CInATIC *(Centro de Investigación Aplicada en TICs)*
Universidad Tecnologica Nacional
Resistencia, Argentina
salvador.nunez@gfe.frre.utn.edu.ar

Reinaldo Scappini
CInATIC *(Centro de Investigación Aplicada en TICs)*
Universidad Tecnologica Nacional
Resistencia, Argentina
rscappini@gfe.frre.utn.edu.ar

Jorge Roa
CInATIC *(Centro de Investigación Aplicada en TICs)*
Universidad Tecnologica Nacional
Resistencia, Argentina
roajorge@gfe.frre.utn.edu.a

Raul Montiel
CInATIC *(Centro de Investigación Aplicada en TICs)*
Universidad Tecnologica Nacional
Resistencia, Argentina
raulmontiel@gfe.frre.utn.edu.ar

Sergio Gramajo
CInATIC *(Centro de Investigación Aplicada en TICs)*
Universidad Tecnologica Nacional
Resistencia, Argentina
sergiogramajo@gfe.frre.utn.edu.ar

***Abstract*—La pandemia de COVID-19 evidenció la necesidad urgente de soluciones de gestión de salud remota, como la internación domiciliaria, para minimizar riesgos y descongestionar los sistemas sanitarios. Sin embargo, aún persiste la dificultad de determinar problemas de salud en tiempo real en el hogar tiene el desafío de crear la tecnología de apoyo eficaz. Este trabajo propone y desarrolla un modelo inteligente de e-health para el monitoreo de pacientes domiciliarios y en entornos fuera de las instalaciones sanitarias. El proyecto se enmarca en la Internet de las Cosas Médicas (IoMT) y la Ciencia de Datos, combinando herramientas de extracción de datos de dispositivos IoT con técnicas de Aprendizaje Automático (Machine Learning, ML) para diseñar un modelo de gestión inteligente. Se desarrollan dos prototipos principales basados en un microcontrolador ESP32: un dispositivo híbrido wearable/multiparamétrico para medir variables fisiológicas del paciente (temperatura de piel, oximetría, presión arterial, frecuencia cardíaca y ECG en derivación II, y detección de caídas mediante acelerómetro), y un dispositivo ambiental para monitorear las condiciones del entorno (presión atmosférica, temperatura ambiental, humedad, CO2 y luz visible). La arquitectura del sistema incluye un firmware con tres etapas: adquisición de datos de los sensores, procesamiento en el borde (edge computing) para realizar cálculos como la detección de caídas, SpO2, presión arterial, filtrado digital y detección de frecuencia cardíaca del ECG, y la posterior generación de alertas ante anomalías (ej., temperatura > 37°C, SpO2 < 94%). La comunicación se realiza mediante el protocolo MQTT a través de una red Wi-Fi (provista por un módem 4G con doble servicio) y, como alternativa, LoRaWAN, asegurando la conectividad para el envío de datos optimizados y alertas a un centro de monitoreo remoto o plataforma en la nube. El principal resultado esperado es un modelo inteligente de e-health validado que mejore la calidad de las prestaciones de salud, reduzca la exposición a riesgos y facilite la toma de decisiones médicas oportunas. Los prototipos serán validados con equipos multiparamétricos homologados y ajustados con el apoyo de un grupo médico.**

Keywords—Internet de las Cosas (IoT), Salud Digital (e-health), Microcontroladores ESP32, Aprendizaje Automático (ML), Monitoreo Remoto de Pacientes

I. INTRODUCCION

En los últimos años, el mundo ha experimentado una necesidad crítica y creciente de tecnologías orientadas a la salud, especialmente en el monitoreo remoto de pacientes. La pandemia de COVID-19 aceleró este escenario, desbordando las instituciones y el personal sanitario, lo que llevó a la implementación de medidas paliativas como la internación domiciliaria para minimizar la exposición y el riesgo de contagio [1]. Esta nueva modalidad de atención de salud exige formas innovadoras y eficientes de gestionar a los pacientes de forma remota [2].

La digitalización de la salud, y en particular la aplicación del IoT y la IA, ha demostrado ser fundamental para abordar esta demanda. IoT, es un concepto que se refiere a la interconexión digital y autónoma de objetos con internet y entre sí con mínima interacción humana, ha surgido como una herramienta clave para resolver problemas, obtener conocimiento y facilitar la toma de decisiones en diversas áreas, incluida la salud [3].

En este contexto de transformación, una subárea específica del IoT, denominada Internet de las Cosas Médicas (IoMT), ha cobrado especial relevancia al enfocarse en el sector de la salud [4]. El IoMT abarca una colección de dispositivos y aplicaciones médicas que se conectan a sistemas de Tecnologías de la Información (TI) para la atención médica a través de redes informáticas. Ejemplos de IoMT incluyen el monitoreo remoto de pacientes con condiciones crónicas, el seguimiento de la medicación y la ubicación de pacientes, y el uso de dispositivos vestibles (wearables) que pueden enviar información a los cuidadores y profesionales de la salud [5].

Los dispositivos vestibles, definidos como pequeños artefactos que se pueden llevar encima como una extensión del cuerpo humano, están en constante funcionamiento y recopilan información continua sobre el usuario y su entorno. Su objetivo principal es mejorar la calidad de vida y fomentar hábitos de vida saludables. Estos dispositivos son capaces de detectar anomalías y enviar datos continuamente, lo que tiene el potencial de prevenir enfermedades y, en última instancia,

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

salvar vidas. La tecnología wearable ha experimentado una evolución significativa, impulsada por avances en nanotecnología, la reducción de costos y el aumento de funciones de los sensores, la mejora de baterías y el desarrollo de procesadores de bajo consumo [6].

En cuanto a los desafíos en el monitoreo de salud remoto y la necesidad de soluciones inteligentes, a pesar de los avances, los prestatarios de servicios de salud prehospitalarios se enfrentan a la dificultad de determinar el problema de salud en tiempo real de manera permanente y eficaz en los domicilios de los pacientes[7]. Esta limitación a menudo se traduce en respuestas tardías y diagnósticos ineficaces, especialmente cuando la identificación de eventos de salud es reportada de forma ineficaz por quienes dan aviso al sistema de emergencias médicas. Aunque los servicios de atención médica domiciliaria basados en IoT son una realidad, aún son limitados [8].

La monitorización continua del estado de los pacientes, ofrecida por los dispositivos vestibles, es una de las contribuciones más importantes de estos en el sector médico, proporcionando información en tiempo real. Sin embargo, el procesamiento de los datos adquiridos desde los sensores es un tema de amplio estudio y desarrollo [9].

Para superar estos desafíos, nuestra investigación se enmarca en la Ciencia de Datos y la e-health, combinando herramientas de extracción de datos de dispositivos IoT con técnicas de Aprendizaje Automático (ML) para diseñar modelos inteligentes de gestión [10]. El aprendizaje de datos es esencial, ya que puede ayudar en el análisis predictivo al referenciar diversos ejemplos etiquetados y entrenados. La información recopilada a partir de los datos probablemente ayudará a determinar de manera proactiva ubicaciones exactas, tasas de riesgo, períodos de tratamiento y tiempos de recuperación además de información para la Toma de Decisiones [8].

Un área crucial es el análisis de señales biomédicas como el electrocardiograma (ECG), cuya interpretación precisa es fundamental para diagnosticar anomalías cardíacas. La automatización de este análisis, mediante la extracción y comparación de las ondas y segmentos característicos de la señal, agiliza el proceso y permite la detección de patologías de forma automatizada. Técnicas de filtración son eficaces para la reducción de ruido, la eliminación de la línea base y la segmentación de la señal ECG, reduciendo el costo computacional y facilitando su implementación en sistemas embebidos para monitoreo cardíaco [6]. Además, se investiga la clasificación de arritmias cardíacas utilizando redes neuronales convolucionales, con modelos que demuestran alta precisión [11].

Este trabajo se desarrolla como una investigación aplicada, combinando Ciencia de Datos y e-health, y busca proponer un modelo inteligente para el monitoreo de pacientes domiciliarios o en condiciones de asistencia fuera de instalaciones sanitarias. Cuenta con el apoyo de un convenio de cooperación y transferencia de conocimientos científicos entre la UTN FRRe y una empresa de atención médica domiciliaria, empresa que financiará parte de la investigación mediante fondos nacionales para incorporar I+D+i en su modelo de negocio. La validación de los prototipos se realizará con equipos multiparamétricos homologados y con el apoyo de un grupo médico, que está en proceso.

Además, este trabajo es producto de investigaciones previas y proyectos similares que han explorado la monitorización de pacientes con pulseras inteligentes. Sin embargo, la mayoría de las aplicaciones en el mercado son de uso informativo y pocas emplean dispositivos externos para la previsión de crisis o la gestión de datos para el seguimiento de enfermedades crónicas [8].

II. Arquitectura, Diseño y Requisitos Técnicos

El proyecto actual tiene como objetivo el desarrollo de un dispositivo de monitoreo capaz de medir variables fisiológicas de importancia en tiempo real para los profesionales de la salud. Este dispositivo busca ser un híbrido entre un dispositivo wearable y un monitor multiparamétrico. Inicialmente, permitirá conectar al paciente sensores de temperatura de piel, oximetría, presión arterial, frecuencia cardíaca y ECG (derivación II), así como un detector de caídas con acelerómetro. Además, se complementará con un dispositivo ambiental para monitorear condiciones del entorno como presión atmosférica, temperatura, humedad, CO2 y luz visible.

Los requisitos de diseño para estos dispositivos incluyen eficiencia energética, ergonomía, exactitud del sistema, capacidad de procesamiento de datos, conectividad, almacenamiento interno y distintos modos de operación (online/offline). Se utilizará el protocolo MQTT para la comunicación por su eficiencia, y se buscarán alternativas de proveedores de telecomunicaciones como LoRaWAN para garantizar la conectividad de datos críticos. La implementación incluirá firmware con etapas de adquisición, procesamiento en el borde (edge computing) para detección de caídas, cálculo de SpO2, presión arterial, filtrado digital y detección de frecuencia cardíaca del ECG, y generación de alertas automáticas ante anomalías (ej. temperatura > 37°C, SpO2 < 94%). Se considera la integración de algoritmos de procesamiento de señales en el microcontrolador para una detección eficiente y en tiempo real.

Estandarización y Normativas. Es fundamental que estos dispositivos cumplan con los estándares y normativas que regulan el diseño, fabricación y almacenamiento de dispositivos médicos. Organizaciones como la FDA en Estados Unidos y la ANMAT en Argentina establecen directrices para la eficacia, calidad y seguridad. El sistema propuesto se clasifica como Equipo Médico Clase I, siendo un dispositivo médico activo para diagnóstico que requiere una fuente de energía externa y está destinado al diagnóstico de estados fisiológicos especiales. La familia de estándares ISO/IEEE 11073 es crucial para mejorar la interoperabilidad y la seguridad en las comunicaciones entre dispositivos médicos y sistemas externos. Otros estándares como ISO 13485 (gestión de calidad) e IEC/EN 60601-1 (seguridad eléctrica) también son pertinentes. Factores como la portabilidad, escalabilidad, asequibilidad, conectividad y rendimiento de la señal deben ser cuidadosamente analizados en el diseño.

El principal resultado esperado es un modelo inteligente de e-health validado que mejore la calidad de las prestaciones de salud, reduzca la exposición a riesgos y facilite la toma de decisiones médicas oportunas. Actualmente está en fase de testeo y validación y se han logrado resultados positivos en este sentido.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

III. MODELO PROPUESTO

El modelo propuesto se basa en una arquitectura de IoT por capas, que es una forma común de estructurar este tipo de sistemas para el monitoreo de salud. El objetivo principal es el desarrollo de un dispositivo de monitoreo híbrido (wearable/multiparamétrico) y otro ambiental para medir variables fisiológicas y condiciones del entorno en tiempo real. Este sistema busca aplicar IA para un modelo inteligente de gestión de e-health.

A. La arquitectura general del sistema se puede describir en tres capas principales

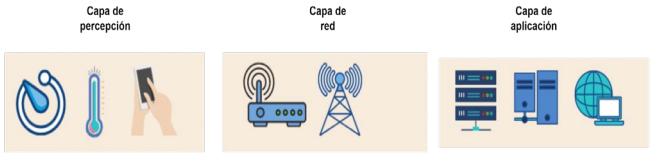


Fig. 1. Arquitectura IoT

1. Capa de Percepción

Como se ve en la Fig. 1, esta capa constituye el hardware IoT, incluyendo los sensores y microcontroladores que recolectan información del paciente y su entorno. Su función es adquirir los datos en bruto de los sensores, realizar la conversión analógica a digital, y comenzar un pre-procesamiento que incluye filtrado y compresión para optimizar la transmisión.

• Dispositivos y Microcontrolador: El "cerebro del sistema" para ambos prototipos es un chip ESP32. Este microcontrolador es de doble núcleo, opera a 160MHz, cuenta con 520 KB de SRAM, un procesador secundario ULP, módulos Wi-Fi y Bluetooth, un Módulo RTC (Real Time Clock), y periféricos como ADC de 12 bits, I2C, SPI y UART. El ESP32 puede operar en cinco modos distintos, siendo los modos "activo" y "Deep Sleep" los más relevantes para este proyecto debido a su eficiencia energética.

• Sensores del Dispositivo Wearable (Dispositivo 1): Este prototipo está diseñado para el monitoreo directo del paciente, ya sea montado sobre él (chaleco) o cerca (mesa de luz). Incluye los siguientes módulos:

◦ Sensor de Temperatura de piel: Compatible con equipos de grado medicinal, como los de Mindray y Edan.

◦ Módulo ECG (derivación II): Utiliza el circuito integrado AD8232, que incluye amplificadores y filtros para la señal, y se conecta mediante tres electrodos (RA, LA, RL).

◦ Módulo Oximetría (SpO2 y Frecuencia Cardíaca): Emplea el sensor MAX30100/MAX30102, que usa diodos LED emisores de luz roja e infrarroja y un fotodiodo para medir la absorción de luz en los tejidos y determinar la saturación de oxígeno y la frecuencia cardíaca. Se comunica vía I2C.

◦ Módulo PNI (Presión No Invasiva): Se diseñará un medidor de presión arterial utilizando el método oscilométrico con componentes separados: una bomba de aire de 300 mmHg, una electroválvula de 12V, un sensor de presión (MPX5050 o similar) y un brazalete.

◦ Módulo Acelerómetro (Detección de Caídas): Se utiliza un acelerómetro de tipo MEMS (MPU-6050 o similar) para medir la aceleración angular y lineal, permitiendo detectar movimientos bruscos que indiquen una caída del paciente. Se comunica vía I2C.

◦ Módulo de Alimentación: Encargado de la carga de la batería y la medición de su nivel.

• Sensores del Dispositivo Ambiental (Dispositivo 2): Mide las condiciones ambientales del lugar donde se encuentra el paciente. Incluye:

◦ Sensor de Presión Atmosférica y Temperatura ambiental: Utiliza el circuito integrado BMP280, capaz de medir presión y temperatura, y también puede usarse como altímetro. Se comunica vía I2C y SPI.

◦ Sensor de CO2: El sensor Mg-811 mide CO2 en un rango de 350-10000 ppm, crucial para monitorear la calidad del aire en interiores. Es un sensor analógico.

◦ Sensor de Luz Visible: Una fotoresistencia LDR que varía con la intensidad de la luz. Es analógico.

◦ Sensor de Humedad: El sensor DHT22 mide la humedad relativa en un rango de 0 a 100% con una exactitud de +-2%. Es analógico.

2. Capa de Red

Esta capa es responsable de la conectividad y transferencia de datos entre los dispositivos IoT y la nube o centro de monitoreo. Se busca optimizar los datos y garantizar la conectividad para información crítica.

• Protocolos de Comunicación: El protocolo principal utilizado es MQTT (Message Queuing Telemetry Transport) debido a su eficiencia y modelo de publicación/suscripción, que desacopla al remitente del mensaje (editor) del receptor (suscriptor). Otros protocolos y tecnologías pueden ser considerados, como CoAP o HTTP.

• Gateways: Actúan como intermediarios entre los dispositivos IoT y la nube. Se utilizarán un módem 4G con doble servicio (para asegurar la conectividad celular a través de dos empresas) y, como alternativa, una conexión a la red LoRaWAN. LoRaWAN es un estándar de largo alcance y bajo consumo, ideal para entornos remotos.

• Tecnologías de Conexión: Wi-Fi es la tecnología principal para conectar los dispositivos, operando en 2.4 MHz y 5.8 MHz. El ESP32 integra módulos Wi-Fi y Bluetooth.

• Topología de Red: Se utilizará una topología inalámbrica Wi-Fi dentro de la residencia del paciente.

• Seguridad: Elementos como firewalls, cifrado de datos, autenticación y control de acceso son esenciales para proteger la red IoT y garantizar la seguridad de los datos transmitidos.

3. Capa de Aplicación

Esta capa se encarga del almacenamiento y procesamiento de la información recolectada, adaptándose a las necesidades específicas de la aplicación de e-health.

• Gestión de Datos: Maneja grandes volúmenes de datos provenientes de diversas fuentes. La gestión eficaz es crucial, maximizando los recursos informáticos y considerando copias de seguridad y medidas de contingencia.

• Procesamiento en el Servidor/Nube: Una vez que los datos son adquiridos por los dispositivos y se encuentran disponibles en el servidor, la última etapa muestra la

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

interacción de los servicios con los dispositivos finales. Desde la nube se ejecutarán los servicios, el broker MQTT y la plataforma, siendo accesibles desde los dispositivos finales.

• Seguridad y Acceso de Usuarios: Es fundamental garantizar que cada usuario (personal médico) acceda solo a la información necesaria, definiendo quién, cómo y cuándo pueden acceder a estos datos para preservar la confidencialidad e integridad de la información. La construcción de esta capa está proyectada para iniciar en 2024.

B. Arquitectura Interna del Sistema y Funcionamiento del Firmware

Ambos dispositivos (wearable y ambiental, ver Fig. 2) comparten una tarjeta principal con el chip ESP32. El firmware se ejecuta en este microcontrolador y se ha dividido en tres etapas:

1. Etapa de Adquisición de Datos: Responsable de leer todos los sensores activados y crear una cola de datos.

2. Etapa de Procesamiento en el Borde (Edge Computing): Aquí se realizan los cálculos críticos directamente en el microcontrolador. Para el dispositivo wearable, esto incluye:

◦ Detección de caída.

◦ Detección de nivel de temperatura.

◦ Cálculo de SpO2.

◦ Cálculo de la presión arterial utilizando el método oscilométrico.

◦ Procesamiento de la señal ECG, filtrado digital y detección de frecuencia cardíaca.

◦ Medición de nivel de batería. Para el medidor ambiental, esta etapa se encarga de tomar los datos de la cola y aplicar las fórmulas necesarias para determinar los valores finales de las variables ambientales.

3. Etapa de Envío de Datos y Notificaciones: Se encarga de los envíos periódicos de datos. Verifica la conectividad (Wi-Fi/LoRa o broker MQTT) para decidir si es necesario almacenar los datos localmente. También es responsable de verificar si se ha producido algún evento crítico y enviar la notificación correspondiente. Los eventos que pueden generar notificaciones incluyen:

◦ Detección de caída.

◦ Temperatura de piel > 37°C.

◦ Frecuencia cardíaca que indique taquicardia o bradicardia.

◦ Presión arterial mayor a un límite configurado.

◦ Nivel de SpO2 inferior a 94%. Para el medidor ambiental, esta etapa determina si los valores finales dan lugar a un evento o si solo corresponde a un envío temporal.

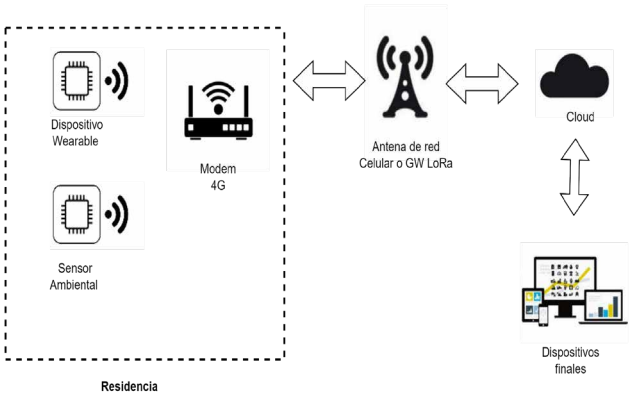


Fig. 2 Esquema General de Funcionamiento

Adicionalmente se esquematiza el funcionamiento interno del server tomando como referencia los dispositivos remotos y la tecnología usada en el sistema desarrollado (Fig. 3).

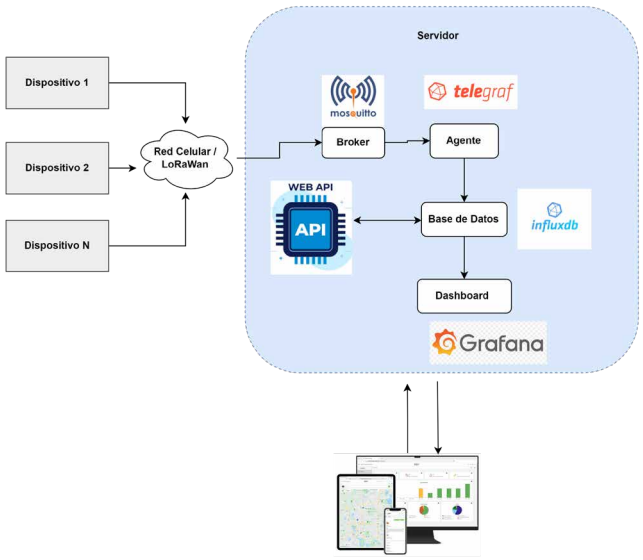


Fig. 3. Esquema tecnología de software

CONCLUSIONES

El modelo propuesto se encuentra actualmente en fase de prueba de prototipos. Este proyecto responde a la creciente necesidad de soluciones eficaces para el monitoreo remoto de la salud, evidenciada especialmente durante la pandemia de COVID-19. Nuestra investigación diseñó y desarrolló un modelo IoMT para monitorear pacientes en domicilio o fuera de instalaciones sanitarias, superando la dificultad de detectar problemas de salud en tiempo real.

Este modelo se materializa en dos prototipos principales: un dispositivo híbrido wearable/multiparamétrico centrado en el paciente y un dispositivo ambiental, ambos integrando un microcontrolador ESP32 como su "cerebro".

Los dispositivos están diseñados para una adquisición de datos robusta de múltiples variables fisiológicas y ambientales. Un aspecto crucial es el procesamiento en el borde implementado en el firmware del ESP32, que permite realizar cálculos esenciales.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

De esta manera, el principal resultado esperado es un modelo inteligente de e-health validado que no solo mejore la calidad de las prestaciones de salud a distancia, sino que también reduzca la exposición a riesgos y facilite la toma de decisiones médicas oportunas. Este enfoque integral, que combina microcontroladores avanzados, sensores biomédicos, procesamiento en el borde y una robusta infraestructura de comunicación, posiciona al proyecto como una solución prometedora para la digitalización de la salud y la mejora del cuidado del paciente en entornos domiciliarios.

REFERENCIAS

[1] A. Aborujilah, A.-E. F. M. Elsebaie, y S. A. Mokhtar, «IoT MEMS: IoT-Based Paradigm for Medical Equipment Management Systems of ICUs in Light of COVID-19 Outbreak», *IEEE Access*, vol. 9, pp. 131120-131133, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3069255.

[2] M. Alshamrani, «IoT and artificial intelligence implementations for remote healthcare monitoring systems: A survey», *Journal of King Saud University - Computer and Information Sciences*, vol. 34, n.º 8, Part A, pp. 4687-4701, sep. 2022, doi: 10.1016/j.jksuci.2021.06.005.

[3] Berg Insight, «IoT Business News». [En línea]. Disponible en: https://iotbusinessnews.com/2021/02/11/06951-the-number-of-smart-homes-in-europe-and-north-america-will-reach-179-million-in-2024/

[4] A. Gatouillat, Y. Badr, B. Massot, y E. Sejdic, «Internet of Medical Things: A Review of Recent Contributions Dealing With Cyber-Physical Systems in Medicine», *IEEE Internet Things J.*, vol. 5, n.º 5, pp. 3810-3822, oct. 2018, doi: 10.1109/JIOT.2018.2849014.

[5] N. M. Buthelezi, V. Malele, P. A. Owolawi, y T. Mapayi, «IoT Based Health Monitor for Remote Patient», en *2022 International Conference on Artificial Intelligence, Big Data, Computing and Data Communication Systems (icABCD)*, ago. 2022, pp. 1-7. doi: 10.1109/icABCD54961.2022.9856318.

[6] J. Chen *et al.*, «Artificial Intelligence Empowered Digital Twins for ECG Monitoring in a Smart Home», *ACM Trans. Multimedia Comput. Commun. Appl.*, p. 3672564, jul. 2024, doi: 10.1145/3672564.

[7] T. Gunasekar, J. Karthikeyan, G. Manivannan, M. S. K. Saran, y K. R. Gokul, «IoT Based Patient Safety Monitoring System in Hospitals», en *2022 2nd International Conference on Power Electronics IoT Applications in Renewable Energy and its Control (PARC)*, ene. 2022, pp. 1-4. doi: 10.1109/PARC52418.2022.9726617.

[8] M. Peyroteo, I. A. Ferreira, L. B. Elvas, J. C. Ferreira, y L. V. Lapão, «Remote Monitoring Systems for Patients With Chronic Diseases in Primary Health Care: Systematic Review», *JMIR mHealth and uHealth*, vol. 9, n.º 12, p. e28285, dic. 2021, doi: 10.2196/28285.

[9] K. Janakiram, «Remote Health Care Monitoring System using IoT for Asthma/Heart Patients», *IJRASET*, vol. 10, n.º 12, pp. 2061-2064, dic. 2022, doi: 10.22214/ijraset.2022.48407.

[10] N. Agarwal, P. Singh, N. Singh, K. K. Singh, y R. Jain, «Machine Learning Applications for IoT Healthcare», en *Machine Learning Approaches for Convergence of IoT and Blockchain*, John Wiley & Sons, Ltd, 2021, pp. 129-144. doi: 10.1002/9781119761884.ch6.

[11] N. Irvine, C. Nugent, S. Zhang, H. Wang, y W. W. Y. Ng, «Neural Network Ensembles for Sensor-Based Human Activity Recognition Within Smart Environments», *Sensors*, vol. 20, n.º 1, p. 216, dic. 2019, doi: 10.3390/s20010216.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Entrenador educativo de Reanimación Cardiopulmonar (RCP)

Ivana Andrea Trento
Universidad Nacional de San Luis
San Luis, Argentina
itrento@email.unsl.edu.ar

Ginés Gonzalo Villalobo
Universidad Nacional de San Luis
San Luis, Argentina
ginesvillalobo012@gmail.com

Jorge Sisques Frasca
Universidad Nacional de San Luis
San Luis, Argentina
jorgesisques4@gmail.com

Carlos Marcelo Belzunce
Universidad Nacional de San Luis
San Luis, Argentina
marcelo.belzunce@gmail.com

Brayam Eric Llampa
Universidad Nacional de San Luis
San Luis, Argentina
llampaeric.unsl@gmail.com

Saúl Matías Padilla Mollo
Universidad Nacional de San Luis
San Luis, Argentina
saulmatiaspadilla@gmail.com

Jair Habib Herrera
Universidad Nacional de San Luis
San Luis, Argentina
jairherrera.unsl@gmail.com

Sabrina Higgimbotton
Universidad Nacional de San Luis
San Luis, Argentina
sabrinahiggimbotton@gmail.com

Emanuel Morales
Universidad Nacional de San Luis
San Luis, Argentina
emanuelmorales000@gmail.com

Luciano Andrés de Vicente
Universidad Nacional de San Luis
San Luis, Argentina
ldevicente@unsl.edu.ar

Rodolfo Gustavo Aguilar
Universidad Nacional de San Luis
San Luis, Argentina
rodolfogustavoa@gmail.com

Leonardo Esteban Porco
Universidad Nacional de San Luis
San Luis, Argentina
leoestebanporco@gmail.com

***Resumen*—La enseñanza de Reanimación Cardiopulmonar (RCP) en las escuelas es obligatoria en Argentina, según la Ley Nacional N° 26.835, que establece que las instituciones públicas y privadas, de nivel medio y superior, deben realizar actividades de capacitación y promoción en técnicas de RCP básicas.**

Este trabajo presenta el desarrollo de un equipo de entrenamiento en RCP basado en microcontroladores y tecnologías IoT, el cual fue desarrollado en el marco de un Proyecto de Extensión de Interés Social (PEIS) en la Universidad Nacional de San Luis, de manera interdisciplinaria, por estudiantes y profesionales de carreras de Electrónica y de Licenciatura en Enfermería.

El dispositivo consiste en una estructura de bajo costo que simula las características biomecánicas del tórax humano que se vincula con un sistema electrónico de adquisición de datos y procesamiento, el cual evalúa los parámetros críticos de las compresiones torácicas realizadas por el usuario: frecuencia y profundidad.

El módulo de procesamiento se comunica vía Bluetooth con una aplicación para dispositivos móviles, que le proporciona retroalimentación al usuario sobre la calidad de las maniobras realizadas.

El entrenador fue diseñado con el objetivo de que sea construido por estudiantes del ciclo básico de las escuelas secundarias con la guía de sus docentes de Tecnología.

El sistema se implementó sobre tres plataformas basadas en diferentes microcontroladores: Arduino UNO R3 (ATmega328P), ESP32 NodeMCU y Wemos D1 R32 (ambas basadas en ESP32), demostrando la escalabilidad del diseño desde arquitecturas de 8 bits hasta sistemas de 32 bits, permitiendo que las instituciones educativas seleccionen la plataforma según sus recursos disponibles.

Esta solución de bajo costo representa una alternativa accesible a los simuladores comerciales, facilitando el entrenamiento continuo en técnicas de soporte vital básico como lo es la RCP solo con las manos.

Palabras clave — RCP, entrenador, Arduino, ESP32, Bluetooth

I. Introducción

El paro cardiorrespiratorio extrahospitalario constituye una de las principales causas de mortalidad a nivel mundial. Según la *American Heart Association* (AHA) [1], la supervivencia tras un evento de este tipo depende de la realización inmediata de maniobras de Reanimación Cardiopulmonar (RCP) sobre el pecho de la víctima por parte de los testigos presenciales (rescatadores). Más del 70% de los paros cardíacos extrahospitalarios ocurren en los hogares, pero solo alrededor del 40% de estas víctimas reciben la ayuda inmediata que necesitan antes de que llegue la ayuda profesional. Las estadísticas epidemiológicas revelan que aproximadamente el 90% de los pacientes que experimentan un paro cardíaco extrahospitalario no sobreviven, mientras que la aplicación temprana de RCP puede incrementar la probabilidad de supervivencia entre 2 y 3 veces.

Las enfermedades cardiovasculares son la principal causa de muerte en Argentina. En 2023, estas patologías representaron el 30,3% de los decesos anuales por causas definidas (casi cien mil personas), según el último informe del Ministerio de Salud de la Nación [2].

El objetivo principal de la RCP es mantener la circulación de sangre oxigenada por el corazón y el cerebro hasta que se restablezca la función cardíaca normal. La RCP solo con las manos es un procedimiento de emergencia que consiste únicamente en realizar compresiones torácicas continuas -sin ventilación forzada o respiración boca a boca- y se recomienda para personas sin formación médica que presencian un paro cardiorrespiratorio. Las compresiones deben realizarse con el talón de una de las manos en el centro del pecho de la víctima, con los brazos rectos y los dedos de ambas manos entrelazados, a un ritmo sostenido de entre 100 y 120 compresiones por minuto, con una profundidad de entre 5 y 6 cm en adultos. Si la persona pesa menos de 25 kg (8 años de edad aproximadamente), la maniobra deberá realizarse solamente con una mano [3].

Estudios biomecánicos han determinado que para lograr la profundidad de compresión recomendada, es necesario que el rescatador aplique una fuerza de entre 100 y 125 libras-fuerza (44,5 a 56,7 kgf) sobre el tórax de la víctima [4].

La enseñanza de Reanimación Cardiopulmonar (RCP) en las escuelas es obligatoria en Argentina, según la Ley Nacional N° 26.835 [5], que establece que las instituciones

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

públicas y privadas, de nivel medio y superior, deben realizar actividades de capacitación y promoción en técnicas de RCP básicas.

El entrenamiento en RCP es un factor crítico ya que la calidad de las maniobras influye significativamente en la posibilidad de supervivencia de las víctimas. El uso de dispositivos de entrenamiento que incorporan una retroalimentación o indicaciones durante la práctica de RCP representan un valioso recurso para optimizar aspectos tales como la profundidad de las maniobras y el ritmo, ya que mejoran la adquisición y retención de habilidades en RCP. Hay evidencia que indica que su uso puede mejorar la calidad de las compresiones en situaciones reales [6].

En su guía más reciente [7], la AHA resalta que, para personas sin formación médica, el autoaprendizaje (solo o combinado con instrucción guiada) mejora la disposición y la capacidad de realizar RCP. También se recomienda incorporar prácticas con retroalimentación y sesiones de refuerzo con aprendizaje espaciado, utilizando recursos innovadores como la realidad virtual y el aprendizaje lúdico para optimizar la enseñanza y la retención de habilidades.

Con respecto a la edad de enseñanza de la RCP, un estudio español de 2007 sugiere como ideal comenzar entre los 13 y 14 años por la capacidad y contextura física de las personas que deben realizar las maniobras [8].

Este trabajo presenta el desarrollo de un entrenador de RCP basado en microcontroladores y tecnologías IoT, el cual fue desarrollado en la Universidad Nacional de San Luis (UNSL) en el marco del Proyecto de Extensión de Interés Social (PEIS) N° 03-0223 “Entrenador de RCP educativo de bajo costo”. El equipo interdisciplinario que llevó adelante el proyecto está conformado por estudiantes y profesionales de carreras de Electrónica y de Licenciatura en Enfermería, así como también por personal no docente.

II. Desarrollo

El entrenador fue diseñado con el objetivo de que pueda ser construido por estudiantes del ciclo básico de escuelas secundarias con la guía de sus docentes de Tecnología, con la doble función de que los alumnos aprendan contenidos tecnológicos a la vez que se capacitan en RCP. Para ello se generaron planos, instructivos, tutoriales y otros recursos didácticos sobre el entrenador desarrollado y sobre el aprendizaje de RCP en general. Todo el material se encuentra alojado en un Recurso Educativo Abierto (REA) en la plataforma Moodle del Departamento de Electrónica de la UNSL.

Cabe aclarar que todo el material generado se distribuye bajo licencia Creative Commons Atribución- NoComercial-CompartirIgual 4.0 Internacional (CC BY-NC-SA 4.0), que permite descargar, usar y compartir libremente; modificar y adaptar el contenido; crear obras derivadas; para uso educativo y académico. No permite uso comercial ni distribución sin atribución ni cambiar la licencia en obras derivadas.

El dispositivo consiste en una estructura de bajo costo que simula las características biomecánicas del tórax humano y que se vincula con un sistema electrónico de adquisición y procesamiento de datos, el cual evalúa los parámetros críticos de las compresiones torácicas realizadas por el usuario: frecuencia y profundidad.

Para ayudar al usuario a seguir el ritmo adecuado de las compresiones, la estructura del entrenador incorpora indicadores luminosos que se activan cuando se realiza la primera compresión de la práctica.

El módulo de procesamiento se comunica vía Bluetooth con una aplicación para dispositivos móviles, que le proporciona retroalimentación al usuario sobre la calidad de las maniobras realizadas luego de 30 segundos de práctica.

A continuación se detallan las tres partes del desarrollo: la estructura mecánica, el sistema electrónico y la aplicación para dispositivos móviles.

A. Estructura mecánica

La estructura mecánica del entrenador de RCP simula la caja torácica de una persona y se diseñó contemplando condiciones reales como el tamaño del tórax y la fuerza que debe ejercer el rescatador para lograr la compresión efectiva del pecho de la víctima, por lo que se eligió como material constructivo madera maciza de pino de 16 mm de espesor. Las características principales de la madera seleccionada son su bajo costo, alta resistencia mecánica, durabilidad, facilidad de corte y perforación, así como también su alta disponibilidad en el mercado junto con las herramientas necesarias para trabajarla.

En la Fig. 1 se observa el plano de corte de las distintas partes de madera que componen la estructura. Para ensamblar la estructura de madera se utilizan tornillos, tuercas y arandelas.

La vinculación entre la pieza superior que simula el pecho con la base de la estructura se realiza mediante una varilla roscada, para permitir el movimiento. Finalmente, en la parte frontal de la estructura, se aloja un resorte de compresión. De las características de este resorte dependerá la fiabilidad del modelo para emular las condiciones biomecánicas de una persona. Se sugiere utilizar un resorte de acero de alrededor de 100 mm de longitud en reposo, con un diámetro exterior de 20 mm. Cuando se comprime el resorte aplicando una fuerza cercana a los 50 kgf, su longitud se reduce a la mitad, produciendo así la profundidad requerida en la RCP.

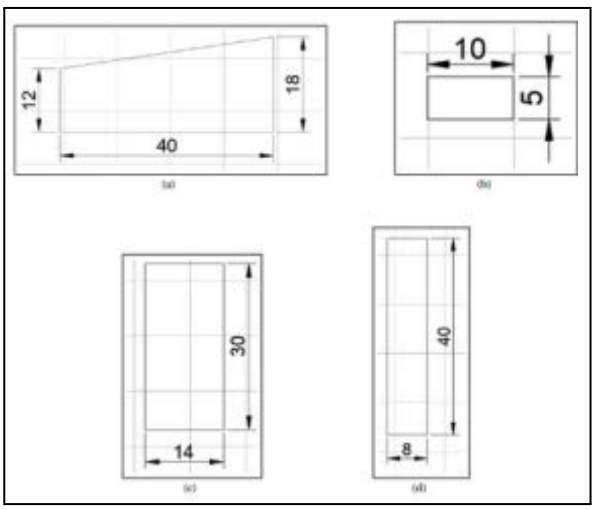


Fig. 1. Plano de la estructura mecánica

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

La calibración se completa ubicando un sensor final de carrera que se fija a la estructura de manera que su palanca sea accionada por la pieza móvil que simula el pecho cuando el resorte se comprime 5 cm al realizar las maniobras. En la Fig. 2 se muestra la estructura del entrenador ya ensamblada.



Fig. 2. Estructura mecánica del entrenador de RCP

Para ayudar al usuario a seguir el ritmo adecuado de las compresiones, la estructura del entrenador incorpora un soporte para cuatro indicadores luminosos en la parte superior del mismo, que se activan cuando se realiza la primera compresión de la práctica.

Con la finalidad de simular la contextura del pecho de la víctima, se puede pegar una capa de goma espuma o material blando sobre la pieza correspondiente. Para darle un aspecto incluso más real, se puede "vestir" el entrenador, colocándole una remera, por ejemplo.

B. Sistema electrónico

La parte electrónica del entrenador de RCP va alojada dentro de la estructura mecánica y consiste en un sistema microcontrolado que realiza el monitoreo constante del estado del sensor final de carrera.

El sistema se implementó sobre tres plataformas basadas en diferentes microcontroladores: Arduino UNO R3 (ATmega328P, microcontrolador de Atmel de 8 bits), ESP32 NodeMCU y Wemos D1 R32 (estas últimas basadas en ESP32, microcontrolador de 32 bits de Espressif), con la finalidad de que las instituciones educativas puedan seleccionar la plataforma según sus recursos disponibles.

La placa también controla el estado de cuatro diodos LED: uno de ellos (color amarillo) parpadea indicando el ritmo ideal de las compresiones, que se estableció en 120 por minuto, es decir dos por segundo. Además, el sistema permitirá visualizar si la frecuencia con la que se realizan las compresiones es correcta (LED color verde) o bien es demasiado lenta o demasiado rápida (diodos LED color rojo).

El sistema incorpora la comunicación vía Bluetooth para establecer un enlace inalámbrico entre el entrenador de RCP y la aplicación para dispositivos móviles. En la implementación con Arduino, se utiliza un módulo externo HC-05 que se conecta mediante la biblioteca SoftwareSerial, configurando los pines 7 y 8 como interfaz de comunicación a 9600 baudios. En el caso de los sistemas implementados en base al microcontrolador ESP32, debido a que este trae integrada la funcionalidad de Bluetooth, se elimina la necesidad de conectar un módulo externo, simplificando el diseño del circuito.

Para la comunicación por Bluetooth, se implementó un protocolo basado en códigos numéricos, a saber:

- Código 4: evaluación de la RCP 'DEFICIENTE'
- Código 5: evaluación de la RCP 'REGULAR'
- Código 6: evaluación de la RCP 'EXCELENTE'
- Código 9: inicio de sesión de entrenamiento

En la Fig. 3 se presenta el esquema del circuito implementado con Arduino UNO, con el módulo Bluetooth HC-05 y los cuatro LED indicadores (lento, bien, rápido y ritmo) con sus respectivas resistencias limitadoras de corriente. Cabe destacar que en la implementación con ESP32, únicamente se requiere la conexión de los LED. En la Fig. 4 se muestra una fotografía de la implementación del sistema con Arduino mientras que en la Fig. 5 se observa una de las pruebas realizadas con ESP32 NodeMCU.

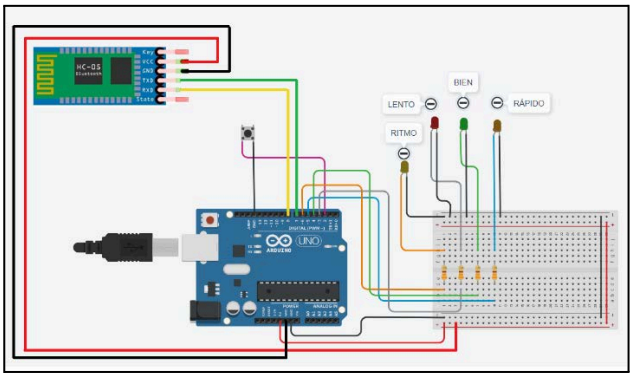


Fig. 3. Circuito del entrenador con placa Arduino UNO



Fig. 4. Fotografía de la implementación con Arduino UNO

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

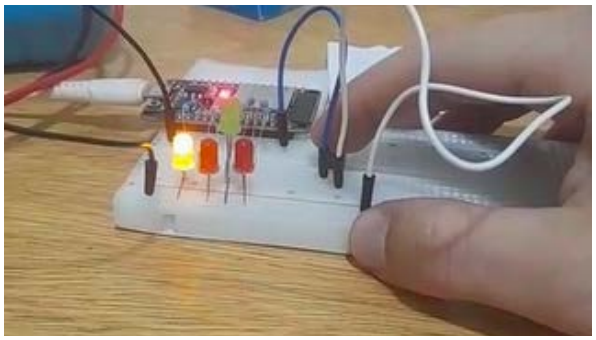


Fig. 5. Prueba con ESP32 NodeMCU

C. *Aplicación para dispositivos móviles*

Se desarrolló una aplicación (app) para dispositivos móviles utilizando la plataforma MIT App Inventor, que se comunica mediante Bluetooth con el microcontrolador del entrenador y le otorga más funciones al sistema. Por ejemplo, la app presenta información teórica multimedia (imágenes y videos) sobre la técnica de RCP. También incluye una trivia para que el usuario pueda comprobar sus conocimientos sobre el tema. Estos recursos están basados en material del Programa "RCP en las escuelas" publicado en la web.

Pero la función más relevante que posee es que, cuando comienza el entrenamiento, la app recibe el código 9 por Bluetooth y reproduce la canción "La Macarena" del grupo Los del Río [9] para que el usuario pueda seguir el ritmo de las compresiones, complementando así la ayuda visual que proporciona el LED de ritmo con esta ayuda sonora. La elección de esta canción no es casual ya que diversos estudios han demostrado que la cadencia de algunas canciones ayuda a lograr la frecuencia adecuada en en las compresiones; incluso la AHA ha creado una lista de reproducción con más de 200 temas musicales que favorecen la realización de RCP, entre los cuales se encuentra la canción seleccionada [10].

Al finalizar el entrenamiento, según el código recibido desde el entrenador, la app muestra un mensaje que le informa al usuario el resultado de la evaluación de calidad de las maniobras realizadas.

- Código 4: "Sigue entrenando para mejorar"
- Código 5: "Lo hiciste bien, pero aún puedes mejorar"
- Código 6: "¡Excelente!"

En la Fig. 6 se muestra un fragmento de la programación en bloques de la app.

En la Fig. 7 se pueden observar capturas de pantalla de la app ejecutándose en un teléfono celular.

Cabe destacar que, antes de comenzar la práctica de RCP, el usuario debe conectar el dispositivo en que se encuentra instalada la app vía Bluetooth a la placa del entrenador. De todas maneras, en caso de no utilizar la app, el entrenador puede ser maniobrado sin inconvenientes teniendo el usuario como referencia la realimentación que brindan los LED.

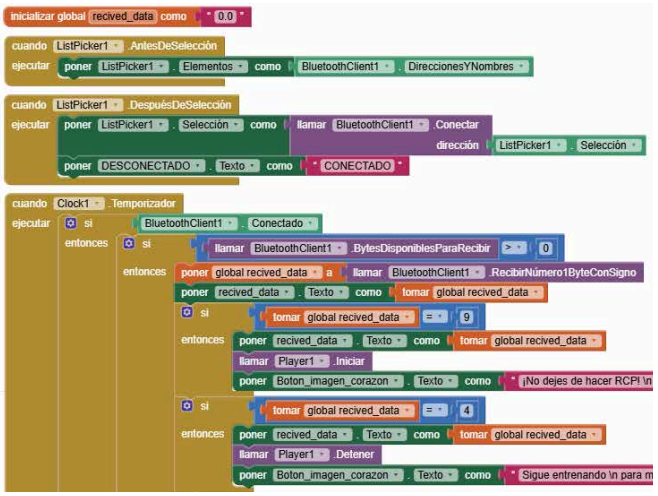


Fig. 6. Fragmento del código de la aplicación en App Inventor



Fig. 7. Capturas de pantalla de la app

III. Descripción del Código del Microcontrolador

A. *Máquina de Estados Finitos (MEF)*

El firmware de los microcontroladores, cada uno con sus variantes, se desarrolló utilizando el framework Arduino basado en lenguaje C/C++. Para verificar el funcionamiento del código, se realizaron simulaciones en la plataforma *online* Wokwi. El código se estructuró en base a una MEF con cuatro estados principales:

- INICIO: estado de espera hasta la detección de la primera compresión realizada por el usuario. El microcontrolador espera un flanco descendente en el puerto de entrada del sensor final de carrera (`estadoBoton=0`) ya que se ha configurado el uso de resistencia de *pull up* interna.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

- PREPARACIÓN: cuenta regresiva de 3 segundos con la activación simultánea de todos los LED y su apagado secuencial (al estilo semáforo de carreras de autos), hasta que únicamente permanece encendido el LED de ritmo, indicando el inicio de la etapa de monitoreo.

- MONITOREO: período de práctica supervisada de 30 segundos de duración, durante el cual el sistema registra y evalúa el desempeño del usuario utilizando la función `millis()` como base temporal de referencia. Cada compresión detectada, con filtrado anti rebote, es analizada mediante el cálculo del intervalo de tiempo que ha transcurrido desde la compresión anterior, clasificándola instantáneamente como lenta (L), bien (B) o rápida (R) según los umbrales establecidos (>600 ms, 500-600 ms, <500 ms respectivamente). El sistema proporciona retroalimentación visual inmediata encendiendo el LED correspondiente y acumula estadísticas de rendimiento que serán procesadas en la siguiente etapa.

- TOTAL: etapa de evaluación estadística, transmisión de datos y cierre de sesión. Una vez completado el período de 30 segundos de entrenamiento, se activa una bandera de envío que desencadena el cálculo de la calidad de las maniobras de RCP mediante el análisis de los contadores L, B y R acumulados. El resultado se transmite inmediatamente a la aplicación móvil vía Bluetooth. Antes de continuar, se realiza el reseteo automático de todas las variables de sesión.

La Fig. 8 muestra el diagrama de burbujas de la MEF.

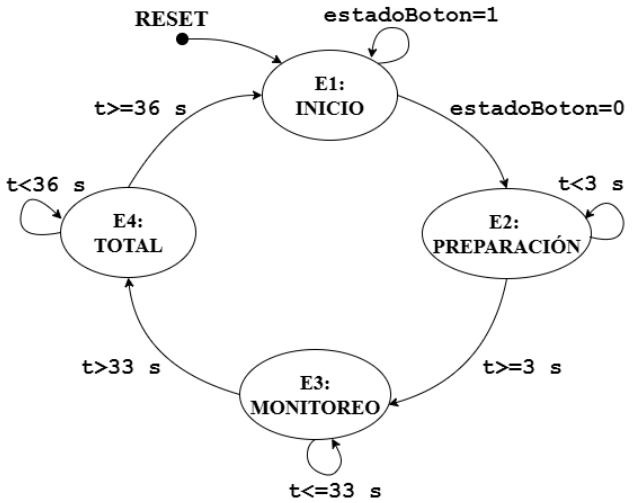


Fig. 8. Diagrama de burbujas de la MEF

B. Sistema de temporización no bloqueante

El firmware del sistema, en las tres plataformas, se basa en programación no bloqueante utilizando la función `millis()` como referencia de tiempo, sin utilizar funciones de retardo como `delay()` que bloquearían la ejecución del programa principal.

Esta arquitectura habilita al microcontrolador para que ejecute múltiples tareas en cada iteración del bucle principal, posibilitando que el sistema mantenga el parpadeo del LED de ritmo, detecte las compresiones a través del sensor fin de carrera, calcule intervalos temporales, actualice el estado de los LED de realimentación y gestione la comunicación Bluetooth de manera aparentemente concurrente.

La Fig. 9 muestra un fragmento del código mencionado, en el que se calcula el tiempo transcurrido entre dos compresiones y se almacena en la variable `delta`.

```
unsigned long tiempoActual = 0;
unsigned long tiempoAnterior = 0;
unsigned long delta = 0;
unsigned long reloj = 0;

// En el loop principal
tiempoActual = millis();
delta = tiempoActual - tiempoAnterior;
```

Fig. 9. Cálculo del tiempo transcurrido entre dos compresiones

C. Algoritmo de detección de compresión y filtrado anti rebote

El sistema implementa un filtro anti rebote de 50 ms para eliminar las lecturas espurias del pulsador causadas por las oscilaciones mecánicas del contacto del sensor fin de carrera. El algoritmo detecta únicamente los flancos descendentes válidos, calculando el intervalo temporal entre compresiones consecutivas (ver código de la Fig. 10).

```
#define controlRebote 50
unsigned long ultimaLectura = 0;

if((tiempoActual - ultimaLectura) > controlRebote)
{
  if((estadoBoton == LOW) && (estadoAnteriorBoton == HIGH))
  {
    ultimaLectura = tiempoActual;
    delta = tiempoActual - tiempoAnterior;
    tiempoAnterior = tiempoActual;
    bandera = 1;
  }
}
```

Fig. 10. Detección de compresión y filtrado anti rebote

D. Clasificación de compresiones

Como se mencionó anteriormente, la clasificación de las compresiones se basa en el análisis del intervalo temporal entre las mismas, estableciendo tres categorías según las recomendaciones de la AHA: LENTO (intervalo >600 ms entre compresiones, lo que significa que el ritmo es <100 compresiones por minuto), BIEN (intervalo entre 500 y

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

600 ms, ritmo adecuado), y RÁPIDO (intervalo <500 ms, lo que implica compresiones con ritmo >120 por minuto).

Este bloque de código se muestra en la Fig. 11.

```
if (delta > 600 && bandera == 1)
{
  LENTO();
  bandera = 0;
}
else if ((delta >= 500 && delta <= 600) && bandera == 1)
{
  BIEN();
  bandera = 0;
}
else if (delta < 500 && bandera == 1)
{
  RAPIDO();
  bandera = 0;
}
```

Fig. 11. Clasificación de compresiones

E. Sistema de retroalimentación visual mediante LED

Cada compresión genera retroalimentación visual inmediata mediante la activación selectiva del LED correspondiente (LENTO, BIEN o RÁPIDO) durante un lapso de 150 ms, proporcionando al usuario información instantánea sobre la calidad de su técnica.

En la Fig. 12 se muestra a modo de ejemplo este procedimiento cuando la última compresión se ha realizado con el ritmo correcto. Se observa también el incremento del contador de las maniobras de este tipo que luego servirá para realizar la evaluación general de las maniobras de RCP.

```
void BIEN()
{
  digitalWrite(ledLento, LOW);
  digitalWrite(ledBien, HIGH);
  digitalWrite(ledRapido, LOW);
  B += 1;
}

// Control de duración del LED
if (millis() > (tiempoAnterior + 150))
{
  APAGARLEDS();
}
```

Fig. 12. Comando de los LED de retroalimentación visual

F. Algoritmo de evaluación final

El sistema calcula un puntaje basado en el porcentaje de compresiones efectivas sobre un total esperado de 55 compresiones en 30 segundos, correspondiente a una frecuencia de 110 compresiones por minuto, es decir en medio del rango recomendado. Por recomendación de los profesionales de Enfermería, se consideran correctas las maniobras realizadas y sumadas por los contadores B y R ya que ambas contribuyen a la función que se espera lograr con la RCP. El algoritmo de evaluación se observa en la Fig. 13.

```
int CALCULO()
{
  int resultado;
  if ((((B + R) / 55.0) * 100.0) >= 80.0)
  {
    resultado = 6; // Excelente
  }
  else if (((((B + R) / 55.0) * 100) < 80.0) && ((((B + R) / 55.0) * 100.0) >= 60.0))
  {
    resultado = 5; // Regular
  }
  else
  {
    resultado = 4; // Deficiente
  }
  return(resultado);
}
```

Fig. 13. Algoritmo de evaluación final de las maniobras de RCP

G. Envío de códigos por Bluetooth

Según el resultado de las maniobras, el sistema le envía a la app el código correspondiente por Bluetooth, como se muestra a continuación en la Fig. 14.

```
// En el estado TOTAL
resultado = CALCULO();
if (resultado == 6)
{
  Excelente();
}
else if (resultado == 5)
{
  REGULAR();
}
else
{
  MAL();
}

void Excelente()
{
  bluetooth.write(6);
}
```

Fig. 14. Envío de códigos de evaluación por Bluetooth

IV. Resultados

Al finalizar el diseño del entrenador, se solicitó a profesionales del Departamento de Enfermería de la UNSL, con formación y trayectoria en el dictado de capacitaciones de RCP y trabajo en emergentología, que realizaran pruebas sobre el prototipo para validar el modelo. En esta instancia obtuvimos devoluciones positivas.

Posteriormente se presentó el entrenador en algunas exposiciones tecnológicas y en muestras de carreras de la universidad. En estos eventos, el prototipo fue utilizado por gran cantidad de personas de la comunidad en general, quienes manifestaron su interés por el proyecto, destacando la necesidad de estar entrenados para poder salvar una vida llegado el caso. El prototipo funcionó correctamente durante las exposiciones aunque en una ocasión, luego de más de una jornada de funcionamiento continuo, la batería que alimentaba la placa se agotó. Analizando el consumo y el funcionamiento del dispositivo, se colocó luego un

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

interruptor para poder desconectar fácilmente la alimentación de la placa cuando no se estuviera utilizando el entrenador.

También se realizaron ensayos en algunas escuelas de la ciudad de San Luis, con la participación de estudiantes y docentes de nivel secundario. Las actividades consistieron en talleres que incluyeron capacitación en RCP, construcción del entrenador con la guía del equipo extensionista por parte de estudiantes y sus docentes, que luego realizaron entrenamientos de RCP sobre el prototipo ensamblado por ellos mismos. En estos talleres se terminó de definir la elección de la canción "La Macarena", ya que fue el tema que todos conocían, a diferencia de otras canciones más antiguas que se encuentran en la *playlist*.

La devolución de los estudiantes y de los docentes sobre las actividades realizadas durante los talleres fueron también muy positivas.

En las Fig. 15 y 16 se observan fotografías tomadas durante la realización de estos encuentros.

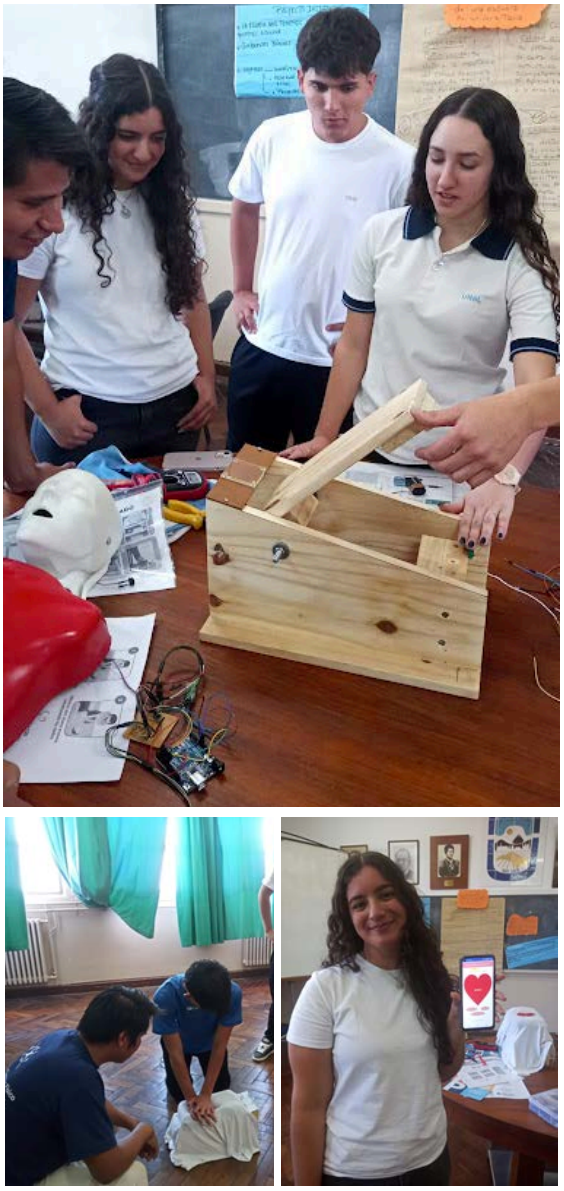


Fig. 15. Taller de construcción y prueba del entrenador de RCP en la Escuela Normal Juan Pascual Pringles



Fig. 16. Taller de construcción y prueba del entrenador de RCP en el Instituto San Marcos

V. Conclusiones

El entrenador de RCP diseñado cumple con los objetivos en base a los cuales se ideó: pudo ser construido por estudiantes de nivel medio, el modelo resultó funcional y, además, pudo ser implementado sobre tres plataformas basadas en diferentes microcontroladores (ATmega328P y ESP32), demostrando la escalabilidad del diseño desde arquitecturas de 8 bits hasta sistemas de 32 bits, permitiendo que las instituciones educativas seleccionen la plataforma según sus recursos disponibles.

Esta solución de bajo costo representa una alternativa accesible a los simuladores comerciales, permitiendo el cumplimiento de la obligatoriedad de la enseñanza de RCP en las instituciones educativas, además de agregar el componente del aprendizaje tecnológico por el hecho de que los estudiantes fueron capaces de construir ellos mismos el prototipo. Esto facilita el entrenamiento continuo y retroalimentado en técnicas de soporte vital básico como lo es la RCP solo con las manos.

Este proyecto refuerza la articulación entre los niveles educativos universitario y secundario, y propicia que los adolescentes se acerquen de manera temprana a carreras

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

vinculadas con la Ciencia, la Tecnología, la Ingeniería y la Matemática (STEM, por sus siglas en inglés) y que puedan elegirlas a futuro, lo cual es muy importante para el desarrollo científico y tecnológico de nuestro país.

Referencias

[1] American Heart Association, "CPR Guide: Hands-Only CPR vs. CPR with breaths". Consultado el 5/7/2025 en: https://cpr.heart.org/en/cpr-courses-and-kits/hands-only-cpr/hands-only-cpr-resources

[2] Dirección de Estadísticas e Información en Salud (DEIS), Ministerio de Salud de la República Argentina, "Estadísticas Vitales. Información Básica Argentina - Año 2023," Serie 5, N° 67, Buenos Aires, dic. 2024, ISSN: 1668-9054. Consultado el 9/9/2025 en: https://www.argentina.gob.ar/sites/default/files/serie_5_nro_67_anuario_vitales_2023-version_final.pdf

[3] Campaña RCP (Reanimación Cardio Pulmonar) en las escuelas. Folleto educativo. Consultado el 10/8/2025 en https://www.argentina.gob.ar/educacion/rcpescuelas

[4] Geddes, L.A., Boland, M.K., Taleyarkhan, P.R. et al. Chest Compression Force of Trained and Untrained CPR Rescuers. Cardiovasc Eng 7, 47–50 (2007). https://doi.org/10.1007/s10558-007-9029-5

[5] Ley 26.835 "Ley de promoción y capacitación en las técnicas de reanimación cardiopulmonar básicas". Consultado el 13/12/2024 en: https://servicios.infoleg.gob.ar/infolegInternet/anexos/205000-209999/207654/norma.htm

[6] Yeung J, Meeks R, Edelson D, Gao F, Soar J, Perkins GD. The use of CPR feedback/prompt devices during training and CPR performance: A systematic review. Resuscitation. 2009 Jul;80(7):743-51. doi: 10.1016/j.resuscitation.2009.04.012. Epub 2009 May 28. PMID: 19477574.

[7] American Heart Association, "Aspectos destacados de las Guías de la AHA del 2020". Consultado el 1/7/2025 en: https://cpr.heart.org/-/media/CPR-Files/CPR-Guidelines-Files/Highlights/Hghlghts_2020ECCGuidelines_Spanish.pdf?sc_lang=en

[8] Ismael Martínez Villegas et al, "Metodología didáctica para la enseñanza de reanimación cardiopulmonar en edad infantil", Medicina General y de Familia Volume 4, Issue 2, April–June 2015, páginas 43-46.

[9] Grupo Los del Río, "La Macarena", Álbum Alegría y Cosa Buena, 2001.

[10] American Heart Association, "Don't Drop The Beat", playlist en Spotify. Consultado el 17/4/2025 en: https://open.spotify.com/playlist/2mU2FNAhSOtQwW0hBgQMaK

[11] Datasheet Arduino UNO R3. Consultado el 15/3/2024 en: https://docs.arduino.cc/resources/datasheets/A000066-datasheet.pdf

[12] Espressif Systems, ESP32 datasheet, 2024. Consultado el 1/4/2025 en: https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32_datasheet_en.pdf

[13] MIT, App Inventor Tutorials. Consultado el 18/5/2024 en: https://appinventor.mit.edu/explore/ai2/tutorials

Eje Temático

Aplicaciones en Conectividad y Comunicaciones



AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Automatización de pruebas en dispositivos OpenWrt y LibreMesh mediante Labgrid y Pytest

Javier Alejandro Jorge
Instituto Nacional de Tecnología Industrial
Córdoba, Argentina
jjorge@inti.gob.ar

Victor Spehar
Sorbonne University
Paris, France
vgdspehar@gmail.com

Franco Riba
Universidad Nacional de Córdoba
Córdoba, Argentina
franco.riba@mi.unc.edu.ar

***Abstract*—La implementación de frameworks de pruebas unitarias en sistemas embebidos y microcontroladores es crucial para garantizar la calidad del software en entornos con recursos limitados y hardware heterogéneo. Este trabajo presenta un caso particular de dicha aplicación, centrado en OpenWrt y LibreMesh, sistemas operativos ampliamente utilizados en routers y dispositivos embebidos. Dado el creciente número de plataformas soportadas, mantener una base de pruebas robusta, reproducible y automatizada se vuelve fundamental. Para abordar este desafío, se introduce *openwrt-tests*, un framework de pruebas basado en Pytest y Labgrid que permite ejecutar pruebas tanto en dispositivos reales como en entornos emulados mediante QEMU. La solución propuesta facilita la escritura y ejecución de pruebas sobre hardware heterogéneo utilizando una interfaz uniforme, incluyendo el acceso vía consola serial. Se detallan las características del framework, ejemplos de uso y resultados preliminares de su aplicación en distintos targets de OpenWrt y LibreMesh, demostrando su efectividad en la mejora de la calidad del software en este dominio específico.**

***Index Terms*—OpenWrt, LibreMesh, testing, Labgrid, Pytest, emulación, QEMU, automatización, routers.**

I. Introducción

OpenWrt es una distribución GNU/Linux especializada en dispositivos de red embebidos. Gracias a su arquitectura modular y su fuerte comunidad, soporta una enorme variedad de dispositivos con diferentes arquitecturas, interfaces de red y características específicas. LibreMesh, por su parte, es una meta-distribución basada en OpenWrt que facilita la creación de redes comunitarias inalámbricas de malla de forma automática y descentralizada.

Este crecimiento también conlleva un desafío: ¿cómo garantizar que una nueva funcionalidad o cambio no rompa la compatibilidad en uno o varios dispositivos, especialmente en entornos comunitarios complejos como los que utiliza LibreMesh?

Si bien ambos proyectos cuentan con procesos de integración continua, muchas de las pruebas de funcionalidad todavía requieren interacción manual, especialmente cuando se trabaja con hardware real. Este proceso puede volverse lento, propenso a errores y difícil de reproducir.

En el caso de LibreMesh, se disponía de un framework de pruebas muy completo, pero con una limitación importante: no era posible realizar pruebas con hardware Wi-Fi simulado. Para superar este obstáculo, se incorporó el uso de QEMU junto con una instancia de máquina virtual denominada *HardwareSim*, capaz de emular dispositivos con capacidades inalámbricas utilizando el módulo del kernel `kmod-mac80211-hwsim`. Este entorno permite ejecutar pruebas de conectividad Wi-Fi entre múltiples nodos virtuales. Para gestionar y simular la interacción entre esos nodos, se emplea también el proyecto `vwifi` [1], disponible en: https://github.com/Raizo62/vwifi. Finalmente, el framework también contempla pruebas sobre hardware físico, lo cual permite validar comportamientos en condiciones reales.

En este trabajo se presenta *openwrt-tests*, un framework diseñado para automatizar pruebas sobre dispositivos OpenWrt y LibreMesh, tanto físicos como virtuales, utilizando herramientas modernas como Labgrid y Pytest. El objetivo es simplificar el desarrollo de pruebas reutilizables y portables que permitan verificar funcionalidades a través de una interfaz serial o SSH, según las capacidades del dispositivo.

El enfoque propuesto apunta a facilitar el trabajo de desarrolladores, testers y comunidades técnicas, promoviendo prácticas reproducibles y automatizadas que se integren fácilmente a flujos de trabajo ya existentes. **Este framework representa un paso significativo hacia la mejora de la calidad y estabilidad de OpenWrt y LibreMesh, especialmente en escenarios de hardware heterogéneo.**

II. Desafíos del Testing en Sistemas Embebidos

La validación de software en dispositivos embebidos como routers con OpenWrt o LibreMesh presenta múltiples retos técnicos y metodológicos debido a la interacción estrecha entre hardware y software. A continuación se enumeran los principales desafíos identificados en esta área:

A. Dependencia del Hardware y Acceso Limitado

El testing funcional requiere el acceso a hardware real, el cual muchas veces es limitado. Esto dificulta la validación sistemática y obliga a depender de entornos de emulación, que no siempre reflejan completamente el comportamiento del hardware.

B. Pruebas Hardware-agnósticas

OpenWrt y LibreMesh soportan múltiples arquitecturas. Validar comportamientos consistentes entre plataformas requiere abstracciones complejas o simulaciones que consumen tiempo y recursos.

Este trabajo fue apoyado por google summer of code y Libremesh.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

C. Amplia Superficie de Ataque

En sistemas embebidos con C/C++, problemas como desbordamientos de buffer, corrupción de memoria y ejecución de código arbitrario son comunes. Herramientas como fuzzers dinámicos o análisis estático deben combinarse para mitigar estos riesgos.

D. Testing "Shift-Left" e Integración con CI/CD

A pesar de que identificar errores temprano es fundamental, integrar herramientas de prueba en etapas iniciales del desarrollo puede ser complejo, especialmente si se requiere soporte para múltiples targets físicos.

E. Seguridad vs Seguridad Funcional

Los dispositivos embebidos suelen operar en entornos críticos. Las pruebas deben considerar tanto la seguridad frente a ataques (seguridad informática) como la robustez ante fallas operativas (seguridad funcional).

F. Testing Manual y Regresiones

El mantenimiento de pruebas de regresıon suele hacerse manualmente, lo cual es costoso y propenso a omisiones. Automatizar este proceso sigue siendo un reto en sistemas con recursos limitados.

G. Limitaciones de Tiempo y Recursos

En muchos casos, los proyectos embebidos tienen cronogramas ajustados o hardware escaso. Esto reduce el alcance de pruebas que se pueden ejecutar, aumentando el riesgo de fallos en producción.

III. Trabajo Relacionado

La automatización de pruebas en redes inalámbricas ha sido abordada en múltiples investigaciones. Por ejemplo, frameworks como ns-3 [2] y Mininet-WiFi [3] permiten la emulación de topologías inalámbricas y el análisis de rendimiento en redes simuladas. Sin embargo, estos entornos no contemplan la ejecución directa de imágenes OpenWrt ni el uso de hardware real.

En [4], se propone un entorno de pruebas para routers basado en prácticas reproducibles, aunque centrado en topologías cableadas y sin soporte para Wi-Fi simulado. Herramientas como testbed PlanetLab [5] y Emulab [6] ofrecen entornos distribuidos para experimentación, pero su enfoque es más académico y no están específicamente diseñadas para sistemas embebidos como OpenWrt o LibreMesh.

Por otro lado, herramientas comerciales como IXIA o Spirent permiten pruebas de estrés y validación de protocolos en routers, pero requieren licencias costosas y equipamiento dedicado, lo que dificulta su adopción en comunidades o entornos de desarrollo abiertos.

En contraste, *openwrt-tests* se centra en un enfoque accesible y modular para pruebas de sistemas embebidos reales y virtuales. Su uso de Labgrid permite control de dispositivos a través de interfaces seriales, mientras que la integración con QEMU y `mac80211-hwsim` habilita escenarios de red inalámbrica reproducibles con múltiples nodos.

Una de las características distintivas del enfoque presentado en este trabajo es que todo el ecosistema de herramientas utilizadas —incluyendo OpenWrt, LibreMesh, Labgrid, Pytest, QEMU, mac80211-hwsim y vwifi— está basado completamente en software libre y además es gratuito. Esta accesibilidad no sólo permite una adopción sin barreras económicas, sino que también fomenta la colaboración, auditabilidad y mejora continua por parte de la comunidad.

IV. Arquitectura del Framework

A. Buenas Prácticas para el Testing de Sistemas Embebidos

La experiencia con *openwrt-tests* ha permitido identificar un conjunto de buenas prácticas que contribuyen a mejorar la calidad y efectividad de las pruebas en entornos embebidos:

- **Adoptar pruebas desde el inicio (Shift-Left)**: Integrar pruebas automatizadas lo antes posible en el ciclo de desarrollo para detectar fallos tempranamente.
- **Combinar emulación y hardware real**: Utilizar entornos emulados para pruebas rápidas y repetibles, pero siempre validar en dispositivos reales antes del despliegue.
- **Utilizar herramientas reproducibles**: Usar frameworks como Pytest, Labgrid y QEMU permite definir escenarios consistentes que se pueden versionar y compartir.
- **Aplicar técnicas de fuzzing**: Para mejorar la cobertura de pruebas, especialmente en validación de entradas no esperadas o condiciones límite.
- **Aislar dependencias de hardware**: Abstraer el acceso al hardware permite diseñar pruebas más portables y reducir los costos de mantenimiento.
- **Automatizar pruebas de regresión**: Ejecutar regresiones de forma continua para evitar la reintroducción de fallos previamente corregidos.
- **Monitorear métricas de cobertura y fallos**: Evaluar continuamente qué partes del sistema están siendo testeadas y cuáles no.

Estas prácticas se alinean con los principios de calidad del software y ayudan a construir soluciones más robustas en proyectos comunitarios, donde la disponibilidad de recursos y la diversidad del hardware son constantes.

La arquitectura del framework propuesto se basa en el modelo de control de dispositivos provisto por Labgrid. El sistema se divide en dos etapas principales: una fase de pruebas con hardware simulado y una fase con hardware físico real.

B. Visión general

El framework está compuesto por una estación de control (host) que orquesta las pruebas y múltiples nodos destino (targets), que pueden ser máquinas virtuales o dispositivos físicos. Labgrid proporciona la abstracción para interactuar con los targets a través de interfaces como consola serial, SSH o incluso GPIO. La Figura 1 ilustra la disposición general de estos componentes y sus interacciones.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

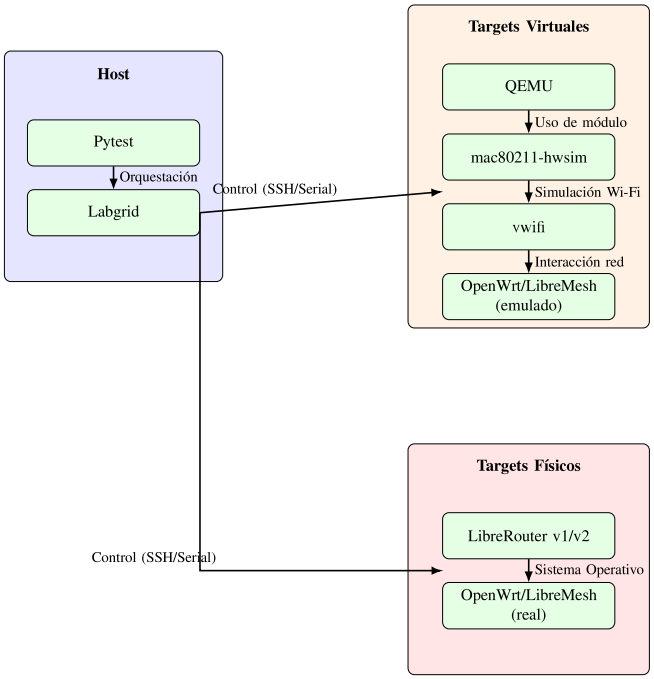


Fig. 1. Diagrama de arquitectura del framework de pruebas. Muestra la estación de control (host) interactuando con targets virtuales (QEMU/HardwareSim) y físicos (routers OpenWrt/LibreMesh) a través de Labgrid.

C. Componentes de hardware

En la etapa de pruebas virtuales se utilizan instancias QEMU configuradas con `kmod-mac80211-hwsim` para simular dispositivos con radios Wi-Fi. La herramienta `vwifi` permite crear topologías virtuales dinámicas entre los nodos. En la segunda etapa, se integran routers reales con OpenWrt o LibreMesh instalados, conectados al host de pruebas mediante consola serial y red Ethernet. La inclusión de hardware real es crucial para validar el comportamiento del software en condiciones operativas auténticas, donde factores como las características específicas de los controladores, el rendimiento real de la radio y el consumo de energía pueden diferir de los entornos emulados.

D. Componentes de software

El sistema está construido principalmente en Python y utiliza los siguientes componentes clave:

- **Labgrid**: para el control unificado de dispositivos y manejo de recursos, permitiendo la interacción con targets físicos y virtuales a través de diversas interfaces.
- **Pytest**: para la definición modular y ejecución eficiente de los casos de prueba, aprovechando su extensibilidad y sistema de *fixtures*.
- **QEMU**: para la emulación precisa de arquitecturas de hardware, indispensable para las pruebas virtuales de OpenWrt/LibreMesh.
- **vwifi**: para la creación y gestión de topologías inalámbricas virtuales complejas, simulando escenarios multi-nodo con Wi-Fi.

La comunicación entre módulos se realiza a través de archivos de configuración YAML, que definen los targets y sus propiedades, y comandos por consola para la orquestación de Labgrid y Pytest. Esto garantiza simplicidad, portabilidad y una fácil integración en sistemas de integración continua.

E. Flujo de trabajo

El flujo de una prueba típica incluye los siguientes pasos:

1) **Preparación del entorno**: Se inicia la instancia QEMU con la imagen deseada de OpenWrt/LibreMesh o se asegura que el router físico esté conectado y en un estado inicial conocido y accesible.
2) **Despliegue de firmware**: Si es necesario, se carga la imagen de OpenWrt/LibreMesh en el dispositivo bajo prueba a través de Labgrid, utilizando métodos apropiados para cada target (ej., TFTP, flash serial).
3) **Ejecución de scripts de prueba Pytest**: Los tests definidos en Pytest se ejecutan, interactuando con el target (vía consola serial o SSH) para configurar el dispositivo, ejecutar comandos específicos y validar el comportamiento esperado mediante aserciones.
4) **Recolección y análisis de resultados**: Se generan reportes automáticos de éxito/falla para cada caso de prueba, y opcionalmente, logs detallados de la interacción con el dispositivo para facilitar la depuración en caso de errores.

V. Implementación

La implementación del framework se llevó a cabo utilizando diversos entornos y dispositivos, tanto virtuales como físicos. En particular, se emplearon:

- **LibreRouter v1**: un router comunitario diseñado específicamente para redes descentralizadas, basado en OpenWrt. Este modelo sirvió como plataforma estable de referencia para validar funcionalidades existentes.
- **LibreRouter v2**: una evolución del modelo anterior, aún en desarrollo al momento de la redacción de este trabajo, que permitió probar nuevas capacidades y asegurar la compatibilidad hacia adelante.
- **QEMU**: para emular dispositivos en las etapas iniciales de prueba, utilizando arquitecturas como ‘mipsel‘ y ‘armhf‘ para cubrir una amplia gama de targets.

Las pruebas realizadas se centraron en tres funcionalidades clave del sistema LibreMesh:

- **La gestión de interfaces Ethernet**: Se verificó la configuración automática de VLANs y la asignación correcta de IPs estáticas o dinámicas en los puertos Ethernet del router. Por ejemplo, se probó que un dispositivo conectado a un puerto específico recibiera una IP del rango esperado y pudiera acceder a la red mallada.
- **La asociación de dispositivos a redes Wi-Fi simuladas y reales**: Se probaron escenarios donde múltiples nodos

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

(emulados o reales) se asocian a una red malla, midiendo el tiempo de conexión y la estabilidad de la interconexión. Esto incluyó la verificación de la correcta autenticación y el establecimiento de enlaces inalámbricos.
- **La entrega de direcciones IP mediante el protocolo DHCP utilizando `odhcpd`**: Se validó la capacidad del router de actuar como servidor DHCP, asignando direcciones IP a clientes virtuales y físicos, incluyendo pruebas de renovación y expiración de leases para asegurar un funcionamiento robusto en entornos dinámicos.

Se desarrollaron múltiples scripts de prueba utilizando Pytest, organizados por funcionalidad y por target, que ejecutan comandos en los dispositivos bajo prueba, monitorean su salida y validan comportamientos esperados. Las *fixtures* de Pytest fueron clave para abstraer la interacción con Labgrid, permitiendo que los tests se escribieran de forma genérica sin preocuparse por si el target era físico o emulado. Se adaptaron configuraciones de Labgrid para incorporar tanto los targets emulados como los físicos, y se emplearon los drivers de Labgrid existentes para la interacción serial y SSH, garantizando una transición fluida entre ambos entornos. El repositorio ‘openwrt-tests‘ se estructuró para facilitar la adición de nuevos tests y targets, promoviendo la colaboración.

VI. Resultados Preliminares

La aplicación del framework *openwrt-tests* en los entornos descritos permitió obtener resultados preliminares que demuestran su efectividad y potencial. Se ejecutaron un total de 25 pruebas automatizadas, distribuidas entre los targets emulados en QEMU y los dispositivos LibreRouter v1 y v2.

En las pruebas realizadas sobre QEMU con `kmod-mac80211-hwsim`, se logró una alta tasa de éxito, lo que confirma la validez del entorno emulado para la detección temprana de regresiones lógicas y de configuración. Sin embargo, al extender las pruebas a hardware físico, se identificaron comportamientos que no eran replicables en la emulación, principalmente relacionados con la estabilidad de las interfaces Wi-Fi bajo carga y la gestión de energía en el hardware real.

La Tabla I presenta un resumen de los resultados observados para un subconjunto de pruebas de conectividad Wi-Fi y DHCP.

TABLE I
Resultados Preliminares de Pruebas Seleccionadas

Escenario de Prueba	Total Tests	Tests Aprobados
Asociación Wi-Fi QEMU (2 nodos)	5	5
Asociación Wi-Fi QEMU (5 nodos)	5	5
Asociación Wi-Fi LibreRouter v1	5	4
Asociación Wi-Fi LibreRouter v2	5	3
DHCP en QEMU	3	3
DHCP en LibreRouter v1	2	2

Los fallos en las pruebas de asociación Wi-Fi en entornos emulados con 5 nodos se debieron a limitaciones de recursos de la máquina host, mientras que en LibreRouter v1 y v2, los fallos se vincularon a problemas de estabilidad del driver Wi-Fi en versiones específicas del firmware, los cuales no se manifestaban en QEMU. Esto subraya la importancia de un enfoque híbrido que combine la rapidez de la emulación con la fidelidad de las pruebas en hardware real. El framework demostró ser robusto, con fallos atribuidos a los dispositivos bajo prueba y no a la propia infraestructura de testing.

VII. Conclusiones y Trabajo Futuro

A. Conclusiones

Este trabajo ha presentado *openwrt-tests*, un framework de pruebas robusto y flexible para la automatización de tests en dispositivos OpenWrt y LibreMesh, tanto físicos como emulados. Se ha demostrado que la combinación de Labgrid y Pytest proporciona una solución potente y accesible para la verificación de funcionalidades clave en routers embebidos. Las principales contribuciones de este trabajo incluyen la capacidad de ejecutar pruebas sobre hardware heterogéneo con una interfaz unificada, la integración de entornos de emulación Wi-Fi complejos mediante QEMU y `mac80211-hwsim`, y el uso exclusivo de software libre para todo el ecosistema de pruebas. Este enfoque no solo mejora la calidad y estabilidad del software en OpenWrt y LibreMesh al permitir la detección temprana de regresiones y errores específicos de hardware, sino que también reduce significativamente el tiempo y el esfuerzo requeridos para las pruebas, acelerando los ciclos de desarrollo y fomentando prácticas reproducibles en la comunidad.

B. Trabajos Futuros

Para continuar el desarrollo de *openwrt-tests*, se plantean las siguientes líneas de trabajo futuro:
- **Expansión de la cobertura de pruebas**: Desarrollar un conjunto más amplio de tests que cubran funcionalidades adicionales de OpenWrt y LibreMesh, como el enrutamiento dinámico, el firewall, y la gestión de servicios.
- **Integración con CI/CD**: Formalizar la integración del framework en los pipelines de integración continua de OpenWrt y LibreMesh para automatizar la ejecución de pruebas en cada cambio de código.
- **Mejora del rendimiento de la emulación**: Investigar optimizaciones en la configuración de QEMU o la posibilidad de integrar otras herramientas de virtualización para acelerar la ejecución de pruebas emuladas.
- **Soporte para más dispositivos**: Añadir configuraciones y drivers específicos en Labgrid para ampliar la compatibilidad con una mayor variedad de modelos de routers OpenWrt.
- **Pruebas de rendimiento y estrés**: Incorporar herramientas para medir métricas de rendimiento (latencia, throughput) y ejecutar pruebas de estrés para evaluar la robustez de los dispositivos bajo carga.
- **Análisis de cobertura de código**: Implementar mecanismos para evaluar la cobertura de código de Open-

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Wrt/LibreMesh alcanzada por las pruebas, identificando áreas que requieren mayor atención.

- **Generación de reportes avanzados**: Mejorar las capacidades de reporte del framework, incluyendo visualizaciones interactivas y métricas detalladas para facilitar el análisis de resultados.

REFERENCES

[1] Raizo62. vwifi: Virtual Wifi for QEMU. https://github.com/Raizo62/vwifi
[2] ns-3 Network Simulator. https://www.nsnam.org/
[3] Mininet-WiFi: A Network Emulator for Software-Defined Wireless Networks. https://mininet-wifi.github.io/
[4] J. R. M. P. et al., "Practran: A reproducible test environment for routers," in *2019 IEEE 4th International Conference on Software Defined Systems (SDS)*, 2019, pp. 1-6.
[5] PlanetLab: A Global Research Network. https://www.planet-lab.org/
[6] Emulab: A Network Testbed. https://www.emulab.net/

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

El impacto de la blockchain en la salud humana: una revisión

Pablo Fernández-Alcántara
Departamento de Tecnología Electrónica
Universidad de Sevilla
Sevilla, España
pablo.fdz.alc98@gmail.com

Clara Lebrato-Vázquez
Departamento de Tecnología Electrónica
Universidad de Sevilla
Sevilla, España
clebrato@us.es

Noelia Navarro-Moreno
Departamento de Tecnología Electrónica
Universidad de Sevilla
Sevilla, España
nnavarro1@us.es

Manuel Merino-Monge
Departamento de Tecnología Electrónica
Universidad de Sevilla
Sevilla, España
manmermon@dte.us.es

Juan A. Castro-García
Departamento de Tecnología Electrónica
Universidad de Sevilla
Sevilla, España
jacastro@us.es

***Abstract*—La tecnología *blockchain* surge como una herramienta prometedora para abordar los desafíos críticos del sector sanitario, especialmente tras la pandemia de COVID-19, que demostró la necesidad de sistemas más robustos, transparentes y seguros. Esta *scoping review* analiza el impacto de la *blockchain* en la salud humana en busca tanto de patrones como vacíos en el contenido disponible. Se realiza un análisis de literatura que abarca desde la aplicación directa de la *blockchain* hasta las propuestas que la relacionan con otras tecnologías emergentes. Además de recopilar información sobre los ámbitos tratados, se busca poner en común las potenciales aportaciones de la tecnología y las barreras encontradas a la hora de poner en práctica las propuestas.**

Palabras clave*— *Blockchain, sistema sanitario, COVID-19, seguridad de datos, IoT médico, impacto ambiental, salud humana.

I. Introducción

En 2020, el sector sanitario mundial se vio golpeado por la pandemia de COVID-19. El volumen de pacientes afectados unido a la interrupción de cadenas de suministros, falta de coordinación entre instituciones, entre otros colapsó los sistemas sanitarios de países enteros. Esta situación dejó clara la necesidad de mejorar el sistema sanitario, optimizarlo y hacerlo más robusto aprovechando nuevas tecnologías como la *blockchain* para mejorar su transparencia y seguridad [1].

El objetivo de esta *scoping review* es unificar la información disponible del panorama actual acerca del papel de la *blockchain* en el sistema sanitario aprovechando el interés que ha despertado la tecnología en los últimos años. Se busca hacer un análisis comprensivo de la literatura existente acerca de la *blockchain*. Nuestro propósito es identificar las áreas más prometedoras donde aplicarla además de los posibles vacíos temáticos, evaluar las aportaciones que puede hacer la *blockchain* a la hora de aplicarse a sistemas y tecnologías existentes y unificar los desafíos emergentes y consecuencias no intencionadas. Además, se analizarán las consecuencias directas del uso extendido de la *blockchain* en la salud humana. Para lograr estos objetivos, hemos planteado una pregunta de investigación o *research question* (RQ1): ¿Cuál es el impacto de la *blockchain* en la salud humana?

La *blockchain* es un sistema de contabilidad digital *Peer to Peer* (P2P) distribuido, su función principal consiste en almacenar los datos de las diferentes transacciones que se realizan en la red en forma de bloques y unir estos bloques entre ellos mediante un proceso criptográfico. Los principios fundamentales de la blockchain son inmutabilidad, descentralización y consenso. La inmutabilidad implica que ni la cadena ni los datos que almacena pueden ser modificados o editados. El mecanismo para asegurar la inmutabilidad se aplica durante la creación del bloque: además de los datos del bloque se crea un identificador único mediante un proceso de cifrado llamado *hashing* [3], este proceso usa un algoritmo llamado función *hash* que toma unos datos de entrada y los transforma en un código criptográfico único que depende directamente de los datos del bloque anterior y de esta forma dificultan la manipulación. El consenso consiste en una serie de mecanismos que aseguran que se cumple con la descentralización de la red P2P. Cada nodo de la red posee su propia copia de la *blockchain*, para añadir un bloque nuevo es necesario que todos los nodos alcancen el consenso sobre la validez de la información. Una vez se ha alcanzado el consenso el bloque nuevo se añade a la cadena guardada de cada nodo. Como consecuencia, la red no tiene una entidad central que controle su funcionamiento [2], [3].

Si bien existen varias formas de clasificar los tipos de *blockchain*, vamos a organizarlas según el control de acceso de cada una. La *blockchain* pública no requiere permisos, es de acceso libre a cualquier usuario y permite participar inmediatamente en las actividades de la red como un nodo más. Al contrario de las públicas, la *blockchain* privada requiere de un permiso para acceder a la red y participar. Este tipo de *blockchain* es usado generalmente por compañías para poder controlar quién entra en la red. Finalmente, existen las *blockchain* de consorcio que unen aspectos de la pública

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

y la privada. Este tipo de cadenas son utilizadas por gobiernos y empresas buscando aprovechar la flexibilidad de configuración que proveen [4].

Tanto las propiedades como los principios de la *blockchain* se vuelven relevantes al tratar de resolver algunos de los desafíos que enfrenta el sector sanitario. Existe un interés por evitar la saturación de todas las partes que conforman el sistema, esto incluye robustecer la transparencia y aumentar la fiabilidad de las cadenas de suministros de medicamentos [5], mejorar la seguridad de los datos sensibles que se gestionan a diario a todos los niveles [4], [6] u optimizar la atención de los pacientes dentro de un sistema sanitario inteligente y descentralizado [7].

II. Metodología de búsqueda

Una vez hemos planteado la pregunta de investigación, realizamos una búsqueda de artículos que aborden el tema descrito en las bases de datos de Scopus, IEEE Xplore y PubMed. Las palabras clave utilizadas para realizar la búsqueda de artículos fue *Blockhain AND "Human health" AND Impact*, filtrando la fecha de publicación entre 2020 y 2024 y excluyendo aquellos artículos que no estuvieran en inglés o en español. Hemos establecido estos parámetros con el objetivo de examinar la literatura publicada durante el mayor pico de popularidad de la *blockchain* En total, hemos obtenido 143 artículos que satisfacían los criterios de búsqueda tras eliminar los duplicados. El siguiente paso de la búsqueda ha consistido en un análisis de texto completo de los artículos que pasaron la primera criba y deja con el resultado final de 19 artículos para esta *scoping review*. El proceso completo puede ser visto en la figura Fig. 1

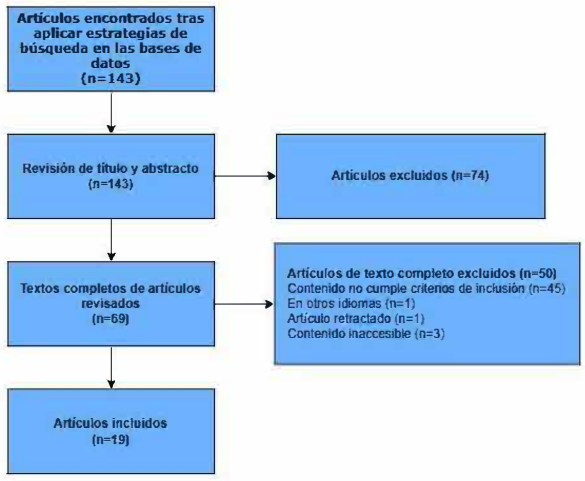


Fig. 1: Diagrama de flujo con las fases del cribado de artículos

III. Resultados

Tras aplicar la metodología de búsqueda hemos realizado varias agrupaciones de los datos con el objetivo de mostrar las tendencias de la literatura revisada. En primer lugar, la tabla I muestra los artículos incluidos en esta *scoping review* ordenados por fecha de publicación. Además del año, cada fila de la tabla incluye una descripción del contenido de los artículos y su referencia. Para una visualización más clara de los artículos por año tenemos la figura 2

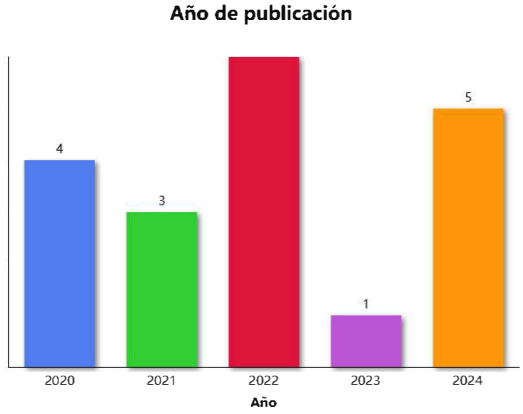


Fig. 2: Diagrama de artículos por año de publicación

Podemos observar que la mayoría de artículos incluidos fueron publicados en 2022 con 6 publicaciones seguido por 2024 con 5. De esta forma se identifica que el interés por la *blockchain* en el sistema sanitario sigue estando presente entre los investigadores a pesar de las fluctuaciones con respecto a los años 2021 y 2023 que se ven representados por un menor número de artículos en comparación.

Dentro del rango de tiempo que hemos establecido, en la figura 3 tenemos un reparto de artículos basándonos en la afiliación institucional del primer autor de cada estudio. Los resultados indican que, a pesar de que las publicaciones están repartidas entre Asia, América y Europa, los países con mayor número de artículos incluidos en esta *scoping review* son Estados Unidos con 4, Arabia Saudí con 3 y Corea del Sur con 2 artículos. El conjunto de estos tres países representa el 43,37% de los artículos incluidos.

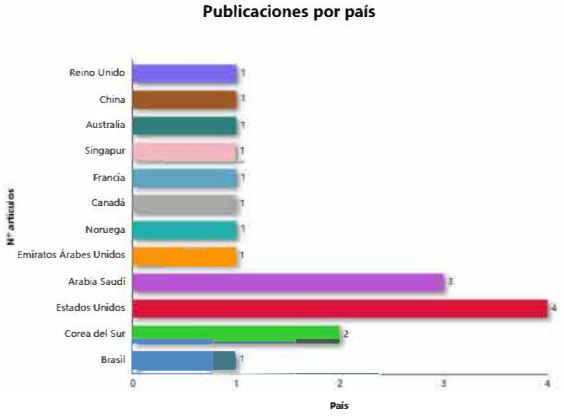


Fig. 3: Diagrama de país de publicación de artículos

Una muestra del impacto que tuvo la crisis sanitaria de COVID-19 en la literatura de los años posteriores a la pandemia es que el 47,37% de los artículos seleccionados la mencionan. Esta relevancia

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

temática se mantiene presente en 2021 y 2022 y pasa a un segundo plano en los siguientes años, donde es mencionada en menor medida en favor de otros conceptos.

Finalmente, con la figura 4 buscamos agrupar la literatura seleccionada en seis categorías temáticas mutuamente excluyentes: Aplicaciones específicas para COVID-19, Gestión de seguridad y datos, Cadenas de suministros, Dispositivos e IoMT (Internet of Medical Things), Aplicaciones emergentes e Impacto ambiental y social. Las categorías más prevalentes son la gestión y seguridad de datos y las aplicaciones emergentes. Estas dos temáticas cubren casi la mitad de los artículos incluidos y se corresponden por un interés en el funcionamiento básico de la *blockchain* y las aplicaciones que puede tener en conjunto con otras tecnologías o en otros contextos.

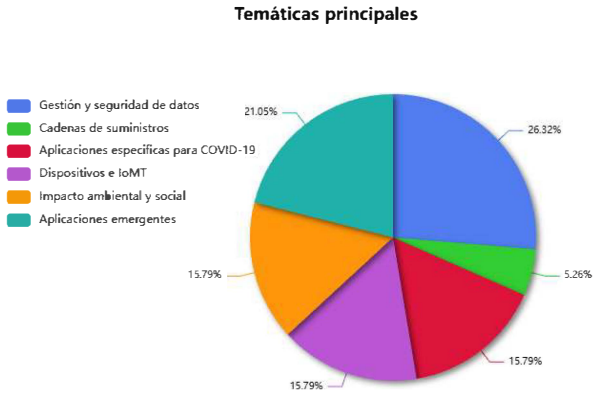


Fig. 4: Diagrama de las principales temáticas de los artículos

TABLE I: Artículos seleccionados

Ref.	Año	Descripción
[4]	2020	Medida del impacto de la *blockchain* a la hora de asegurar registros electrónicos de salud, sus pros y contras.
[7]	2020	Interconexión distribuida de hospitales y centros de salud aprovechando la seguridad de la *blockchain*.

Continúa en la siguiente columna

Continúa de la columna anterior

Ref.	Año	Descripción
[8]	2020	Consecuencias del minado de criptomonedas en la salud humana y el medio ambiente.
[9]	2020	Propuesta de aplicación electrónica con *blockchain* para asegurar datos de usuarios, agencias y proveedores.
[1]	2021	*Review* sobre como se podría haber aplicado la *blockchain* para ayudar contra la pandemia de COVID-19.
[5]	2021	Proponen un modelo de distribución de medicamentos asegurado por *blockchain*.
[10]	2021	Posibles aplicaciones de la *blockchain* en sanidad.
[2]	2022	*Blockchain* usada para aportar seguridad a los pasaportes COVID.
[6]	2022	Revisión acerca de cómo mejorar la privacidad de los datos en IoT.
[11]	2022	Combina los conceptos de *blockchain* y *IoT* y los aplica a los servicios de una *smart city*.
[12]	2022	Revisión sobre formas de cifrado para asegurar aplicaciones IoT.
[13]	2022	Ventajas e inconvenientes de integrar la *blockchain* al sector sanitario.
[14]	2022	Plantea el papel de la *blockchain* en múltiples sectores dentro del sistema sanitario.
[15]	2023	Relaciona el metaverso con la sanidad e informa de su papel en el tratamiento de pacientes.
[3]	2024	Implementación de *blockchain* para asistir en operaciones neurológicas.
[16]	2024	Integra *blockchain* con IoT para asegurar y distribuir datos médicos.
[17]	2024	Analiza los daños al medio ambiente y a la salud del minado de criptomonedas.

Continúa en la siguiente columna

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Continúa de la columna anterior

Ref.	Año	Descripción
[18]	2024	Describe el posible uso conjunto de *blockchain* con inteligencia artificial en sanidad.
[19]	2024	Revisa el impacto económico, ambiental y de salud del minado de criptomonedas.

IV. Discusión

En la sección anterior hemos comprobado que el interés por la tecnología *blockchain* en el sector sanitario se ha mantenido en el tiempo más allá del interés inicial como consecuencia de la pandemia de COVID-19. Sin embargo, el interés por proponer la *blockchain* como potencial solución a los problemas derivados de la pandemia se ha visto significativamente reducido en los últimos años. Hemos visto un aumento en artículos abordando diferentes problemas del sector sanitario, proponiendo nuevas aplicaciones para la *blockchain* o midiendo el impacto de sus usos ya establecidos en relación a la salud. Se podía suponer una alta diversidad de países que han publicado artículos al respecto al ser la sanidad un tema universal independientemente de la posición geográfica. De forma similar la mayor presencia de artículos de países con una mayor inversión en tecnología como es Estados Unidos era de esperar. La literatura revisada se reparte en varias temáticas principales, que vamos a discutir a continuación para entender el impacto global de la tecnología *blockchain* y los desafíos a los que se enfrenta.

A. Aplicaciones específicas para COVID-19

La pandemia de COVID-19 presentó un desafío sin precedentes para los sistemas sanitarios a nivel global. Como consecuencia, la atención de los investigadores se vio dirigida a buscar formas de resolver estos desafíos y aliviar la situación. Encontramos propuestas como la de Rashid y col. [2] que aprovecha las propiedades de la *blockchain* para diseñar un sistema descentralizado que unifica el pasaporte sanitario y el rastreo de contactos manteniendo un alto nivel de seguridad y transparencia. El sistema propuesto usa contratos digitales que se ejecutan de forma autónoma cuando se cumplen ciertas condiciones llamados contratos inteligentes, estos contratos permiten llegar a acuerdos entre nodos de la red sin la necesidad de intermediarios. Se introducen oráculos descentralizados, que consisten en sistemas externos que proporcionan datos reales a los contratos inteligentes. Además, se incluyen funcionalidades para validar certificados de vacunación, publicación de resultados médicos y alertas de proximidad de usuarios infectados. Se utiliza una mezcla de almacenamiento distribuido y doble capa de cifrado para garantizar la seguridad del sistema. Si bien se concluye que el sistema es escalable y eficiente, con un coste máximo de 0,0008 *Ether* en la cadena *Ethereum* que es equivalente a 2,40$ o 3,00€ por transacción según el valor de la criptomoneda y una latencia inferior a 15 segundos. El propio artículo reconoce la necesidad de investigaciones futuras para estudiar cómo mejorar el rendimiento de plataformas *blockchain* como esta para grandes grupos de usuarios. No encontramos mención de una posible inestabilidad del coste de ejecución de los contratos inteligentes en caso de fluctuaciones en *Ethereum*.

De forma similar, en Ng y col. [10] se recopilan las varias aplicaciones de la *blockchain* en el ámbito de la salud, ya sea relacionadas con la pandemia o en otros ámbitos. Entre las aplicaciones relacionadas con el COVID-19 se destacan el control del estado de la pandemia, la implementación de pasaportes sanitarios y el rastreo de contactos. Sin embargo, se demuestra la falta de estudios que pasan la fase técnica y evalúan las propuestas en entornos reales con usuarios finales. Esta falta de implementación impidió que las soluciones propuestas se produjeran a tiempo para cumplir su propósito durante la pandemia.

En relación a la falta de implementación mencionada anteriormente, en Botene y col. [1] se concluye que a pesar de las aplicaciones en gestión de datos y privacidad, rastreo de contactos y rastreo de productos médicos entre otros, existen una serie de desafíos técnicos que no pueden ser ignorados si se quiere llegar a implementar una solución con esta tecnología. Desafíos como la falta de escalabilidad y bajo rendimiento de la *blockchain*, la falta de marco legal para el tratamiento de datos, la susceptibilidad al hackeo, la falta de personal especializado y el alto coste de recursos energéticos y de almacenamiento deben ser examinados antes de cualquier intento de implementación a gran escala.

B. Gestión de seguridad y datos

Dada que una de las funciones principales de la tecnología *blockchain* es la capacidad de tratar datos de forma segura, es razonable que el sea tema más representado en los resultados de esta *review*. Uno de los objetivos de la literatura analizada en esta sección es investigar acerca del uso de *blockchain* para garantizar la seguridad y fiabilidad de los registros electrónicos de salud. Podemos ver en Zarour y col. [4] una propuesta para elegir qué modelo de *blockchain* es el más apropiado para garantizar la seguridad de los registros electrónicos de salud utilizando una metodología híbrida de toma de decisiones multicriterio. Se combinan los métodos difusos *fuzzy-analytical network process* (ANP) y *fuzzy-technique for order of preference by similarity to ideal solution* (TOPSIS) para concluir que la *blockchain* privada es la mejor opción a la hora de crear plataformas de intercambio de datos sanitarios seguras. En Wu y col. [16] se propone un sistema basado en *blockchain* para mejorar la seguridad, transparencia e interoperabilidad en el proceso de cirugía ortopédica con un foco en la seguridad de los registros electrónicos de salud. Esta propuesta permite a los pacientes acceder a sus datos bajo autorización a la vez que facilita el rastreo de materiales médicos sin perder privacidad. Se encuentran dificultades para gestionar la latencia en redes pequeñas con altas tasas de transacciones y se confía en que pueda ser resuelto en futuras investigaciones, aspecto señalado a menudo en este tipo de artículos.

El otro foco principal de la literatura que hemos analizado para esta sección es el tratamiento seguro de datos recogidos por sensores

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

y dispositivos del internet de las cosas (IoT). En Khatiwada y col. [6], se realiza una revisión de múltiples estrategias de seguridad y privacidad para dispositivos del internet de las cosas médicas (IoMT), que carecen de fuertes sistemas de seguridad debido a la falta de estandarización en los mismos. Aplicándolo al caso del sistema sanitario, estos dispositivos recolectan datos sensibles que los convierten en objetivos atractivos de ciberataques. Para solucionar esto, se propone la *blockchain* por sus características de descentralización y de seguridad. Sin embargo, la necesidad de que las soluciones para el IoMT sean ligeras, energéticamente eficientes y se adapten a las características de cada dispositivo dificulta su implementación. Volvemos a encontrar referencias a los problemas de la tecnología *blockchain* a la hora de gestionar grandes volúmenes de datos en Kolasa y col. [9], donde se comenta que el aumento de tiempo hasta alcanzar el consenso para realizar cualquier acción en la red es un aspecto vital para establecer un nivel de calidad de servicio. Para solucionarlo, se propone optimizar el protocolo de consenso e identificar los parámetros críticos al rediseñar el nuevo protocolo. Se concluye que los factores más importantes son el tiempo de transmisión con un 43% de la variación del tiempo de consenso, el tiempo de procesamiento de mensajes con en torno al 25%, el número de nodos de la red que fallen con un 15% y, finalmente, el número total de nodos. Estos resultados no dejan de ser producto de simulaciones y requieren de pruebas reales antes de su despliegue, pero como podemos ver, tener una red óptima para la tarea a realizar es crucial a la hora de mejorar el rendimiento.

Finalmente, en Shahzad y col. [12] se presenta una revisión de la aplicación del cifrado funcional en dispositivos IoT para presentar esquemas de cifrado flexibles que se adapten a las necesidades de los dispositivos. Entre otros esquemas, se comenta la relación del Cifrado Basado en Atributos (ABE) con un ecosistema IoT basado en *blockchain* y cómo la asimilación de ABE por parte del protocolo *blockchain* evitaría puntos únicos de fallo en la red gracias a la descentralización. El artículo termina reconociendo la necesidad de continuar investigando formas de mejorar la eficiencia y reducir el coste de estos esquemas, además de necesitar establecer estándares robustos para actualizar el *firmware* de forma segura y tiene en cuenta que los esquemas actuales no han tenido en consideración los computadores cuánticos.

C. Cadenas de suministros

Las cadenas de suministros y su mantenimiento son un componente vital para el funcionamiento del sistema sanitario, su funcionamiento se vuelve más complejo según aumenta el tamaño y con ello también aumentan las posibilidades de que se introduzcan productos falsificados. Una posible solución a la falta de transparencia y trazabilidad ligada a las cadenas de suministros se encuentra en Musamih y col. [5]. Se propone un sistema descentralizado basado en *Ethereum* para registrar de forma transparente cada transacción a lo largo de la cadena de suministros. El sistema propuesto tendría como participantes desde organismos reguladores a fabricantes y pacientes, donde todos podrían acceder a la información acerca de los eventos ocurridos en la cadena. Las transacciones y las notificaciones a los usuarios se realizarían mediante contratos inteligentes estableciendo un sistema resistente al sabotaje con un bajo coste de transacción (0,05$). Algunos de los problemas encontrados en el artículo son la falta de escalabilidad e interoperabilidad entre diferentes redes, lo que dificulta la implementación en grandes cadenas de suministros, la inmutabilidad de los datos impide la corrección de errores y la falta de privacidad de los datos introducidos puede dificultar alcanzar una cadena de suministros transparente si implica que datos sensibles puedan ser accedidos por agentes potencialmente maliciosos.

D. Dispositivos e IoMT

La proliferación de los dispositivos médicos conectados a internet, conocidos como internet de las cosas médicas (IoMT) ha revolucionado la forma en que se recopilan datos de salud. Desde dispositivos que los pacientes llevan consigo en todo momento (*wearables*) hasta sensores implantables que monitorizan la salud de los pacientes, el IoMT permite una atención continua y personalizada independientemente del entorno. Sin embargo, este nivel de conectividad introduce desafíos de seguridad e interoperabilidad, entre otros, que necesitan ser abordados. En Mohamed y col. [3] se explora el papel de la *blockchain* en el campo de la neurocirugía. En general, se aprovechan las características de la *blockchain* para, entre otras cosas, compartir imágenes médicas, optimizar cadenas de suministros para materiales e implantes y registrar los datos de dispositivos tanto implantados como *wearables* de forma segura. Si bien el papel de los dispositivos IoMT junto con *blockchain* pueden llevar a grandes mejoras en el campo, la mayoría de propuestas hechas en este artículo requieren de más tiempo de desarrollo para reducir los costes de implementación a niveles aceptables y establecer un marco legal que contemple las nuevas formas de tratar los datos de los pacientes.

Encontramos otra aplicación de la *blockchain* en conjunto con el IoT en Yazdinejad y col. [7] donde se propone un sistema de autenticación descentralizada para redes hospitalarias, en donde los usuarios pueden moverse entre hospitales sin necesidad de volver a verificar su identidad. Se busca optimizar el sistema actual por el cual se depende de terceros para realizar autenticaciones frecuentes de pacientes y personal médico, que produce un gasto de recursos que podría evitarse con la asistencia de la *blockchain*. El sistema propuesto consiste en una *blockchain* pública distribuida entre los hospitales afiliados, cada hospital tendría una estación de verificación para validar los movimientos usando IoT para comunicar la información a otros dispositivos. Una vez se ha registrado al usuario, no es necesario volver a hacerlo al moverse entre hospitales, limitando las oportunidades de que datos sensibles se vean expuestos. Si bien las métricas mostradas mejorarían las de un sistema centralizado en las simulaciones hechas, el volumen de usuarios en las simulaciones está muy por debajo del esperable en una ciudad. En el artículo no se tienen en cuenta posibles problemas de latencia para cadenas muy largas, cosa que es esperable de un sistema que requiere de un minado constante para actualizar los datos de pacientes y trabajadores. Además, la inmutabilidad de la cadena es susceptible a

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

errores que en algunos casos pueden ser críticos en el tratamiento de los usuarios. En el caso de este artículo estos potenciales problemas no son mencionados.

Un aspecto relacionado con la *blockchain* que no hemos tratado hasta ahora son las *smart cities*, Kamruzzaman y col. [11] las define como zonas altamente pobladas donde mediante tecnologías de la información y comunicación se conectan sus componentes físicos. De esta forma se busca aumentar la eficiencia de las operaciones de la ciudad y, como consecuencia, se mejora la calidad de vida de los ciudadanos. El artículo realiza una revisión de literatura para analizar el impacto de varias tecnologías, entre ellas *blockchain* e IoT, en los servicios sanitarios de una *smart city*. Se examina el papel de la *blockchain* como almacenamiento descentralizado que garantiza seguridad y acceso controlado a los datos, permitiendo, de esta forma, la creación de cadenas de suministros y registros médicos basados en la tecnología. Por otra parte, los dispositivos IoT y su capacidad de gestionar grandes volúmenes de datos permiten monitorizar y diagnosticar de forma remota a los pacientes, pero se ve limitado por su falta de eficiencia, privacidad e interoperabilidad. El artículo concluye que la combinación de las varias tecnologías presentadas puede llevar a servicios de salud más eficientes, seguros y accesibles dentro de las *smart cities*.

E. Aplicaciones emergentes

En este apartado discutiremos los artículos que tratan como tema principal la transformación del sector sanitario mediante nuevas tecnologías entre la que está la *blockchain*. Encontramos artículos como Irshad Khan y col. [13] que se centran en evaluar el impacto de la *blockchain* a la hora de gestionar datos sanitarios de forma segura. Se plantean varias aplicaciones directas de la *blockchain* en sanidad para realizar la evaluación de la efectividad de la tecnología. Estas aplicaciones son: sistemas de gestión de registros electrónicos de salud, aplicaciones *wearable*, sistemas de intercambio de datos, plataformas de preservación de privacidad, sistemas financieros sanitarios y sistemas basados en redes sociales penetrantes. Estas aplicaciones abarcan desde propuestas populares presentes en otros artículos hasta aplicaciones mencionadas por primera vez. Por ejemplo, los autores mencionan la existencia de innovaciones en sistemas financieros basados en la seguridad que aporta la *blockchain*, pero no elaboran más allá. Se reconoce el potencial de la *blockchain* para reforzar la seguridad y privacidad de los datos médicos, pero también que la falta de desarrollo de la tecnología complica la implementación. De forma similar, en Gaynor y col. [14] se hace una evaluación de cómo puede aplicarse la *blockchain* al sistema sanitario. Se concluye que la adopción de la tecnología depende directamente de la necesidad que haya de adoptar nuevas estrategias, como ocurrió durante la pandemia. También se comentan algunas aplicaciones que ya hemos discutido, como son el rastreo de contactos o la distribución de productos sanitarios. Sin embargo, se vuelven a encontrar limitaciones como hecho de que la *blockchain* está todavía en un estado temprano de desarrollo en el sector sanitario y se corre el riesgo de que no cumpla con las expectativas, además de la falta de confianza en la tecnología que limita la inversión.

Una de las aplicaciones que no ha aparecido en la literatura todavía es presentada en Ali y col. [15], donde se diseña un ecosistema de metaverso sanitario para realizar consultas, diagnósticos y tratamientos a través de experiencias de realidad virtual. Se describe una arquitectura en la que los usuarios interactúan a través de avatares virtuales registrados en la *blockchain*. Se propone que todas las interacciones (voz, imágenes, textos y datos clínicos) se almacenen en la *blockchain* y se utilicen para alimentar un modelo de inteligencia artificial que diagnostique y prediga enfermedades. Se busca asegurar unos datos altamente sensibles con *blockchain* bajo el pretexto de que una consulta médica vía metaverso supone una mejora significativa con respecto a una consulta telefónica o una videollamada, en el caso de que realizar la consulta en persona no sea posible. Los autores comentan que la nueva arquitectura reduce costes sin aportar datos de cuánto se reduce. También comentan que se reducen los tiempos de espera, se aumenta la precisión del diagnóstico y se permite a los pacientes controlar sus datos. Estas ideas son planteadas sin aportar datos que las respalden ni tener en cuenta las condiciones fuera del sistema como la formación del personal sanitario. Sin embargo, se tiene en cuenta que la arquitectura descrita es altamente compleja de desarrollar e integrar debido a la multitud de tecnologías involucradas, la poca confianza del público general en la inteligencia artificial o en el metaverso y la preocupación acerca de la privacidad y seguridad de los datos en entornos virtuales.

Finalmente, Omidian [18] hace una revisión del potencial que tienen la tecnología *blockchain* y la inteligencia artificial para abordar los desafíos críticos del sector sanitario. Se reitera que la *blockchain* permite gestionar los datos de forma segura, aportar transparencia a las cadenas de suministros farmacéuticos y se añade la posibilidad de prevenir fraudes y automatizar reclamaciones en el ámbito de los seguros de salud. La inteligencia artificial se postula como herramienta para asistir en el diagnóstico y tratamiento de los pacientes, así como para realizar análisis personalizados de los datos genéticos y clínicos de los usuarios o facilitar las gestiones administrativas, entre otras funciones. La unión de las dos tecnologías permitiría automatizar una amplia cantidad de procesos sin poner en riesgo los datos gestionados. Algunos desafíos presentados en el artículo son los problemas de escalabilidad, interoperabilidad, alto coste energético y de implementación que hemos visto previamente, la falta de regulación de las tecnologías usadas, además de posibles sesgos en la inteligencia artificial y resistencia al cambio de los usuarios.

F. Impacto ambiental y social

Un aspecto final a tratar acerca del papel de la *blockchain* en la salud humana son las consecuencias que tiene la minería de criptomonedas en el medio ambiente y en la propia salud. Partimos de un análisis del coste económico y la polución presentado en Goodkind y col. [8] donde se cuantifican los daños a la salud y al clima por dólar de valor generado de las criptomonedas principales durante el periodo entre 2016 y 2018. Aprovechando los datos de

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

consumo eléctrico por moneda minada, se calcularon las emisiones generadas en Estados Unidos y en China; aunque, debido a la falta de información acerca de la localización exacta de las operaciones de minería, se basaron en promedios nacionales. Además, no se tuvo en cuenta la contaminación por metales pesados, productos de la polución de las plantas eléctricas de combustibles fósiles, por lo que los datos pueden estar subestimados. Se obtuvo que *Bitcoin* es la criptomoneda más dañina con 0,49$ en daños por cada dólar generado en Estados Unidos. Otras monedas, como *Ethereum*, también aportan a los daños generados, aunque en menor medida. El artículo concluye que el mecanismo de consenso *Proof-of-Work* (PoW) consume cantidades cada vez mayores de energía. También se sugiere que si el valor de las criptomonedas no aumenta constantemente para compensar estos daños, estos acabarán superando al valor obtenido como recompensa. El estudio propone la necesidad de cooperación internacional debido a la naturaleza descentralizada y anónima de la minería para abordar esta situación. Algunas soluciones sugeridas son la implementación de impuestos a la contaminación para compensar los costes y la realización de investigaciones para diseñar pruebas de consenso alternativas al PoW que sea más eficiente energéticamente y mantenga el nivel de seguridad.

Encontramos otro artículo que analiza los impactos ambientales y en la salud humana de la minería basada en el PoW en Tayebi y col. [17]. Se halla que el consumo de la minería que utiliza PoW como mecanismo de consenso (*Bitcoin* en este caso) superó al consumo energético de Irlanda y Dinamarca en 2017. El artículo sugiere que a pesar de que el consumo de *Bitcoin* es inferior que el consumo energético del sistema bancario, este último es más estable y provee de más servicios. Las soluciones propuestas consisten en la búsqueda de mecanismos de consenso alternativos al PoW como el *Proof-of-Stake* (PoS) que consume hasta un 99% menos, el uso de energías renovables para reducir la dependencia y contaminación de los combustibles fósiles y establecer regulaciones e impuestos. Los autores comentan que prohibiciones como la de China en 2021 pueden desplazar el problema a países con menos regulaciones.

Por último, encontramos un enfoque interesante acerca del impacto de las criptomonedas en la salud en Davies [19]. La investigación examina las prácticas empresariales, publicitarias y su impacto en la salud tanto de forma directa como indirecta. Se comenta la gran influencia que tienen los grupos afines a las criptomonedas con ejemplos como los donativos políticos o los patrocinios deportivos multimillonarios, y cómo estos se utilizan para crear campañas publicitarias agresivas que capitalizan en el miedo a perderse el siguiente gran evento para presionar a los consumidores. Estas presiones unidas a la volatilidad del ecosistema de las criptomonedas, lleva al autor a relacionar las criptomonedas con las apuestas. Además de la contaminación procedente del minado y su efecto a la hora de acelerar la crisis climática, las pérdidas económicas como consecuencia de casos de estafa alcanzan los miles de millones de dólares, teniendo un efecto directo sobre la salud mental de miles de personas. Otro aspecto importante del mundo de las criptomonedas es su mayor prevalencia en países de bajos ingresos donde el impacto económico de pérdidas y estafas es más severo. Por no hablar de que han facilitado las transacciones anónimas para actividades ilegales como la venta de armas y drogas gracias a la falta de regulación. El artículo concluye insistiendo en la necesidad de regulaciones estrictas que clasifique las criptomonedas como productos de alto riesgo y la protección de poblaciones vulnerables.

V. Conclusiones

En esta *scoping review* hemos podido ver cómo la tecnología *blockchain* surgió como una potencial solución para resolver algunos de los desafíos más urgentes del sector sanitario. Esto se debe en parte al impacto de la pandemia de COVID-19, áreas como el rastreo de contactos y los certificados digitales son los ejemplos principales de las soluciones propuestas durante la pandemia. Sin embargo, la falta de implementación práctica acaba por limitar su utilidad real durante la crisis del COVID-19, dejando clara una brecha entre la teoría y la práctica. Más allá de la pandemia, la *blockchain* se presenta como una herramienta descentralizada, versátil y segura que destaca por su capacidad de garantizar la integridad y transparencia de los datos en las áreas donde se aplique además de habilitar aplicaciones emergentes como la inteligencia artificial y que la vuelven especialmente atractiva para proyectos ambiciosos como las *smart cities*.

En la literatura revisada, encontramos propuestas como la aplicación de la *blockchain* para asegurar registros electrónicos de salud, aportar transparencia y trazabilidad a las cadenas de suministros médicos o la gestión de los datos de los dispositivos IoT en toda una ciudad. Sin embargo, la mayoría de estas propuestas también dejan claro que la tecnología está lejos de ser una opción viable para ser implementada debido a sus problemas de escalabilidad, interoperabilidad y alta latencia producto del estado temprano de desarrollo de la *blockchain*. Además de los desafíos técnicos encontrados, el coste computacional y alto consumo energético de mecanismos de consenso como el PoW suponen una barrera importante debido al impacto medioambiental negativo. Encontramos también que existe una falta de regulación clara para el manejo de datos sanitarios en los entornos propuestos además de una falta de confianza por parte del público y las instituciones que frenan su adopción.

La tecnología *blockchain* cuenta con un enorme potencial a la hora de gestionar grandes cantidades de datos de forma segura, proveer transparencia de procedimientos generalmente opacos y mejorar la calidad de vida de las personas a través de la optimización de varios procesos. No obstante, es necesario solucionar los problemas encontrados antes de plantearse la implementación para su uso.

VI. Agradecimientos

Esta publicación es parte del proyecto PID2023-147508OB-I00 (BRet(IA)^2), financiada por MICIU/AEI/ 10.13039/501100011033 y por ERDF/EU.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

REFERENCES

[1] Botene, P.H., de Azevedo, A.T. and de Arruda Ignácio, P.S. (2021) 'Blockchain as an enabling technology in the COVID-19 pandemic: A systematic review', Health and Technology, 11(6), pp. 1369–1382. doi:10.1007/s12553-021-00593-z.

[2] M. M. Rashid, P. Choi, S.-H. Lee, and K.-R. Kwon, "Block-HPCT: Blockchain Enabled Digital Health Passports and Contact Tracing of Infectious Diseases like COVID-19," Sensors, vol. 22, no. 11, p. 4256, June 2022, doi: 10.3390/s22114256.

[3] A. A. Mohamed, G. Flynn, and B. Lucke-Wold, "Blockchain-Based Applications in Neurological Surgery," World Neurosurgery, vol. 191, pp. 245–253, Nov. 2024, doi: 10.1016/j.wneu.2024.08.086.

[4] M. Zarour et al., "Evaluating the Impact of Blockchain Models for Secure and Trustworthy Electronic Healthcare Records," IEEE Access, vol. 8, pp. 157959–157973, 2020, doi: 10.1109/access.2020.3019829.

[5] A. Musamih et al., "A Blockchain-Based Approach for Drug Traceability in Healthcare Supply Chain," IEEE Access, vol. 9, pp. 9728–9743, 2021, doi: 10.1109/access.2021.3049920.

[6] P. Khatiwada and B. Yang, "An Overview on Security and Privacy of Data in IoMT Devices: Performance Metrics, Merits, Demerits, and Challenges," Studies in Health Technology and Informatics. IOS Press, Nov. 03, 2022. doi: 10.3233/shti220970.

[7] A. Yazdinejad, G. Srivastava, R. M. Parizi, A. Dehghantanha, K.-K. R. Choo, and M. Aledhari, "Decentralized Authentication of Distributed Patients in Hospital Networks Using Blockchain," IEEE J. Biomed. Health Inform., vol. 24, no. 8, pp. 2146–2156, Aug. 2020, doi: 10.1109/jbhi.2020.2969648.

[8] A. L. Goodkind, B. A. Jones, and R. P. Berrens, "Cryptodamages: Monetary value estimates of the air pollution and human health impacts of cryptocurrency mining," Energy Research & Social Science, vol. 59, p. 101281, Jan. 2020, doi: 10.1016/j.erss.2019.101281.

[9] Y. Kolasa, T. Bastogne, J.-P. Georges, and S. Kubler, "Quality-by-Design-engineered pBFT Consensus Configuration for Medical Device Development," 2020 42nd Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society (EMBC). IEEE, pp. 5709–5713, July 2020. doi: 10.1109/embc44109.2020.9176015.

[10] W. Y. Ng et al., "Blockchain applications in health care for COVID-19 and beyond: a systematic review," The Lancet Digital Health, vol. 3, no. 12, pp. e819–e829, Dec. 2021, doi: 10.1016/s2589-7500(21)00210-7.

[11] M. M. Kamruzzaman, B. Yan, M. N. I. Sarker, O. Alruwaili, M. Wu, and I. Alrashdi, "Blockchain and Fog Computing in IoT-Driven Healthcare Services for Smart Cities," Journal of Healthcare Engineering, vol. 2022, pp. 1–13, Jan. 2022, doi: 10.1155/2022/9957888.

[12] K. Shahzad, T. Zia, and E.-H. Qazi, "A Review of Functional Encryption in IoT Applications," Sensors, vol. 22, no. 19, p. 7567, Oct. 2022, doi: 10.3390/s22197567.

[13] A. Irshad Khan et al., "Integrating Blockchain Technology into Healthcare Through an Intelligent Computing Technique," Computers, Materials & Continua, vol. 70, no. 2, pp. 2835–2860, 2022, doi: 10.32604/cmc.2022.020342.

[14] M. Gaynor, R. BeLue, J. E. Tuttle-Newhall, M. Martin, F. Patejdl, and C. Vogt, "Blockchain and population health," Journal of Public Health, vol. 44, no. 4, pp. e530–e536, Mar. 2022, doi: 10.1093/pubmed/fdac028.

[15] S. Ali et al., "Metaverse in Healthcare Integrated with Explainable AI and Blockchain: Enabling Immersiveness, Ensuring Trust, and Providing Patient Data Security," Sensors, vol. 23, no. 2, p. 565, Jan. 2023, doi: 10.3390/s23020565.

[16] C. Wu, Y. M. Tang, W. T. Kuo, H. T. Yip, and K. Y. Chau, "Healthcare 5.0: A secure and distributed network for system informatics in medical surgery," International Journal of Medical Informatics, vol. 186, p. 105415, June 2024, doi: 10.1016/j.ijmedinf.2024.105415.

[17] S. Tayebi and H. Amini, "The flip side of the coin: Exploring the environmental and health impacts of proof-of-work cryptocurrency mining," Environmental Research, vol. 252, p. 118798, July 2024, doi: 10.1016/j.envres.2024.118798.

[18] H. Omidian, "Synergizing blockchain and artificial intelligence to enhance healthcare," Drug Discovery Today, vol. 29, no. 9, p. 104111, Sept. 2024, doi: 10.1016/j.drudis.2024.104111.

[19] N. Davies, "An assessment of cryptocurrencies as a global commercial determinant of health," Health Promotion International, vol. 39, no. 6, Dec. 2024, doi: 10.1093/heapro/daae190.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Sistema Embebido en FPGA para Receptores GNSS

Juan Gabriel Díaz
UIDET Sistemas Electrónicos de Navegación y Telecomunicaciones (SENyT)
Facultad de Ingeniería - UNLP
La Plata, Argentina
juangabriel.diaz@ing.unlp.edu.ar

***Resumen*— En este trabajo se presenta un sistema embebido destinado receptores para Sistemas Globales de Navegación por Satélites, o más comúnmente conocidos como GNSS por sus siglas en inglés. Dado que este tipo de receptores requieren procesar una elevada cantidad de muestras en tiempo real el sistema embebido está desarrollado completamente en FPGA. El mismo cuenta con un diseño lógico donde se incluyen periféricos de la librería de código abierto GRLIB en conjunto con otros especialmente desarrollados y que brindan soporte para diferentes funcionalidades y capacidades de los receptores. El sistema incluye el microprocesador LEON3 y el bus AMBA como interfaz de comunicación interna.**

Desde el punto de vista del software, el sistema embebido utiliza el sistema operativo (SO) de tiempo real RTEMS que se ejecuta sobre el LEON3. Este SO controla las tareas de software que, en conjunto con algunos periféricos del diseño lógico, permiten detectar, sincronizar y demodular las señales recibidas de los satélites. Este SO también realiza tareas secundarias como el control de las interfaces de comunicación del receptor, que permiten recibir comandos y transmitir los paquetes de datos que contienen información útil de la posición, velocidad, tiempo, etc.

Palabras Clave—GNSS, FPGA, Sistema Embebido

I. Introducción

Los Sistemas de Navegación Global por Satélite (o GNSS por sus siglas en inglés) permiten a un receptor calcular su posición, velocidad y obtener un patrón de tiempo sincronizado a nivel mundial [1]. Para ello, una constelación de satélites en órbita transmite señales de espectro expandido [2] que permiten a los receptores de usuario medir con gran exactitud la distancia entre ellos y los satélites. Contando con cuatro o más de estas mediciones, los receptores pueden calcular su posición, velocidad y tiempo coordinado [3]. Actualmente los GNSS más utilizados son el GPS, perteneciente a EEUU, GLONASS perteneciente a Rusia y GALILEO operado por la Unión Europea. BEIDOU pertenece a China y es otro ejemplo, aunque, aun, no posee cobertura a nivel global.

La arquitectura clásica de un receptor GNSS moderno se muestra en la Fig. 1 donde se incluyen las tres etapas típicas de un receptor convencional [4]: una etapa de radiofrecuencia, una de digitalización y una de procesamiento digital. La etapa de radiofrecuencia comúnmente incluye una o más antenas, amplificadores de bajo ruido (LNA por sus siglas en inglés), etapas de filtrado, osciladores locales (OL) y mezcladores de radiofrecuencia. La señal recibida por la antena es amplificada por el LNA, filtrada y, por medio del mezclador de radiofrecuencia, llevada a una frecuencia intermedia (FI) donde es digitalizada por la etapa de digitalización utilizando

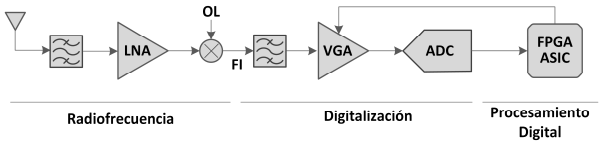


Fig. 1. Arquitectura típica de un receptor GNSS.

uno o más conversores analógico-digitales (ADC) que muestrean la señal. Además, es común incluir en esta etapa algún tipo de Control Automático de Ganancia (o AGC) con el fin de optimizar el rango dinámico de la señal para ajustar su amplitud a las especificaciones del ADC. Por lo general, esta última tarea, se realiza mediante la utilización de Amplificadores de Ganancia Variable (o VGA) que se controlan desde la etapa de procesamiento digital. Cabe mencionar en este punto que, al estar la señal en FI y su ancho de banda aún expandido, la frecuencia de muestreo requerida resulta significativamente elevada, al igual que la tasa de procesamiento necesaria. En la etapa de procesamiento digital se implementan los algoritmos que procesan en tiempo real las muestras provistas por la etapa de digitalización. Esta etapa es la encargada de realizar diversas tareas en tiempo real y de forma ininterrumpida relacionadas con la demodulación de datos, sincronización, decodificación, control de las interfaces de comunicación del receptor, etc. Este amplio rango de tareas en tiempo real impone una elevada carga computacional a la etapa de procesamiento digital. Debido a esto, en los receptores GNSS modernos es común implementarla utilizando Arreglos de Compuertas Lógicas Programables (FPGA por sus siglas en inglés) o en circuitos integrados de aplicación específica (ASIC). En este sentido, las implementaciones en FPGA han cobrado mucha popularidad debido a que ofrecen un buen balance entre flexibilidad y rendimiento mientras que las basadas en ASIC permiten mayores frecuencias de operación, pero son más costosas y no admiten ser reprogramadas. Por ejemplo [5] es un ASIC que está destinado al procesamiento de señales GNSS en conjunto con un procesador LEON. Otro ejemplo, pero desarrollado en FPGA, se muestra en [6] donde se incluye un coprocesador para señales de GPS comandados por el procesador NIOS II de Intel-Altera. En [7] se presenta una arquitectura poco convencional para este tipo de aplicaciones ya que implementa la etapa de correlación para señales de GPS y su procesamiento en un DSP.

A. Motivación y Objetivos

El grupo involucrado en este trabajo tiene una vasta experiencia en el desarrollo de receptores GNSS para diferentes aplicaciones. Algunos de estos proyectos requieren receptores con múltiples antenas y, por lo tanto, de múltiples canales de radiofrecuencia con líneas de datos que se procesan

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

de forma simultánea. Además, los receptores desarrollados tienen la capacidad de procesar señales de varios GNSS, como GPS y GLONASS, de forma totalmente independiente para darle redundancia y robustez a la solución de posición, condición que resulta imprescindible para aplicaciones de alta confiabilidad. Dada la flexibilidad requerida por los receptores y que los datos de todas las antenas, usualmente, se procesan de forma simultánea y en tiempo real, todas las soluciones utilizan una FPGA como núcleo de procesamiento de la etapa digital. Gracias a su capacidad de reprogramación, la FPGA proporciona la flexibilidad necesaria ante cambios en la configuración de los receptores y permite una elevada tasa de procesamiento, brindada principalmente por su capacidad de paralelizar líneas de datos y la utilización de frecuencias de reloj moderadas del orden de decenas de MHz. En este sentido, dadas las capacidades de las FPGA's modernas, su buena disponibilidad en el mercado y sus costos relativamente bajos, resulta factible y conveniente utilizarla para integrar en ella todo el sistema embebido del receptor.

En este contexto se plantea como objetivo principal de este trabajo presentar un sistema embebido especialmente diseñado para ser utilizado en receptores GNSS. Este sistema incluye un diseño lógico implementado en el hardware de la FPGA y un software que utiliza dicho hardware como soporte para procesar las señales recibidas por las antenas y diversas otras funciones del receptor.

II. Arquitectura del Diseño Lógico

El sistema embebido está íntegramente implementado en la FPGA y está compuesto por el diseño lógico y un software asociado. La arquitectura general del diseño lógico se muestra en la Fig. 2. Los módulos o periféricos incluidos pueden dividirse en dos grandes grupos: los módulos de uso estándar de librería (señalados en color verde y en gris oscuro) y los módulos especialmente diseñados por el grupo de trabajo que realizan y cumplen funciones específicas de un receptor GNSS (señalados en color celeste). Los módulos de librería son algunos de los incluidos en la GRLIB [8], librería de código abierto que dispone de una gran diversidad de periféricos implementados en el lenguaje de descripción de hardware VHDL. Las principales ventajas de utilizar la GRLIB es que es multiplataforma, lo que facilita la portabilidad del diseño lógico entre diferentes fabricantes de FPGA; tiene soporte

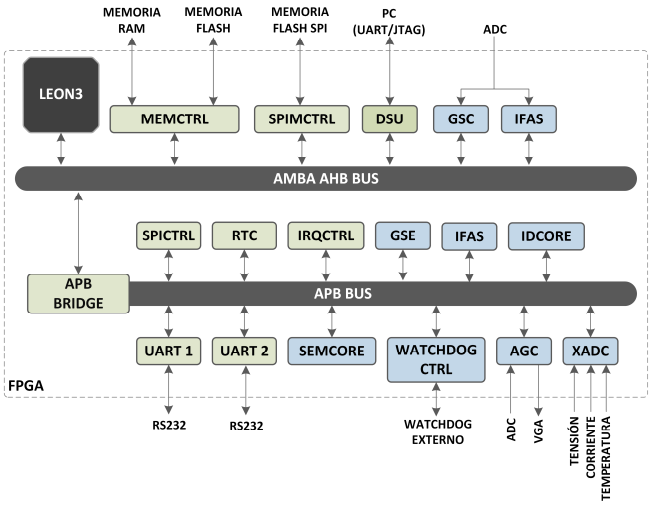


Fig. 2. Arquitectura del diseño lógico.

activo, por lo que sigue incorporando nuevas funcionales y es ampliamente utilizada en la industria, en el ámbito académico y el científico.

A. *Periféricos de librería*

Dentro de los periféricos utilizados de la GRLIB pueden listarse:

- MEMCTRL: Controlador de memoria que permite manejar una memoria RAM y una memoria FLASH con interfaces de tipo paralelo,
- SPICTRL: Implementa el protocolo SPI para la comunicación con periféricos externos con dicha interfaz.
- SPIMCTRL: Interfaz SPI exclusiva para acceso a memorias de tipo FLASH SPI.
- RTC: Contador de tiempo real utilizado para temporizar eventos.
- IRQCTRL: Controlador de interrupciones para el microprocesador.
- UART: Interfaces de comunicación externa de tipo serie.
- DSU: Interfaz exclusiva para tareas de depuración y *debugging*. Puede conectarse con una PC mediante una interfaz de tipo UART o JTAG.

Mayores detalles e información sobre estos módulos pueden obtenerse de la documentación incluida en la GRLIB [9].

B. *El microprocesador y el bus de datos*

El microprocesador utilizado es el LEON3 [10] que también está incluido en la librera GRLIB. El LEON3 es un microprocesador con una arquitectura de 32 bits basada en el modelo SPARC V8. La implementación está codificada en VHDL y también es de código abierto, es altamente flexible y está orientada particularmente a implementaciones de tipo System On Chip (SOC). Consta de una gran diversidad de parámetros configurables que permiten adaptar la arquitectura interna a prácticamente cualquier requerimiento. Sólo por mencionar algunos, pueden incluirse multiplicadores y divisores en hardware, configurarse diferentes algoritmos de reemplazo y profundidad de la caché de datos e instrucciones, así como su tamaño, la unidad de punto flotante (FPU) con diferentes capacidades de rendimiento, el Memory Management Unit (MMU), distintas funcionalidades para facilitar la depuración (como por ejemplo registros de seguimiento de instrucciones, registros de excepciones, etc.), las etapas de pipeline, etc. Dada esta gran flexibilidad puede obtenerse fácilmente un buen balance entre rendimiento y recursos requeridos de la FPGA.

El LEON3 y todos los periféricos están interconectados a través del bus AMBA [11]. Este bus está diseñado para obtener un alto rendimiento y baja latencia en la transferencia de datos. Posee una arquitectura mapeada en memoria de tipo *master-slave*. Los periféricos que actúan en modo *master*, como el microprocesador LEON3, pueden iniciar peticiones de lectura o escritura sobre cualquier otro periférico del sistema, mientras que los *slaves* sólo pueden responder a dichas peticiones no pudiendo iniciarlas. Cada periférico posee asignado un rango de memoria único donde están mapeados sus parámetros de configuración y datos. Cuando un periférico *master* inicia una petición de lectura o escritura hacia una dirección de memoria, el controlador del bus AMBA

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

identifica cuál es el periférico de destino y gestiona las señales de control necesarias para habilitar el acceso al periférico y efectuar la transacción. El bus admite dos tipos de interfaces principales, la AHB (del inglés *Advanced High-performace Bus*) y la APB (*Advanced Peripheral Bus*). La primera está orientada a periféricos que requieran elevadas tasas de transferencia con baja latencia o bien un espacio de direccionamiento amplio (del orden de los MB). Esta interfaz admite transacciones en modo *single* o *burst*. El primero se utiliza para efectuar la transferencia de un único dato mientras que la segunda permite leer o escribir un flujo ininterrumpido de datos reduciendo la latencia en la transacción. La interfaz APB es mucho más limitada en rendimiento y está pensada para efectuar transacciones donde la temporización y la latencia no sean un problema. La ventaja del APB es que requiere muy pocos recursos de la FPGA y su implementación es mucho más simple que la AHB. Todos los periféricos conectados al APB actúan como *slaves* mientras que los del AHB pueden ser tanto *master* como *slaves*. El *APB Bridge* es el controlador que se encarga de gestionar la comunicación con todos los periféricos con interfaz APB. Entre otras cosas, gestiona el direccionamiento de los periféricos y adapta las señales del AHB a las del APB al momento de realizar una transacción.

C. Periféricos específicos

Dentro del conjunto de periféricos que no pertenecen a la GRLIB y que fueron desarrollados exclusivamente para los requerimientos de los receptores GNSS pueden mencionarse:

- GSC: Por sus siglas en inglés, el *GNSS Signal Coprocessor,* es el encargado de procesar las muestras digitalizas de las diferentes antenas. Cuenta con varios canales que correlacionan la señal con el objetivo de comprimir el espectro y recuperar el original. Al mismo tiempo, mezcla la señal resultante con réplicas locales de portadora para llevar el espectro a banda base. Puede configurase para trabajar con hasta 64 canales independientes, lo que le confiere la capacidad de procesar señales de hasta 64 satélites simultáneamente. Controlado por el software del receptor, este coprocesador provee los datos que se utilizan como entrada a los algoritmos que permiten sincronizarse con las señales de los satélites, demodular los datos transmitidos por éstos y obtener la solución de posición, velocidad y el patrón de tiempo sincronizado a nivel mundial. Mayor información y detalles de implementación pueden obtenerse en [12], [13] y [14].
- XADC: Este módulo permite obtener información sobre algunas variables físicas de la FPGA como, por ejemplo, datos de tensión de alimentación y su temperatura de operación. También puede utilizarse para relevar variables externas a la FPGA, como consumos de corriente o sensar temperaturas en alguna otra parte del receptor. Adicionalmente, puede gestionar alarmas especificando umbrales de operación. Cuando las variables están por fuera de dichos umbrales se activan *flags* de estado que pueden accederse desde el software del receptor para generar acciones de contingencia o simplemente para reportarlas. Internamente utiliza el IP-Core XADC de Xilinx que permite acceder al ADC interno de la FPGA. El módulo cuenta con una interfaz APB que permite acceder a todos los datos de los sensores desde el software del receptor y configurar unos pocos parámetros.
- IFAS: Este periférico recibe su nombre de las siglas en inglés de *Intermediate Frequency Acquisition System* y permite almacenar en memoria RAM muestras crudas de cualquiera de las antenas del receptor. Esta funcionalidad resulta útil cuando el receptor está destinado a aplicaciones de reflectometría o bien para poder descargar las muestras y procesarlas en otra plataforma externa al receptor. Una gran utilidad de esto último es detectar interferencias o simplemente para fines de depuración de la etapa de RF y digitalización. Cuenta con una interfaz APB para la lectura y configuración de parámetros y una interfaz AHB que opera como *master* y es la encargada de gestionar el acceso de la memoria RAM a través del bus AMBA mediante el uso de funcionalidades de DMA (*Direct Access Memory*). Las muestras provistas por la etapa de digitalización se almacenan en un *buffer* FIFO a la espera de que la interfaz AHB gestione la petición de acceso al bus con destino a la memoria RAM. Cuando se logra el acceso el controlador del IFAS transfiere las muestras desde el *buffer* FIFO a la memoria RAM con transferencias de tipo *burst.* Al hacer uso del DMA del bus, no se necesita intervención del microprocesador reduciendo significativamente la carga computacional. Mayor información y detalles de implementación del IFAS pueden encontrarse en [15].
- SEMCORE: Las siglas SEM provienen de *Soft Error Mitigation* y, como su nombre lo indica, este módulo permite gestionar errores en la memoria interna de la FPGA. El origen de estos errores puede ser diverso, pero se atribuyen, principalmente, a partículas de alta de energía cuando la FPGA opera en entornos de alta radiación. Estos errores se producen con frecuencia cuando los receptores GNSS están destinados a aplicaciones espaciales donde la radiación del sol y otras fuentes de energía, como los rayos cósmicos, pueden generar alteraciones en los bits de la memoria interna de la FPGA. La inversión de un bit en esta memoria puede resultar catastrófico si el impacto se produce en un registro o en un recurso lógico crítico para el receptor. Por este motivo resulta de fundamental interés contar con un módulo de este tipo si se prevé que el receptor opere en las condiciones mencionadas. El periférico utiliza un IP-Core del fabricante [16] que permite acceder y relevar el estado de la memoria interna de la FPGA y utiliza técnicas de CRC y ECC para detectar e, incluso, corregir errores simples. El SEMCORE es completamente autónomo y no necesita intervención del microprocesador. Sin embargo, cuenta con una interfaz APB que permite monitorear el estado del mismo e informar si se detectaron errores y si pudieron corregirse o no. En caso de que no puedan corregirse queda a criterio del usuario las acciones a seguir.
- IDCORE: Este módulo permite generar etiquetas en tiempo de compilación del diseño lógico. Posee un conjunto de registros internos que almacenan información de forma no volátil del diseño lógico para poder identificar algunos parámetros del mismo. Por ejemplo, se almacenan la versión del diseño lógico, fecha y hora de compilación, versión del software con el que se compiló, etc. Las etiquetas se generan al momento de compilar el diseño lógico y se almacenan en una memoria interna de tipo ROM. Como consecuencia, no pueden modificarse una vez programada la FPGA y sólo pueden ser leídas a través de una interfaz APB por medio del software del receptor o bien mediante la interfaz de depuración del LEON3.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

- WATCHDOG: Este periférico es una implementación en hardware de un *watchdog* tradicional. A diferencia del *watchdog* incluido en el LEON3, que permite generar un *reset* del software del receptor, el *watchdog* en hardware permite efectuar un *hard reset*, es decir controla un circuito integrado externo a la FPGA que puede generar un *reset* de la FPGA completa, es decir forzando la reprogramación tanto del software del receptor como del diseño lógico. Esta estrategia permite salvar errores críticos que puedan tener origen tanto en el software como en el diseño lógico de la FPGA y que el *watchdog* por software no puede resolver. Posee una interfaz de tipo APB para tener acceso a los registros internos de temporización y configuración. En conjunto con el SEMCORE aumenta la robustez de los receptores destinados a aplicaciones de alta confiabilidad.

- AGC: Como se deduce de sus siglas, este módulo se encarga del control automático de ganancia. Las elevadas tasas de muestreo y la condición de multiantena de los receptores, obligan a implementar el control de la ganancia de la etapa de digitalización directamente en hardware. Las muestras son procesadas por los algoritmos implementados en el hardware de la FPGA con una cadencia que puede ir desde algunas fracciones a algunas decenas milisegundos, dependiendo de la aplicación. El módulo cuenta con una interfaz APB que permite configurar unos pocos parámetros y, fundamentalmente, monitorear el módulo. Si bien el AGC es completamente autónomo, es decir, no necesita ninguna intervención del software del receptor, resulta de mucho interés contar con información sobre el estado de los algoritmos. En este sentido, el módulo AGC permite tener información en tiempo real sobre el valor de la ganancia de cada canal y cuenta con alarmas, o *flags,* que indican si se ha alcanzado la condición de *overflow* o *underflow* de la ganancia. La persistencia de alguna de estas condiciones en el tiempo puede evidenciar problemas en las etapas de RF o digitalización. También cuenta con una interfaz SPI integrada que es la comúnmente utilizada por los amplificadores de ganancia variable (VGA) para acceder a sus registros de configuración. En [17] puede encontrarse mayores detalles sobre el este módulo.

- GSE: El *GNSS Signal Emulator* permite sintetizar dentro de la misma FPGA señales de cualquier satélite de las constelaciones de GPS o GLONASS con el objetivo de reemplazar la señal de las antenas del receptor. La principal motivación para realizar esto es utilizar la señal sintética con fines de depuración y verificación del hardware del GSC. Al igual que este último también se controla a través del software del receptor a través de una interfaz de tipo APB donde se mapean los registros de configuración. Más información sobre la implementación de este periférico pueden encontrarse en [18].

Cabe resaltar que todos módulos de uso específico mencionados en esta sección fueron implementados en VHDL priorizando la portabilidad. En este mismo aspecto, se minimizó el uso de IP-Cores propietarios con el fin de mantener la flexibilidad antes futuros cambios de plataforma.

III. Arquitectura del Software

El software que completa el sistema embebido está íntegramente codificado en lenguaje C y utiliza como soporte el sistema operativo (SO) de tiempo real RTEMS [19]. Este SO se ejecuta sobre el microprocesador LEON3 y es ampliamente utilizado en aplicaciones de alta confiabilidad, tanto en el ámbito académico como científico e industrial. Es de código abierto y se caracteriza por tener un *kernel* basado en Linux sumamente liviano, lo que lo hace ideal para sistemas embebidos debido a sus bajos requerimientos de memoria y CPU. RTEMS gestiona el conjunto de tareas que permiten realizar todas las funciones del receptor con restricciones de tiempo muy precisas, garantizando que las tareas críticas se completen dentro de un plazo predecible. Esto es de fundamental importancia para un receptor GNSS ya que la precisión en la solución de posición está fuertemente ligada a qué tan estrecha sea la sincronización del receptor con la señal recibida de los satélites. En la Fig. 3 se muestra un esquema de alto nivel de la arquitectura del software donde pueden apreciarse las principales tareas que se ejecutan sobre el SO. Las mismas se describen brevemente a continuación:

- Adquisición de señales: Utiliza los datos provistos por el coprocesador GSC para la detección de las señales de los satélites GNSS y efectuar una primera sincronización con la mismas. Esta sincronización consiste en la determinación de los parámetros más importantes de la señal: fase de la señal de código, frecuencia y fase de portadora y alineamiento de los flancos de pulso del mensaje de navegación.

- Seguimiento de señales: Cuando la señal de un satélite es detectada, esta tarea se encarga de realizar una sincronización fina con la señal recibida y generar reportes periódicos con información sobre los parámetros de dicha señal y los bits de datos contenidos en ella. También utiliza los datos provistos por el GSC.

- Administración de señales: Coordina la información provista por los módulos de *seguimiento* y *adquisición* y gestiona los recursos de hardware y software necesarios para hacer la adquisición y seguimiento de los satélites. Si el módulo de seguimiento logra detectar exitosamente una señal de un dado satélite, la tarea de administración toma esa información, pide a la tarea de seguimiento un canal disponible y lo configura con los parámetros de la señal detectada.

- Generación de mediciones: Esta tarea utiliza los reportes periódicos generados por la tarea de s*eguimiento de señales* e información provista por la tarea de *demodulación del mensaje de navegación* para calcular las distancias entre el receptor y cada uno de los satélites que están en estado de “seguimiento”.

- Demodulación del mensaje de navegación: Utiliza la

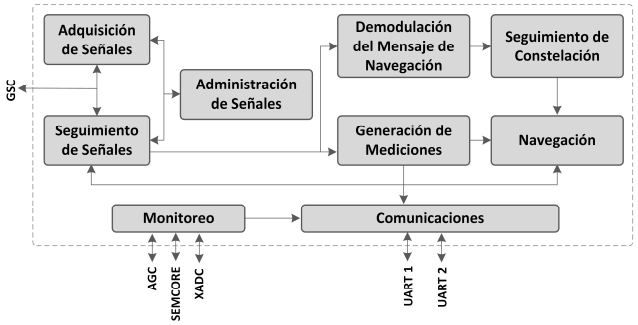


Fig. 3. Arquitectura general del software.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

información provista por la tarea de *seguimiento de señales* para demodular los bits de datos y obtener el mensaje de navegación que transmiten los satélites. Este mensaje contiene diversa información como el estado del satélite, parámetros del reloj, parámetros de la órbita del satélite y de la constelación, etc.

- Navegación: Se encarga de procesar la información suministrada por la tarea de *seguimiento*, verificarla y corregirla usando los datos incluidos en el mensaje de navegación. También, combina los datos de todos los GNSS para obtener una solución de posición y velocidad más precisa y robusta.
- Seguimiento de constelación: Esta tarea gestiona una base de datos que contiene la información de la constelación provista por la tarea de *demodulación*.
- Monitoreo: Se encarga de relevar toda la información relacionada al funcionamiento del receptor. Sólo por mencionar algunos ejemplos, monitorea variables como la temperatura de la FPGA y de otros puntos del receptor, tensiones de alimentación, consumos de corriente, estado del AGC y del SEMCORE, etc. También se encarga de generar reportes de estado periódicos que se transmiten por las interfaces de comunicación a través de la tarea respectiva.
- Comunicaciones: Esta tarea gestiona todos los procesos involucrados en la transmisión y recepción de datos desde y hacia otros sistemas externos al receptor. Esto incluye la administración de los buffers de transmisión y recepción y el ensamblado y empaquetado de los mensajes.

IV. Implementación

La implementación del sistema embebido se realizó en varias plataformas de FPGA de los principales fabricantes como Intel FPGA y Xilinx. Sin embargo, para los últimos receptores desarrollados se eligieron FPGA's de Xilinx por diversos motivos como costos, disponibilidad de mercado y posibilidad de escalar el diseño sin mucho esfuerzo. A pesar de que muchas de las cuestiones mencionadas en este trabajo hacen alusión a FPGA's de Xilinx, el diseño del sistema embebido está pensado para ser completamente portable a cualquier FPGA con mínimas modificaciones.

En la Fig. 4 se muestra, a modo de ejemplo, un receptor GNSS diseñado con un factor de forma compatible con los denominados Cubesats [20]. El receptor cuenta con dos antenas independientes y es capaz de operar con señales de GPS y GLONASS. Está equipado con una FPGA de la familia Artix7 de Xilinx, una memoria SRAM de 16MB y una FLASH con interfaz SPI de 8MB. Dispone de un oscilador de 50MHz, que se utiliza como referencia de tiempo para todo el sistema, y varias interfaces de comunicación como UART's, RS-422, JTAG, etc. La FPGA utilizada es la XC7A200TFBG484 y entre sus principales características pueden mencionarse: aproximadamente 16.000 celdas lógicas, 126.000 flip-flops, 135 bloques de memoria RAM de 35kb cada uno, un conversor analógico-digital, 10 PLL's, etc.

A. Configuración del sistema embebido

Para la alimentación del árbol del reloj de la FPGA se utilizó el cristal de 50MHz en conjunto con uno de los PLL's. A partir de este último se derivó una salida de reloj de 80MHz, para temporizar el LEON3, el bus AMBA y todo el conjunto

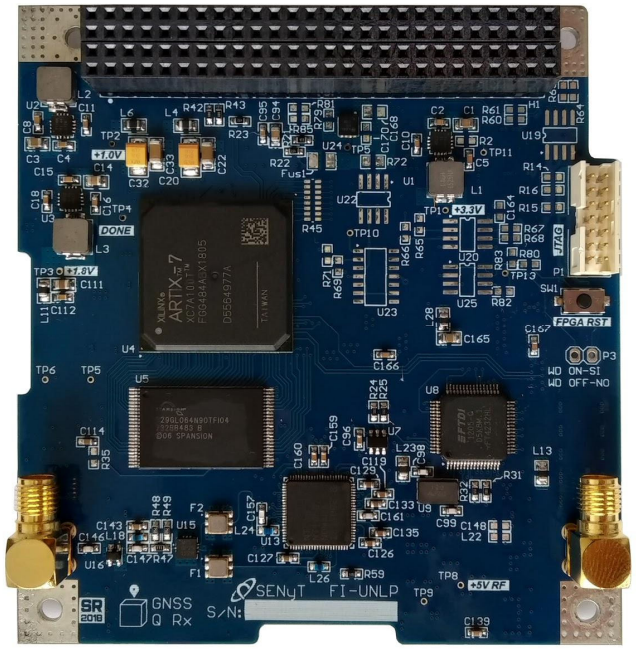


Fig. 4. Receptor GNSS con factor de forma Cubesat.

de periféricos, y un reloj de 40MHz utilizado como reloj de muestreo. Este último se realimenta a la etapa de digitalización para obtener las muestras sincronizadas con el reloj la FPGA. En cuanto al LEON3 se incluyeron multiplicadores y divisores por hardware, una Unidad de Punto Flotante (FPU), pipeline de instrucciones de 7 etapas, capacidades de predicción de saltos (*branch prediction*), una caché de datos e instrucciones de 128KB cada una con algoritmo de reemplazo LRU (*Least Recently Used*), entre otras. Por otro lado, el módulo GSC se configuró con 24 canales doble antena de uso múltiple GPS/GLONASS lo que le permite realizar el seguimiento simultáneo de señales de hasta 24 satélites de forma independiente por antena.

B. Recursos lógicos utilizados

La Tabla I resume los recursos de la FPGA requeridos por el diseño lógico con una arquitectura como la mostrada en la Fig. 2 y para el modelo de FPGA mencionado en los párrafos anteriores. La información fue obtenida de los reportes de compilación del software VIVADO provisto por del fabricante Xilinx. La versión utilizada fue la 2022.2 con las opciones de compilación por defecto. La columna *LUT* especifica los recursos lógicos combinacionales sintetizados a través de *Look-Up Tables*; *FF* hace referencia a los *Flip-Flops* tipo D utilizados; los *RAM Blocks* son los bloques de memoria embebidos y, finalmente, los *Slices* son bloques de recursos lógicos agrupados definidos por el fabricante. Como resulta evidente, el consumo de recursos se discriminó por periférico con fines comparativos y los porcentajes indicados fueron calculados considerando el total de los recursos de cada tipo disponibles en la FPGA indicados en el encabezado de cada columna.

Comparada con otras FPGA's que pueden encontrarse en el mercado, la utilizada en este trabajo tiene una capacidad de recursos moderada. De la Tabla I puede apreciarse que el porcentaje de ocupación promedio de los recursos es del orden 60%, lo que evidencia que el diseño no presenta un problema para la mayoría de las FPGA's modernas en cuanto a los recursos necesarios para su implementación.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

TABLA I. RECURSOS LÓGICOS

Módulo	LUT's (63400)		FF's (126800)		Block RAM (135)		Slices (15850)	
LEON3	11%	7197	2%	2413	52%	70	13%	2104
MEMCTRL	<1%	123	<1%	79	0%	0	<1%	62
SPIMCTRL	<1%	179	<1%	156	0%	0	<1%	68
RTC	<1%	233	<1%	162	0%	0	1%	82
IRQCTRL	<1%	160	<1%	64	0%	0	<1%	50
UART	1,1%	690	<1%	640	0%	0	2%	291
DSU	<1%	97	<1%	135	0%	0	<1%	82
AMBA AHB	<1%	223	<1%	49	0%	0	<1%	115
APB BRIDGE	<1%	199	<1%	89	0%	0	<1%	104
GSC	36%	22596	23%	29248	0%	0	52%	8211
XADC	<1%	94	<1%	189	0%	0	<1%	66
IFAS	<1%	305	<1%	384	1%	1	1%	145
SEMCORE	<1%	588	<1%	524	0%	0	2%	241
IDCORE	<1%	14	<1%	0	0%	0	<1%	14
WATCHDOG	<1%	17	<1%	24	0%	0	<1%	11
AGC	<1%	140	<1%	101	0%	0	<1%	65
GSE	<1%	152	<1%	123	0%	0	<1%	45
TOTAL:	**52%**	**32855**	**27%**	**34257**	**53%**	**71**	**74%**	**11711**

C. *Flooplaning*

Del análisis de la Tabla I se desprende que los dos periféricos de mayor demanda de recursos son del LEON3 y el GSC. Esto, en combinación con las frecuencias de reloj utilizadas, 80MHz para el sistema y 40MHz para el muestreo, provocan que los requerimientos de temporización de estos dos módulos sean notoriamente más demandantes que los del resto. Debido a esto es que se optó por realizar un *floorplaning* estructurado para estos módulos con el fin de evitar violaciones en la temporización y facilitar el escalado del diseño ante eventuales futuros cambios y actualizaciones. De esta forma, se impusieron al compilador ciertas restricciones sobre cómo distribuir los recursos de estos módulos en el área de la FPGA de forma tal de favorecer la temporización de estos módulos en detrimento de los demás. En la Fig. 5 se muestra el *floorplaning* completo de la FPGA donde se destacan en color amarillo los recursos destinados al GSC y en color rojo los del LEON3. El conjunto de los periféricos restantes se muestra en color celeste oscuro mientras que las estructuras que aparecen en otros diversos colores corresponden a diferentes recursos de la FPGA de menor importancia para este trabajo.

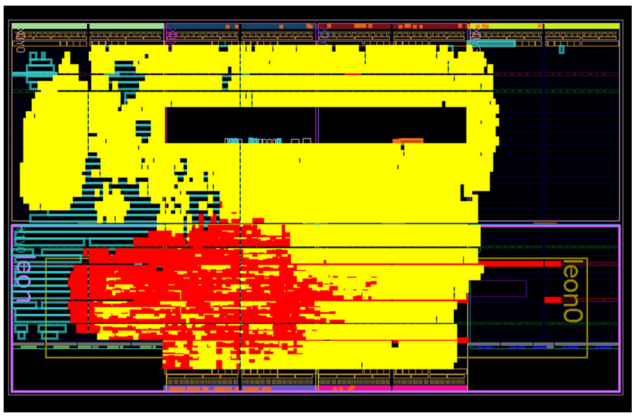


Fig. 5. Floorplaning de la FPGA.

V. VALIDACIÓN Y RESULTADOS

La validación final del sistema embebido se realizó bajo un escenario controlado del receptor utilizando un simulador de señales GNSS certificado. De esta manera se pudo someter al receptor a condiciones de recepción de diversa índole sin necesidad de trasladarlo o moverlo. Es decir, el simulador permite generar las señales de toda una dada constelación de satélites en tiempo real según la trayectoria del receptor que se configure. De esta manera es posible realizar ensayos estáticos, como si el receptor estuviese inmóvil sobre la superficie terrestre, o ensayos dinámicos, simulando como si el receptor se estuviese moviendo a través de una trayectoria cualquiera, ya sea sobre la superficie de la Tierra, sobrevolando la misma o en condiciones orbitales, es decir, como si estuviese en una trayectoria alrededor de una órbita. Este tipo de validación permite calcular con precisión el error de la posición calculada por el receptor ya que el propio simulador brinda la información de la trayectoria que el primero debería seguir. Comparando los datos de la posición brindada por el simulador con los datos de la solución de posición del receptor puede calcularse instante a instante el error cometido en el cálculo de posición.

La Fig. 6 muestra los resultados de un ensayo orbital donde puede apreciarse el error en la posición del receptor a lo largo del tiempo comparándola con respecto a la órbita de referencia del simulador. En este caso, los resultados se obtuvieron procesando en el receptor una única señal del sistema GPS. El error está expresado en metros y discriminado espacialmente en los tres ejes (X, Y, Z) de las coordenadas ECEF [21], es decir, utilizando como marco de referencia el centro de La Tierra. Los puntos marcados en rojo indican soluciones de posición calculas pero que no pudieron ser validadas por la tarea de Navegación. La Fig. 7 muestra los resultados del mismo ensayo, pero esta vez procesando en el receptor dos señales del sistema GPS y combinando sus resultados. Como bien puede apreciarse el error promedio cometido en el cálculo de posición se reduce significativamente a costa de un incremento en el ruido de la solución.

Los errores en la solución de posición de ambos ensayos están dentro del rango admisible para este tipo de receptores y las capacidades del sistema GPS. En este aspecto,

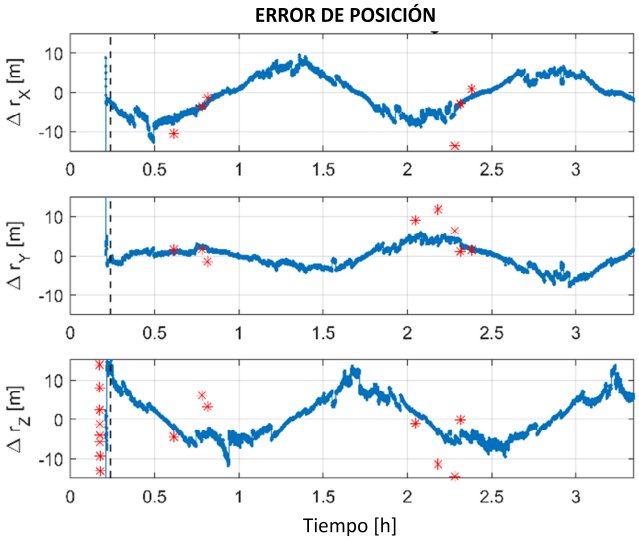


Fig. 6. Error de posición para un ensayo orbital procesando una única señal de GPS.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

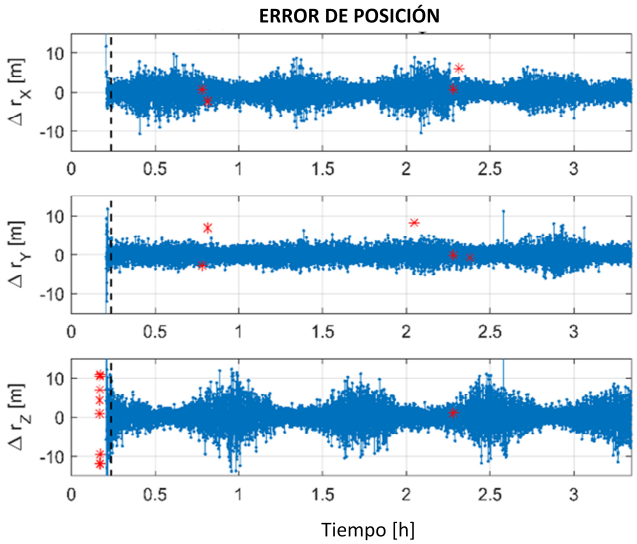


Fig. 7. Error de posición para un ensayo orbital procesando combinando dos señales de GPS.

resultados permitieron validar, no solo el buen desempeño del receptor en ensayos "punta a punta", sino también verificar la elevada calidad en la solución de posición generada. Cabe mencionar que muchas otras funcionalidades del sistema embebido fueron obviadas en estos ensayos a los fines de no extender la longitud de este trabajo. Sin embargo, las aquí involucradas son las más significativas considerando la principal función de cualquier receptor GNSS.

VI. Conclusiones

En este trabajo se presentó un sistema embebido especialmente diseñado para receptores de Sistemas de Navegación Global por Satélite (GNSS). El mismo se compone de un diseño lógico implementado sobre una FPGA que incluye diversos periféricos de la librería GRLIB en conjunto con otros módulos especialmente desarrollados para dar soporte a diferentes funcionalidades de los receptores. El diseño lógico utiliza el microprocesador LEON3, también incluido dentro de la libraría GRLIB, y el AMBA como el bus de datos que permite la comunicación entre los periféricos entre sí. El diseño lógico admite la utilización de memorias externas de tipo SRAM y FLASH con interfaz paralela, memorias FLASH con interfaz SPI, soporta varias interfaces de comunicación de tipo UART, incluye una interfaz de depuración y diversos otros módulos de librería para dar soporte al LEON3. Los periféricos desarrollados específicamente para los receptores fueron codificados en VHDL para favorecer la portabilidad y escalabilidad del diseño. Entre ellos se incluyen: un coprocesador de señales GNSS de múltiples canales y hasta 4 antenas independientes; un adquisidor de datos en frecuencia intermedia para almacenar muestras crudas para fines de depuración o procesamiento *off-line*; un módulo de Control Automáticos de Ganancia para acondicionar la señal de los ADC's; un módulo para relevar tensiones, corrientes y temperaturas, tanto internas como externas a la FPGA; un módulo de versionado automático para etiquetar las versiones del diseño lógico; un controlador de *watchdog* externo; un emulador de señales GNSS para generar señales sintéticas de los satélites con fines de depuración y *testing* y un módulo para monitorear errores en la memoria interna de la FPGA.

El sistema embebido se completa con un software asociado que se ejecuta sobre el LEON3. El mismo utiliza el sistema operativo de tiempo real RTEMS como soporte para gestionar las diversas tareas. Algunas de las más importantes son la adquisición y seguimiento de señales, la de comunicación y monitoreo, la de demodulación de los mensajes de navegación, la de generación de mediciones, etc.

Si bien se presentó en este trabajo una implementación para una FPGA de Xilinx, el sistema embebido es altamente flexible pudiéndose implementar en prácticamente cualquier FPGA con mínimos esfuerzos adicionales. Los recursos lógicos necesarios arrojados de los reportes de compilación no evidencian una limitación para las FPGA modernas. Por otro lado, los ensayos realizados al sistema embebido y al receptor en su conjunto permitieron validar la arquitectura propuesta y verificar su correcto funcionamiento bajo la dinámica a la que se vería sometido el receptor en un satélite en órbita. El análisis de calidad de mediciones permite afirmar la aptitud del receptor para su uso en misiones satelitales con requerimientos de alta precisión.

Referencias

[1] Elliott D. Kaplan, Understanding GPS: Principles & Applications. 3th Edition, Artech House, 2017.

[2] B. Porat, A course in Digital Signal Processing. John Wiley & Sons,Inc., 1997.

[3] B.W. Parkinson and J. J. Spilker, Global Positioning System: Theory and Applications. American Institute of Aeronautics and Astronautics (AIAA), 1996, vol. 1.

[4] "Software-Defined Radio for Engineers". Analog Devices, 2018, pp. 13-18.

[5] J. Roselló, P. Silvestrin, G.L. Risueño, R. Weigand, J.V. Perelló, J. Heim, I. Tejerina, "AGGA-4: Core device for GNSS space receivers of this decade", Satellite Navigation Technologies and European Workshop on GNSS Signals and Signal Processing (NAVITEC), 2010 5th ESA Workshop on , vol., no., pp.1-8, 8-10 Dec. 2010.

[6] P.J. Mumford, K. Parkinson, A. Dempster, "The Namuru Open GNSS Research Receiver," Proceedings of the 19th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2006), Fort Worth, TX, September 2006, pp. 2847-2855.

[7] T.E. Humphreys, M.L. Psiaki, P.M. Kintner Jr., B.M. Ledvina, "GNSS Receiver Implementation on a DSP: Status, Challenges, and Prospects", Proceedings of ION GNSS, Institute of Navigation, Fort Worth, 2006.

[8] "GRLIB IP Library User's Manual". Cobham Gaisler, 2024.

[9] "GRLIB IP Core User's Manual". Cobham Gaisler, 2024.

[10] The SPARC Architecture Manual. SPARC International Inc, 1992.

[11] AMBA™ Specification Rev. 2.0. ARM, 1999K.

[12] J. G. Díaz, P. A. Roncagliolo, J. G. García, "Canal de Correlación para señales de GPS en FPGA", XIV Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control (RPIC 2011), pp. 328-333, Oro Verde, Entre Ríos, Argentina, 2011.

[13] J. G. Díaz, P. A. Roncagliolo, J. G. García, "Canal de correlación de adquisición no-coherente GPS/GLONASS", XV Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control (RPIC 2013), pp. 445-450, S. C. de Bariloche, Río Negro, Argentina, 2013.

[14] J. G. Díaz, J. G. García, P. A. Roncagliolo, "Correlador Programable para la Señal L2C de GPS", IEEE Biennial Congress of Argentina (ARGENCON 2014), pp. 485-490. S.C. de Bariloche, Río Negro, Argentina, 2014.

[15] J. G. Díaz, Germán Scillone, J.G. García, "Sistema de adquisición en FPGA para receptores SDR", 26º Congreso Argentino de Control Automático (AADECA'18), págs. 440 a 445, Buenos Aires, Argentina, 2018.

[16] "Soft Error Mitigation Controller v4.1", Xilinx, 2023.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

[17] J. G. Díaz, “Automatic Gain Control on FPGA for Multi-Antenna GNSS Receivers”. 2024 IEEE Biennial Congress of Argentina (ARGENCON), San Nicolás de los Arroyos, Argentina, 2024.

[18] J. G. Díaz, J.G. García, “A Digital GPS / GLONASS Signal Emulator for SDR GNSS Receivers”. XVIII Workshop on Information Processing and Control (RPIC), Bahía Blanca, Argentina, 2019, pp. 163-168.

[19] “RTEMS Software Engineering”. RTEMS, 2025.

[20] Pumpkin incorporated, “CubeSat Kit PCB Specification”, 2003.

[21] Kaplan, Elliot D. and Hegarty, Christopher J. (editores); Understanding GPS: Principles and Applications; Second Edition; Artech House; 2005.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Diseño de un Sistema de Control Activo de Ruido para el Interior de la Cabina de un Automóvil

Daniel Vargas Dávila
SEPI ESIME Culhuacan
Instituto Politécnico Nacional
Ciudad de México, México
dvargasd1300@alumno.ipn.mx

Juan Gerardo Avalos Ochoa
SEPI ESIME Culhuacan
Instituto Politécnico Nacional
Ciudad de México, México
javaloso@ipn.mx

Ángel Alfonso Vázquez Piña
School of Engineering and Sciences
Tecnológico de Monterrey
Ciudad de México, México
avazquezp@tec.mx

Juan Carlos Sánchez García
SEPI ESIME Culhuacan
Instituto Politécnico Nacional
Ciudad de México, México
jcsanche@ipn.mx

Guillermo Avalos Arzate
ESIME Culhuacan
Instituto Politécnico Nacional
Ciudad de México, México
gavalosa@ipn.mx

Giovanny Sánchez Rivera
SEPI ESIME Culhuacan
Instituto Politécnico Nacional
Ciudad de México, México
gsanchezriv@ipn.mx

***Abstract*— El ruido acústico que se percibe dentro de la cabina de un automóvil es un problema que puede llegar a provocar fatiga auditiva, estrés y afectar la concentración de los conductores. Por este motivo, se han planteado diversas soluciones, siendo el control activo de ruido ANC (del inglés: Active Noise Control) una de las más utilizadas en los últimos años. Comúnmente, los sistemas de ANC usan el algoritmo de mínimos cuadrados promediados LMS (del inglés: Least Mean Squares), debido a su bajo costo computacional y su fácil implementación, sin embargo, este algoritmo presenta una velocidad de convergencia baja y su rendimiento no es bueno cuando se requiere controlar ruido impulsivo. En este trabajo se presenta un sistema de ANC para automóvil usando el algoritmo de criterio de máxima versoria MVC (del inglés: Maximum Versoria Criterion), el cual presenta mejores propiedades de convergencia en comparación al algoritmo LMS, cuando se requiere controlar ruido impulsivo. Para evaluar el sistema, se realizó la implementación en un microcontrolador NXP i.MX RT1062 y se utilizó la estructura adaptativa de filtrado x. Los resultados muestran una mayor velocidad de convergencia y nivel de atenuación de ruido en comparación a los sistemas ANC basados en el algoritmo LMS..**

Keywords—Active noise control, Car cabin, LMS algorithm, MVC algorithm

I. INTRODUCCIÓN

En la actualidad, el ruido en el interior de los automóviles se ha convertido en un problema que afecta el confort y la experiencia del usuario. Con el aumento del tráfico y la popularidad de los vehículos eléctricos, la demanda de soluciones efectivas para reducir el ruido en la cabina de un automóvil se ha vuelto más urgente que nunca. Existen métodos como la cancelación pasiva de ruido que utilizan diferentes materiales con la intención de aislar un área determinada, sin embargo, estos métodos resultan ineficaces, debido a que se reduce el espacio útil dentro de la cabina de pasajeros y además predominan ruidos de baja frecuencia que provienen del chasis y el sonido del motor que genera ruido impulsivo intenso en altas revoluciones [1].

Recientemente, el uso de sistemas de control activo de ruido (ANC) en diferentes aplicaciones prácticas se ha incrementado debido a su buen funcionamiento [2]. Estos sistemas utilizan tecnología avanzada para contrarrestar el ruido no deseado proporcionando así un entorno más tranquilo y confortable para los usuarios.

Distintos fabricantes han diseñado sistemas de ANC para automóviles [3-6], sin embargo, estos sistemas utilizan el algoritmo LMS [7] y algunas de sus variantes. Cabe mencionar, que el algoritmo LMS es muy popular debido a su bajo costo computacional, sin embargo, su velocidad de convergencia es lenta, lo que resulta un problema cuando los ruidos cambian de forma abrupta, como suele suceder dentro de la cabina de un automóvil, por lo que la cancelación de ruido podría ser ineficaz.

Por otra parte, existen algoritmos que presentan buenas características de convergencia cuando se trabaja con señales de ruido impulsivo, uno de ellos es el algoritmo de criterio de máxima versoria MVC (del inglés, Maximum Versoria Criterion) [8], el cual basa su función de costo en la curva de Agnesi [9]. No obstante, hasta donde sabemos, este algoritmo no se ha implementado en sistemas de ANC para automóviles.

En este trabajo se presenta un sistema de ANC para automóviles usando el algoritmo MVC con una estructura de filtrado x [10], para evaluar su funcionamiento en un escenario práctico, se implementó en una tarjeta Teensy 4.0, la cual está basada en el microcontrolador NXP i.MX RT1062. Los resultados muestran mejores características de convergencia en comparación con el algoritmo LMS.

II. ALGORITMO MVC

La expresión general para la actualización de los coeficientes del algoritmo MVC está dada por:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu\left(\frac{e(n)}{1+\tau e^2(n)}\right)\mathbf{x}(n) \qquad (1)$$

donde $\boldsymbol{w}(n+1)$ es el vector de coeficiente, μ es el tamaño de paso, $\tau = \left(\frac{1}{2r}\right)$ es una constante que depende del radio del círculo que define a la curva de Agnesi, $\boldsymbol{x}(n)$ es el vector de la señal de entrada definido por $\boldsymbol{x}(n) = [x(n), x(n-$

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

$1), x(n-2), \dots, x(n-N+1)]^T$ y $e(n)$ es la señal de error la cual se obtiene con:

$$e(n) = d(n) - \boldsymbol{w}^T(n)\boldsymbol{x}(n) + v(n) \quad (2)$$

(3)

siendo $d(n)$ la señal deseada y $v(n)$ una señal de ruido aditivo.

III. ALGORITMO FX-MVC

El filtrado x es una técnica ampliamente utilizada en los sistemas de control activo de ruido, que tiene como finalidad compensar los cambios provocados a la señal por la trayectoria secundaria, de esta forma al usarse se mejora la estabilidad y la velocidad de convergencia. En la Figura 1 se muestra la estructura de filtrado x usando el algoritmo MVC para un micrófono de referencia, donde J representa el número de altavoces de control y K micrófonos de error. Como se observa, en esta estructura es necesario identificar la trayectoria secundaria, $(S(z))$, antes de iniciar el proceso de control. Posteriormente, la señal de referencia $\boldsymbol{x}(n)$ es filtrada con la estimación de la trayectoria secundaria, $\hat{S}(z)$, de esta forma se compensa los retardos o distorsiones y por lo tanto aumenta la eficacia del algoritmo de control. La estimación de la señal de referencia filtrada se realiza mediante:

$$\boldsymbol{x}'_{jk}(n) = \hat{S}(n)\boldsymbol{x}_{jk}(n) \quad (4)$$

Teniendo en cuenta la estructura de filtrado x, la ecuación de actualización de los coeficientes del algoritmo Fx-MVC se expresa como:

$$\boldsymbol{w}_j(n+1) = \boldsymbol{w}_j(n) + \mu_{jk}\left(\frac{e_k(n)}{1+\tau e_k^2(n)}\right)\boldsymbol{x}'_{jk}(n) \quad (3)$$

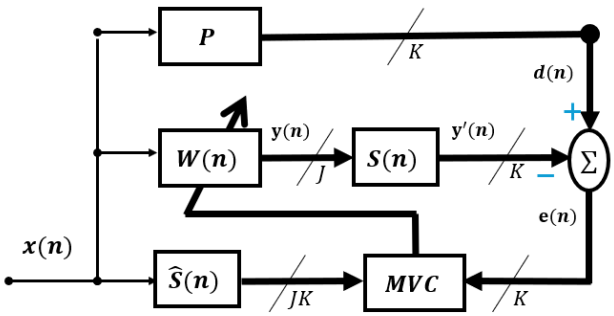


Figura 1. Diagrama del algoritmo Fx-MVC

IV. PRUEBAS Y RESULTADOS

Para evaluar el funcionamiento del sistema de ANC, se realizó pruebas de simulación para validar el algoritmo en un sistema de control activo de ruido monocanal y posteriormente se implementó un sistema multicanal en hardware. Las pruebas se realizaron en la cabina de un automóvil Suzuki Kizashi modelo 2012, usando un sistema de ANCcompuesto por un micrófono de referencia, dos bocinas de control y dos micrófonos de error (1: 2: 2).

A. Evaluación en Software

Para la evaluación en simulación se uso el software de MATLAB, versión R2022a, en el cual se comparó el desempeño en términos del nivel de error cuadrático promediado MSE (del inglés: Mean Square Error) de los algoritmos Fx-MVC y Fx-LMS. Para este experimento se ocupó como trayectoria primaria y secundaria las estimaciones tomadas en el experimento práctico realizado en el automóvil Suzuki, en la Figura 2 se muestra la respuesta al impulso de las trayectorias primaria y secundarias obtenidas en el automóvil.

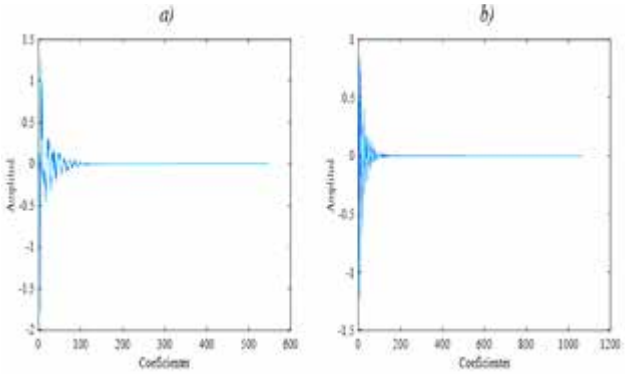


Figura 2. Forma de onda en el tiempo de la respuesta al impulso de a) la trayectoria primaria y b) la trayectoria secundaria

El sistema se evaluó con 10,000 iteraciones y se promediaron 100 experimentos, como señal de ruido se usó ruido blanco Gaussiano. Por otra parte, los parámetros de los algoritmos se eligieron de forma de que se obtuviera el mejor rendimiento de cada uno de ellos, para el algoritmo Fx-LMS se seleccionó un factor de convergencia $\mu = 0.000001$ y para el algoritmo Fx-MVC se utilizó un factor de convergencia $\mu = 0.00002$ y $\tau = 0.15$. Los resultados obtenidos en los micrófonos de error se muestran en la Figura 3.

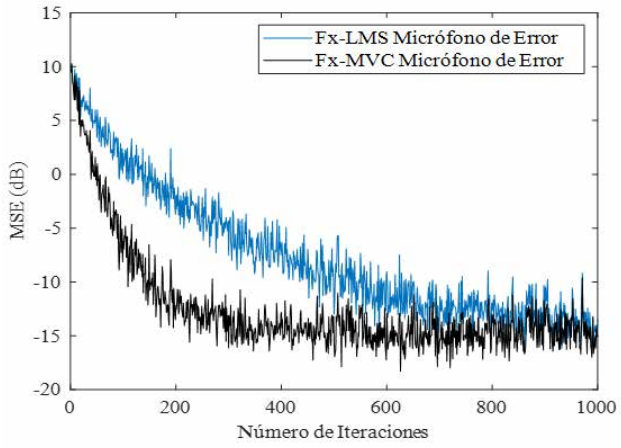


Figura. 3. MSE obtenido para el micrófono de error

Como se observa, el algoritmo Fx-MVC presenta una mayor velocidad de convergencia en comparación al algoritmo Fx-LMS, por otra parte, el nivel de MSE es similar en ambos algoritmos.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Posteriormente, se realizó otra prueba donde se usó como señal a cancelar ruido impulsivo, el cual se generó mediante ruido blanco gaussiano con varianza unitaria contaminado con un proceso de Bernoulli (p = 0.0001). Para evaluar los resultados de forma adecuada, se obtuvo la reducción promedio de ruido MNR (del inglés: Mean Noise Reduction), la cual permite una mejor visualización del comportamiento de los algoritmos ante este tipo de ruido. De igual forma que en el experimento anterior, se realizaron 10,000 iteraciones y como parámetros para el algoritmo Fx-LMS se estableció un factor de convergencia μ=0.00003 y para el algoritmo Fx-MVC un factor de convergencia μ=0.0002 y un τ=0.0025, los resultados se muestran en la Fig. 4, donde se observa que el algoritmo Fx-MVC presenta una mayor velocidad de convergencia y menor nivel de MNR en comparación al algoritmo Fx-LMS.

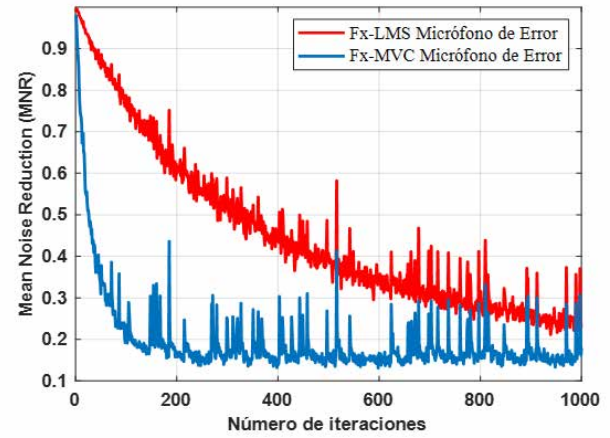


Figura 4. Curvas del MNR obtenidas para el algoritmo Fx-LMS y el algoritmo Fx-MVC

.

B. Implementación en Hardware

Las pruebas en hardware se llevaron a cabo utilizando el diseño de una cabecera [11] que se muestra en la Figura 5, con la finalidad de que pueda sujetarse al respaldo del asiento en un automóvil.



Figura 5. Cabecera utilizada para el sistema de ANC (1: 2:2)

Para implementar el sistema, se usó la placa de desarrollo Teensy 4.0, basada en el microcontrolador NXP i.MX RT1062 con núcleo ARM Cortex-M7 a 600 MHz. Esta placa se eligió debido a sus características, ya que cuenta con 1 MB de RAM, 2 MB de memoria flash, hasta 40 pines digitales (35 con PWM), 14 entradas analógicas de 12 bits y 2 salidas DAC de 12 bits. Además, se integró el módulo de audio PCM5102 que admite frecuencias de muestreo de hasta 384 kHz, una resolución de 32 bits y 2 canales para salida de audio. Para el diseño del sistema de ANC, se usaron dos altavoces Visaton SL 70 NDV, dos micrófonos MEMS EV_ICS-40300-FX, un amplificador de audio TA2024 AA-AB32155 para altavoces y se diseñó un filtro antialiasing, el cual es un filtro pasa bajas de tercer orden con una frecuencia de corte de 1KHz. En la Figura 6 se muestra el diagrama de conexiones del sistema de ANC, mientras que en la Figura 7 se presenta el sistema de ANC propuesto e instalado dentro de la cabina del automóvil.

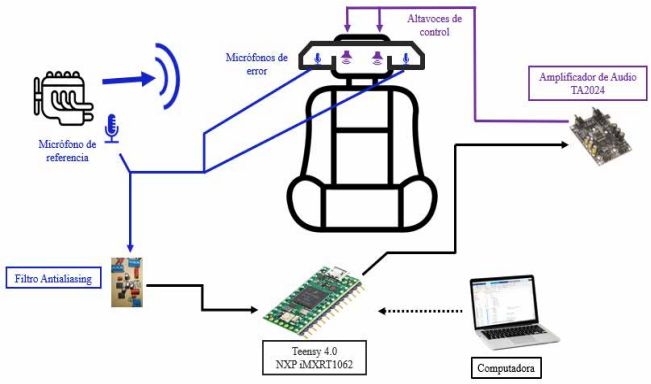


Figura 6. Diagrama de conexiones del sistema



Figura 7. Prototipo de cabecera instalado en el interior del automóvil

Las pruebas de funcionamiento se realizaron tomando en cuenta las siguientes condiciones:

- El vehículo contaba con las ventanas cerradas.
- La velocidad promedio del vehículo fue de 80 km/h.
- El sistema de audio propio del vehículo se encontraba apagado.
- El clima fue templado durante las pruebas.
- La carretera estaba libre de tráfico.
- La identificación de la trayectoria secundaria se realizó fuera de línea y se utilizó un algoritmo LMS.
- El filtro adaptativo contó con 300 coeficientes.
- Para el algoritmo Fx-MVC se seleccionó un factor de convergencia μ=0.00002 y un τ=0.25.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Para evaluar los resultados, se grabó la señal adquirida por los micrófonos de error y mediante el software MATLAB se graficó el espectro de potencia, el cual se muestra en la Figura 8, en donde la línea de color rojo representa el ruido captado por el micrófono de referencia, la línea azul la señal adquirida por el micrófono de error izquierdo y la línea verde la señal adquirida por el micrófono de error derecho. Como se observa, en promedio se alcanza una reducción en el micrófono de error izquierdo de alrededor 16.25 dB y para el micrófono de error derecho se alcanzó una atenuación de 18.35 dB, lo cual muestra la eficiencia del sistema en un escenario práctico.

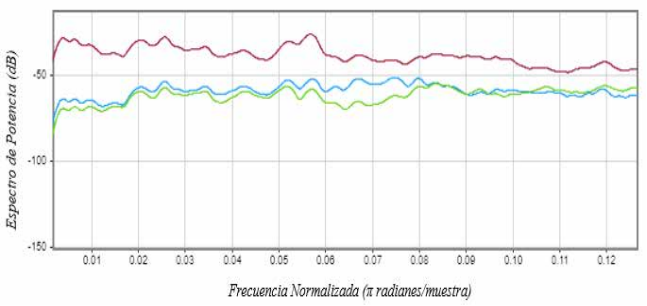


Figura 8. Espectro de potencia de las señales capturadas por el micrófono de referencia (línea roja), micrófono de error izquierdo (línea azul) y micrófono de error derecho (línea verde).

V. CONCLUSIONES

En este trabajo se presentó un sistema de ANC aplicado a la cabina de pasajeros de un automóvil, en el cual se usó el algoritmo Fx-MVC. Los resultados de simulación muestran una mayor velocidad de convergencia al compararse con el algoritmo Fx-LMS, especialmente, cuando se requirió cancelar ruido de tipo impulsivo. Además, se probó el sistema en un escenario práctico, en donde se logró atenuar el ruido en promedio 16dB para el micrófono de error izquierdo y 18dB para el micrófono de error derecho, lo cual demuestra que este sistema es una solución viable para atenuar el ruido captado por los pasajeros en la cabina de un vehículo. No obstante, las condiciones para que este sistema funcione tiene limitantes que nos impide usarlo en todas las situaciones posibles, como lo son, usar el sistema de audio a la par que el sistema de ANC, viajar por lugares ruidosos y a una mayor velocidad.

REFERENCIAS

[1] S. Kim and M. E. Altinsoy, "Comprehensive Active Control of Booming Noise Inside a Vehicle Caused by the Engine and the Driveline", *IEEE Access*, vol. 10, pp. 49725-49737, 2022.

[2] Kuo, Sen M. y D. R. Morgan, "Active noise control: a tutorial review", *Proceedings of the IEEE*, vol. 87, núm. 6, p. 943-973, 2002.

[3] Jiang, Yao, et al. "A modified feedforward hybrid active noise control system for vehicle." *Applied Acoustics, vol. 175, p. 107816, 2021*.

[4] Kim, Seonghyeon, and M. Ercan Altinsoy. "Comprehensive active control of booming noise inside a vehicle caused by the engine and the driveline." *IEEE Access, vol. 10, p. 49725-49737, 2022*.

[5] Opinto, Alessandro, et al. "Experimental Analysis and Design Guidelines for Microphone Virtualization in Automotive Scenarios." *IEEE/ACM Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, vol. 30, p. 2337-2346, 2022*.

[6] Kim, Seonghyeon, and M. Ercan Altinsoy. "A complementary effect in active control of powertrain and road noise in the vehicle interior." *IEEE Access*, vol. 10, p. 27121-27135, 2022.

[7] Widrow, Bernard, John McCool, and Michael Ball. "The complex LMS algorithm." *Proceedings of the IEEE*, vol. 63, núm. 4, p. 719-720, 1975.

[8] Pérez, Norberto Jaime Chau, and Roy Wil Sánchez Gutiérrez. "Lugares geométricos en el plano:"Curva: Bruja de Agnesi"." *En Blanco y Negro*, vol.1, núm. 1, p. 1-9, 2010.

[9] Maya, Xochitl, et al. "A New Switching MVC Algorithm for Active Impulsive Noise Control." *IEEE Embedded Systems Letters*, vol. 16, núm. 3, p. 271-274, 2023.

[10] Douglas, Scott C. "Fast implementations of the filtered-X LMS and LMS algorithms for multichannel active noise control." *IEEE Transactions on speech and audio processing*, vol. 7, núm. 4, p.454-465, 2002.

[11] B. Pineda, J. G. Avalos, G. Sánchez, E. Vázquez, J. C. Sánchez, y Á. A. Vázquez, "A New Fast Convergence Speed Q-APL Algorithm for Active Noise Control Applied to Airplane Seats", *IEEE Embedded Systems Letters*, 2025.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Monitoreo y Medición de RF en el Entorno Urbano de Bahía Blanca basado en SDR.

Guillermo Héctor Reggiani
Facultad Regional Bahía Blanca
Universidad Tecnológica Nacional
Bahía Blanca, Argentina
ghreggiani@frbb.utn.edu.ar

Lorenzo De Pasquale
Facultad Regional Bahía Blanca
Universidad Tecnológica Nacional
Bahía Blanca, Argentina
pasquale@frbb.utn.edu.ar

Juan Francisco Loidi
Facultad Regional Bahía Blanca
Universidad Tecnológica Nacional
Bahía Blanca, Argentina
juanfloidi@gmail.com

Tomás Alejo De Caso
Facultad Regional Bahía Blanca
Universidad Tecnológica Nacional
Bahía Blanca, Argentina
tomydecaso@hotmail.com

Oscar Alfredo Conde
Facultad Regional Bahía Blanca
Universidad Tecnológica Nacional
Bahía Blanca, Argentina
oscaraconde@gmail.com

***Resumen*—Se presenta una red de sensores para medición de potencia de radio frecuencia, basados en un equipo medidor de radio definida por software y en el ordenador de placa única Raspberry Pi. Estos forman nodos secundarios de medición conectados a un nodo primario que actúa como servidor. Los datos recolectados se transmiten hacia el servidor que se encarga de procesarlos, almacenarlos en una base de datos y presentarlos a través de una página web para su análisis en tiempo real y en forma de historial. El software desarrollado ofrece además la posibilidad de configurar filtros y alertas en función de niveles preestablecidos. La red de sensores se vincula a la web con un túnel virtual cifrado o red privada virtual. Permite medir potencia desde 50MHz hasta 2GHz aproximadamente. Se presentan los resultados de las mediciones y su evaluación en diversas bandas de frecuencias, horarios e intervalos diarios. Se integra al trabajo un esquema de validación de las mediciones a partir del equipamiento disponible. En la configuración desarrollada se establece una relación entre la potencia medida por sensor (dBm), y la densidad de potencia (mW/cm2) que capta su antena.**

Palabras clave—Palabras clave: densidad de potencia, radio definida por software, radiaciones no ionizantes, comunicaciones inalámbricas.

I. INTRODUCCION

El presente trabajo tiene como objetivo la implementación de un sistema de monitoreo de densidad potencia electromagnética para exteriores en zonas urbanas. Motiva esta elección a la mayor densidad de población expuesta y por consiguiente son de mayor interés los valores medidos. Además de la importancia de evaluar el impacto sobre el medio ambiente y la salud. Para la toma de datos se utilizó la infraestructura edilicia existente. En primer lugar, se probaron los equipos de medición en edificios de la Universidad para asegurar su funcionamiento en el tiempo. Esto facilitó la conexión de los equipos a Internet como así también las instalaciones necesarias de montaje y el lugar donde se colocan los mismos. También se evita así el uso de antenas para el envío de los datos al servidor que recolecta los mismos.

Esta presentación también se vincula a una problemática de interés mundial, se refiere a las radiaciones no ionizantes (RNI) emitidas principalmente por las redes de telefonía móvil. Nuestro receptor de radio definida por software (SDR) el cual fue adquirido en Nooelec Store [1], puede detectar esas bandas de comunicaciones y medirlas con el esquema propuesto en el presente desarrollo. Otros ejemplos de interés ambiental se tienen en la Universidad Nacional de la Plata (UNLP), que desarrolló un sistema de monitoreo continuo para analizar los niveles de radiación presentes en la ciudad durante los años 2019 y 2020 (disponible en https://itma-cem.unlp.edu.ar/sistema-de-monitoreo-continuo). Suiza [2] y Colombia [3] son otros ejemplos de países que analizan los niveles de radiación con el objetivo de compararlos con los límites establecidos en las reglamentaciones internacionales.

La línea de investigación presentada se inició en el marco del proyecto titulado: “Medición Automática de Niveles de Radiaciones No Ionizantes (RNI) con Sistema en Red”, PID UTN 8187 y continuado actualmente con el PID UTN 10131. El mismo es financiado por Secretaría de Ciencia y Tecnología de la Universidad Tecnológica Nacional, y su ámbito de realización es el Grupo SiTIC (Grupo de I+D en Sistemas y Tecnologías de la Información y las Comunicaciones) de la UTN-Facultad Regional Bahía Blanca.

II. DESARROLLO

Partiendo de un resultado preliminar [4], se implementa la red de monitoreo sobre una zona urbana para obtener un muestreo de valores de potencia electromagnética en el ambiente. Para ello se deben responder algunas preguntas claves para su implementación, tales como el lugar específico ¿dónde se realizarán las mediciones?, ¿cómo adaptar el conjunto SDR y Raspberry Pi? para funcionar a la intemperie o ¿cómo implementar la comunicación entre los distintos equipos?

El lugar físico de implementación para esta red es la ciudad de Bahía Blanca, específicamente en la zona de macrocentro y periferia con buena densidad de habitantes. Se decidió utilizar las propias instalaciones de la Facultad en la zona central de la ciudad ya que se encuentran en zonas urbanas de estas características con una supuesta elevada contaminación electromagnética y poseen las torres e infraestructura necesaria para montar el sistema de monitoreo. En los otros lugares se gestionaron propiedades privadas para instalar los medidores. Esto puede observarse en la Fig. 1.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

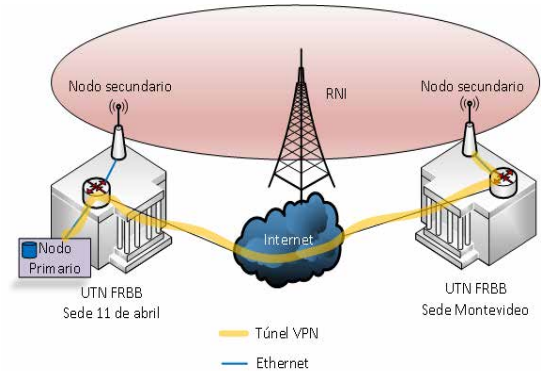


Fig. 1. Diagrama ilustrativo del sistema de monitoreo

Se gestiona la comunicación entre los equipos con la infraestructura brindada por Internet, aprovechando que es en una zona urbana con múltiples accesos a través de los proveedores de servicios de Internet (ISP). Para trabajar de la misma manera que en una red LAN se configura una red privada virtual (VPN) entre los nodos, tal como se observa en la Fig. 1. El dispositivo de medición, denominado nodo secundario, se adapta para su funcionamiento en intemperie y con un diseño robusto que asegure su funcionamiento, incluso en condiciones climáticas desfavorables. La unidad de medición conformada por el conjunto SDR y Raspberry Pi ubicada en el exterior se aloja en un gabinete estanco. La comunicación con el enrutador Ethernet que da acceso a Internet se realiza a través de un cable U/UTP Categoría 6 que, además de datos, alimenta a los dispositivos de medición (Power Over Ethernet, PoE).

En la Fig. 2 se muestra un diagrama en bloques del sistema de monitoreo, donde se ilustran sus principales elementos previamente mencionados. En el caso del nodo primario, cuya función es recolectar información de los secundarios y darle una interfaz gráfica al usuario, no se realizan mayores cambios en su diseño a excepción de la configuración de un servidor VPN. No es necesario el uso de un gabinete estanco, ya que va ubicado en un sector interno al edificio, donde no se ve afectado por condiciones de alta humedad, cambios bruscos de temperatura, suciedad, vibraciones y/o golpes.

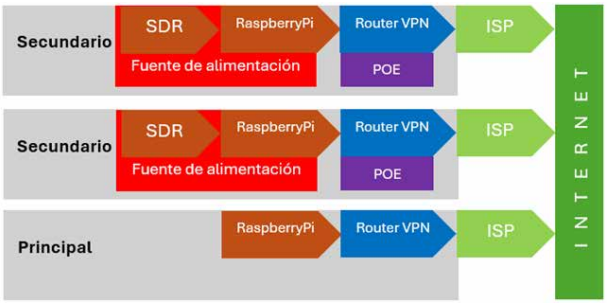


Fig. 2. Diagrama en bloques del sistema

A. *Primario y secundario*

El nodo primario (o principal) y los secundarios son similares y poseen el mismo hardware. El primario cumple las funciones de servidor recopilando la información enviada por los secundarios y a su vez la presenta en una página web. Esto último con software propio desarrollado para tal fin, permitiendo configurar distintos tipos de mediciones (rango de frecuencia, paso en frecuencia y periodo de muestreo). La Fig. 3 presenta el nodo secundario (de monitoreo), ubicado en un gabinete estanco para el exterior. De esta manera, quedan todos los elementos confinados herméticamente donde solo se tienen dos conexiones con el exterior, una para los datos y alimentación con un conector de Ethernet PoE, y la otra con un conector SMA hembra para la conexión de la antena al SDR.



Fig. 3. Nodo de monitoreo

B. *Comunicación del sistema de monitoreo*

Los equipos de monitoreo se colocan en sitios remotos y se conectan a la red de Internet de forma cableada para poder alimentarlos a través de PoE. Una vez conectados los dispositivos a la red, establecen una conexión remota a la VPN para mantener la comunicación segura. Todos los nodos secundarios los datos al nodo primario a través del túnel VPN.

En el nodo primario a su vez corre el sistema web el cual permite realizar la configuración y visualización del monitoreo. Los datos son almacenados en una base de datos dentro del mismo. Se utilizó la aplicación WireGuard [5] para crear los túneles VPN.

Para acceder al sistema web desde otra computadora ubicada en un lugar diferente de los nodos, se debe instalar WireGuard y con las credenciales de este acceder a la red. Una vez creado el túnel VPN, a través del navegador se puede ingresar al sistema para realizar las configuraciones, mediciones y extracción de la información.

C. *Presentación de los datos*

La Fig. 4 muestra el sistema web desarrollado para tomar las mediciones que efectúan los nodos. En la misma se puede seleccionar el nodo, el rango de frecuencias, el paso o intervalo de frecuencia y el periodo de tiempo de muestreo. Los resultados se guardan en una base de datos para después poder descargarlos en un archivo con formato ".csv".

En la pantalla se muestra la última medición con una gráfica de los valores obtenidos de frecuencia y amplitud.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

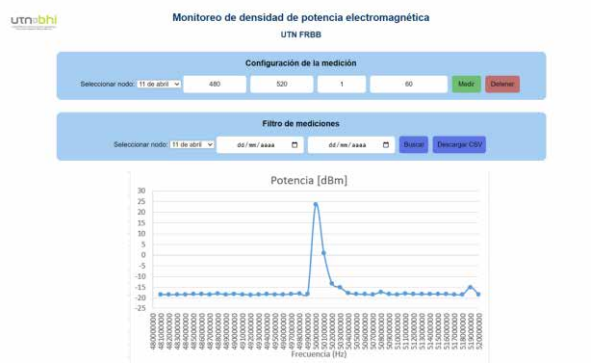


Fig. 4. Presentación web del sistema de monitoreo

La Fig. 5 muestra el esquema utilizado para la verificación de las mediciones tanto en amplitud como en frecuencia. Las mismas fueron hechas a una frecuencia de 500 MHz con los instrumentos disponibles en el laboratorio de radio frecuencia. Las mediciones de amplitud se monitorean con el medidor de intensidad de campo TENMARS TM-105 [6] en mW/cm2. La frecuencia se monitorea con un analizador de espectro Gw Instek GSP 730 [7] al igual que la potencia recibida medida en dBm [8].



Fig. 5. Esquema para la verificación de mediciones

D. Registros de mediciones

Se presentan a continuación los primeros resultados preparados para esta campaña de recolección de datos con tres sensores. Se tomaron los datos durante tres días, con dos mediciones por hora, dando un total de 48 mediciones por día.

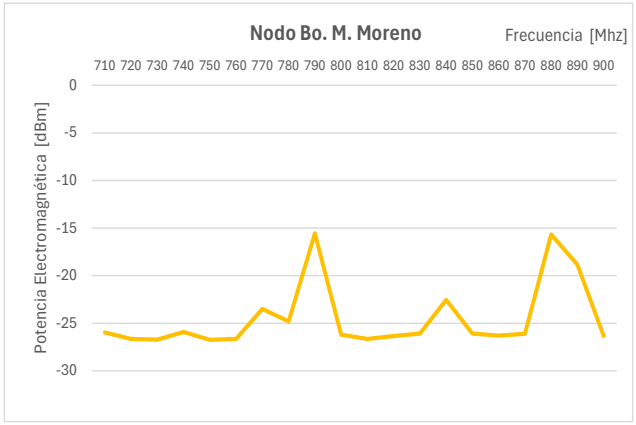


Fig. 6. Datos de nodo Bo M. Moreno (4 km centro).

Las potencias medidas con nuestros equipos (en cada nodo) se grafican en función de los intervalos de frecuencia de 10MHz visualizados en las Fig. 6, 7, 8 y Fig. 9. Para cada hora se toma la mediana de las potencias entregadas por el SDR en el periodo considerado. Se opta por esta operación por ser representativa entre los valores generados en cada frecuencia para todas las horas del día.

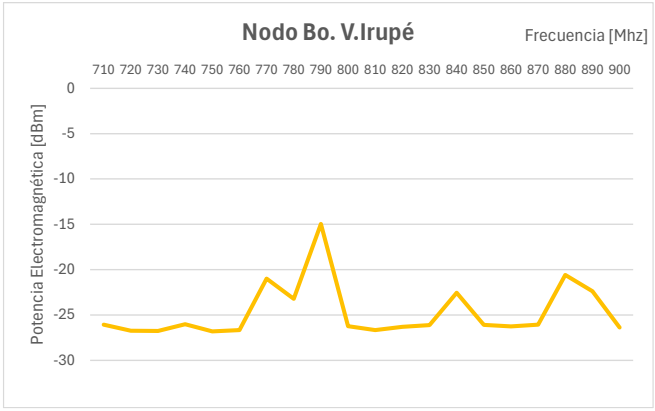


Fig. 7. Datos de nodo Bo V. Irupé (3 km centro).

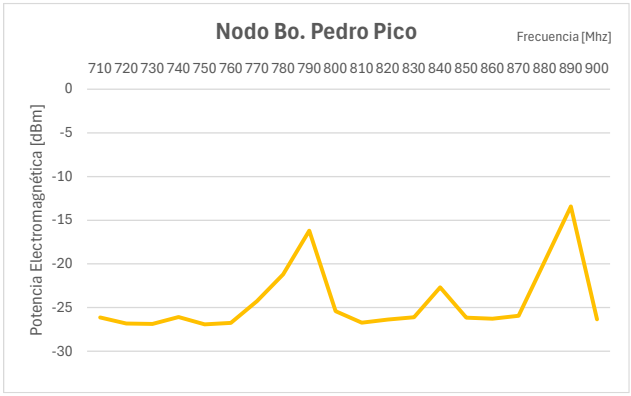


Fig. 8. Datos de nodo Bo P. Pico (1 km centro).

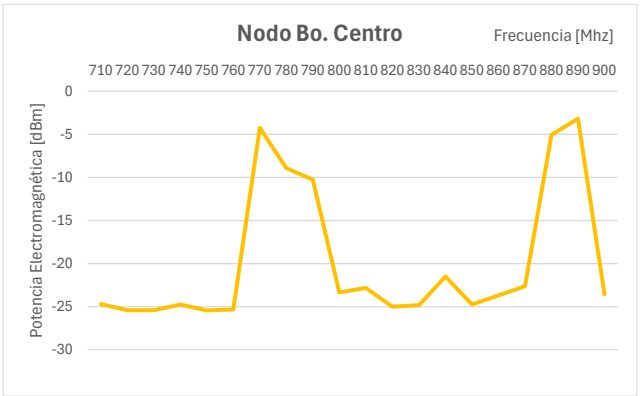


Fig. 9. Datos de nodo Centro

E. Discusión de los resultados

La banda de frecuencias elegida, además de estar en la capacidad de nuestro dispositivo, tiene la particularidad de cubrir algunas correspondientes a las comunicaciones

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

móviles. Este espectro fue siempre sensible a los posibles efectos nocivos sobre el ser humano.

En todos los nodos donde se hicieron las mediciones.

En el nodo Bo. M. Moreno tenemos el máximo de potencia −16dBm en 790MHz que corresponden a 26,8μW/cm^2.

En el nodo Bo. V. Irupé tenemos el máximo de potencia −15dBm en 790MHz que corresponden a 28,1μW/cm^2

En el nodo Bo. P. Pico el máximo para 890 MHz tenemos el máximo de potencia en −13,4dBm que corresponden a 35,10μW/cm2.

Por último, en el nodo Centro para 890 MHz tenemos el máximo de potencia −3,18dBm. o de 5,34.10-3μW/cm2. Valores muy cercanos se dan para el otro máximo en −4,26dBm en 770 MHz . Para el resto de la banda considerada las mediciones arrojan valores insignificantes salvo en los máximos, en todos los nodos.

Con el área efectiva de la antena, se obtiene la densidad de potencia.

Si tenemos en cuenta la normativa nacional a través de la Resolución 202/95 para las frecuencias indicativas de 890 MHz y 790 MHz, usando f/2000 se tienen: 0,445 mW/cm2 y 0,385 mW/cm2. Los guarismos medidos son muy inferiores a los valores que da la norma nacional aplicable. También se puede percibir en el nodo centro un máximo notablemente superior a los otros. Esto claramente se vincula a la densidad de torres de comunicaciones móviles cercanas.

Este resultado, preliminar, nos permite continuar con el monitoreo para las bandas elegidas y otras que puedan surgir de interés además de recorrer más puntos estratégicos dentro de la ciudad de Bahía Blanca.

III. Conclusiones

Dentro de la temática y objetivos del proyecto en que se realiza este trabajo, se puede mencionar que se ha desarrollado una experiencia importante plasmada a través de diversos trabajos publicados [9], [10], [11], [12], [8], [13] y [14]. En el presente desarrollo se llegó a implementar todo el hardware y el software para el manejo de los datos de potencia y frecuencia de las señales detectadas, trabajando con una red de nodos ubicados en puntos específicos de la ciudad (edificios de la facultad). Con este sistema se puede seleccionar la banda de frecuencias de interés, acceder a un historial de valores medidos previamente y se tiene la posibilidad de agregar nodos secundarios adicionales en cualquier sector de la ciudad siempre que cuenten con acceso a Internet, brindándole la característica de escalabilidad al sistema. Se presentaron los resultados de mediciones en dos nodos para un rango de frecuencias típico de comunicaciones móviles. Éstas arrojan como resultado que los niveles de radiación existentes en el entorno de los nodos son mucho menores a los recomendados por la Resolución 202/95.

Referencias

[1] Disponible en https://www.nooelec.com/store/nesdr-smartee-xtr-sdr.html.

[2] Madžarević V., Tešanović M. y Hrustanović-Bajrić M. (2018). “Monitoring of Non-ionizing Electromagnetic Fields in the Urban Zone of Tuzla City”, Proceedings of the International Symposium on Innovative and Interdisciplinary Applications of Advanced Technologies (IAT), Volume 1. Suiza.

[3] Vega F., Pantoja J. y Morales S. (2016). “An IoT-based open platform for monitoring non-ionizing radiation levels in Colombia”, 2016 IEEE Colombian Conference on Communications and Computing (COLCOM)

[4] Guidi J. C., Mancini M., De Pasquale L., Banchieri M. A., Pellegrino S. y Reggiani G. (2017). “Red de “Sensores para Monitoreo Remoto de Densidad de Potencia de RF basado en Radio Diseñada por Software”, VIII Congreso de Microelectrónica Aplicada 2017, 11 al 13 de octubre de 2017, Universidad Nacional de Córdoba.

[5] Disponible en https://www.wireguard.com.

[6] Disponible en http://www.tenmars.com/.

[7] Disponible en https://www.gwinstek.com/en-global/products/detail/GSP-730.

[8] Hewlett-Packard (1976). Application Note 150-10, “Spectrum Analysis...Field Strength Measurement”, Spectrum Analyzer Series.

[9] Banfi D., Macchi Konrad J. M., De Pasquale L., Banchieri M. A. y Alvarez M. (2015). “Sistema de medición de potencia de RF empleando un software defined radio (SDR)”, VI Congreso de Microelectrónica Aplicada 2015, 27 al 29 de mayo de 2015, Universidad Nacional de La Matanza. ISBN 978-987-3806-24-7.

[10] Macchi Konrad, J. M., De Pasquale y L., Banchieri, M. A. (2013). “Análisis basado en la transformada wavelet para determinar duración de transitorios en señales”, IV Congreso de Microelectrónica Aplicada 2013, 25 al 27 de septiembre de 2013, Facultad Regional Bahía Blanca de la UTN.

[11] De Pasquale L., Macchi Konrad J. M. y Banchieri M. A. (2014). “Análisis basado en la transformada wavelet packet para determinar bandas de frecuencias vacantes”, V Congreso de Microelectrónica Aplicada, 2014.

[12] Ortiz L., Macchi Konrad J. M., De Pasquale L. y Banchieri M. A. (2014). “Determinación de transitorios en sistemas físicos usando la transformada discreta wavelet”, WICC 2014, XVI Workshop de Investigadores en Ciencias de la Computación, 7 y 8 de mayo 2014, Universidad Nacional de Tierra del Fuego, Instituto de Desarrollo Económico e Innovación, Ushuaia, Argentina. Red UNCI, ISBN: 978-950-34-1084-4.

[3] Macchi Konrad J.M. , De Pasquale L., Banchieri M. A., Reggiani G., Cayssials R. y Ferro G. (2014). “Wavelet hardware processing unit for transient signal detection”, Proceedings of the IX IEEE Southern Programmable Logic Conference, pp.:3-8, November 5-7, 2014, Buenos Aires, Argentina, ISBN – 978-1-4799-6848-0.

[14] Banchieri, M. A., Macchi Konrad, J. M. y De Pasquale, L. (2014). “La transformada wavelet packet en las técnicas de sensado espectral”, V Congreso de Microelectrónica Aplicada 2014, 14 al 16 de mayo de 2014, Instituto Universitario Aeronáutico, Córdoba.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Sistema de adquisición y visualización de datos climáticos mediante ESP32 e IoT

Juan C. Urquiza, Ramiro E. Pereira, Roberto M. Murdocca, Sergio F. Hernandez Velazquez
Departamento de Electrónica
Universidad Nacional de San Luis
San Luis, Argentina
e-mail: { juancruzurquiza07, pereiraramiro.unsl, mmurdocc, sergio.sfhv}@gmail.com

Resumen - Este trabajo presenta el diseño, desarrollo e implementación de un prototipo de estación meteorológica basada en el microcontrolador ESP32, destinada al monitoreo de variables ambientales como temperatura, humedad, presión atmosférica, nivel de iluminación, calidad del aire, precipitaciones, velocidad y dirección del viento. Los datos se adquieren mediante sensores, se procesan en el ESP32 y se transmiten por Wi-Fi utilizando el protocolo MQTT hacia una interfaz gráfica desarrollada en Node-RED sobre Raspberry Pi, quien actúa de Broker. El sistema se concibe como una herramienta de bajo costo, eficiente y adaptable a entornos académicos y de investigación

Palabras clave: *IoT, Wi-Fi, Node-RED, MQTT, ESP32, Sensores, Raspberry Pi.*

I. INTRODUCCIÓN

El monitoreo de variables meteorológicas es una tarea fundamental en múltiples campos, desde la agricultura de precisión y la gestión de recursos hídricos hasta la prevención de desastres naturales y la investigación climatológica. Tradicionalmente, la recolección de datos se ha basado en estaciones meteorológicas de gran escala, lo que a menudo limita su accesibilidad y la densidad de su red de medición.

La evolución de las tecnologías de Internet de las Cosas (IoT) y los sistemas embebidos ha democratizado este proceso, permitiendo el desarrollo de soluciones de bajo costo, flexibles y escalables para el monitoreo ambiental. Estas soluciones no solo facilitan la recopilación de datos en tiempo real, sino que también ofrecen la posibilidad de analizar y gestionar dicha información a distancia, lo que abre nuevas oportunidades para la toma de decisiones informadas en diversos sectores.

En este contexto, el presente trabajo describe el diseño y la implementación de un prototipo de estación meteorológica remota enfocada en la medición de parámetros ambientales [1]. La solución propuesta se basa en el microcontrolador ESP32, un dispositivo de bajo consumo con conectividad Wi-Fi integrada, lo que lo convierte en una plataforma ideal para aplicaciones de IoT. El sistema no solo adquiere datos de una variedad de sensores ambientales, sino que también establece un nexo de comunicación eficaz entre el hardware de medición y una plataforma de visualización en la nube. La principal contribución de este proyecto radica en la integración de un diseño modular de componentes, el uso de protocolos de comunicación estandarizados y la creación de una interfaz de usuario intuitiva que permite el monitoreo continuo y en tiempo real.

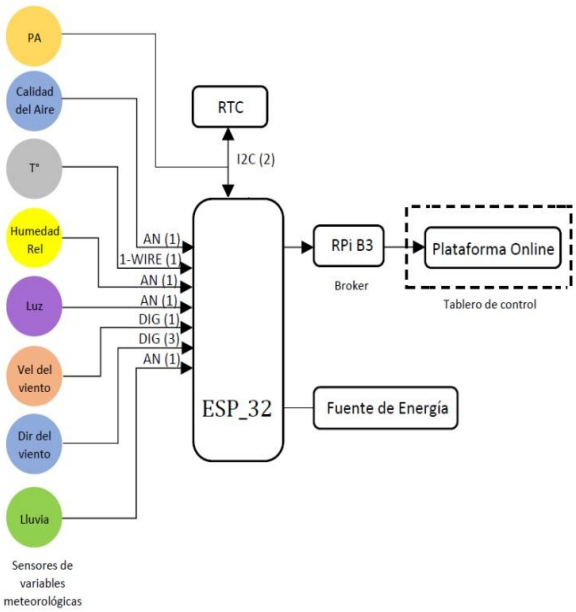


Fig 1. Diagrama general en bloques del sistema.

II. DISEÑO DEL SISTEMA

El diseño de la estación meteorológica se basa en una arquitectura de sistema modular que garantiza su

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

escalabilidad y facilidad de mantenimiento. El flujo de datos se inicia en los sensores, que capturan las variables ambientales, las cuales son procesadas por el microcontrolador y transmitidas a la nube para su almacenamiento y visualización. Este enfoque permite la adición o sustitución de componentes sin alterar significativamente la lógica del sistema.

A. Arquitectura

La arquitectura del sistema se articula en tres capas principales: la capa de Hardware para la adquisición de datos, la capa de Comunicación para la transmisión de información y la capa de Visualización para la presentación de los datos al usuario. La Fig. 1 (diagrama de bloques) ilustra la interconexión de estos elementos. Los sensores se comunican con el ESP32 [2], que actúa como puerta de enlace (gateway).

El firmware del ESP32 se modelo como se muestra en el Fig.2. Los datos procesados se envían, a través de una red Wi-Fi, a un broker MQTT (Mosquitto), el cual actúa como intermediario para enrutar los mensajes.

Finalmente, la plataforma Node-RED se suscribe a los tópicos del broker para recibir y visualizar la información en tiempo real a través de una interfaz gráfica.

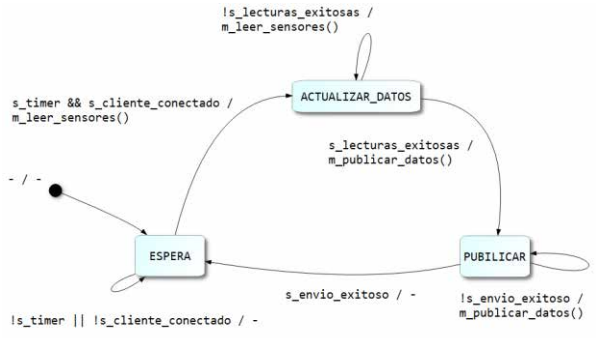


Fig. 2: Esquema eléctrico

B. Hardware

El prototipo fue diseñado con una selección de componentes de bajo costo y alto rendimiento, optimizados para aplicaciones embebidas de IoT. En la Fig. 3 se muestra un esquema eléctrico del sistema. Los principales elementos son:

1) *ESP32*. Seleccionada por su versatilidad, su bajo consumo energético y su capacidad de conectividad Wi-Fi integrada. Funciona como el gestor de la estación, adquiriendo datos de los sensores y procesando los mismos para su transmisión.

2) Sensor de Temperatura y Humedad DHT11 [3]. Un sensor digital económico, con un rango de 0°C a 50°C, una precisión de ±2°C y una resolución de 1°C; para humedad, el rango de 20 %RH a 90 %RH, con una precisión de ±5 %RH y una resolución del 1 % RH.

3) Sensor de Presión y Temperatura BMP280 [9]. Puede medir la presión barométrica desde los 300 hasta los 1100 hPa (equivalente a +9000 ... -500 metros sobre/bajo el nivel del mar) con una precisión de ±1 hPa y una resolución de 0.16 Pa.

4) Sensor de Temperatura DS18B20 [4]. Este sensor de temperatura digital ofrece una precisión de ±0.5°C en el rango de -10°C a +85°C.

5) Sensor de Lluvia. Basado en una placa sensible a la humedad, detecta la presencia de precipitaciones. Se usa como sensor todo o nada.

6) Anemómetro [7]. Construido con un Reed switch y un imán como se muestra en el Fig. 4, este componente mide la velocidad del viento al contar las rotaciones de una hélice.

7) Veleta. La veleta se implementó realizando un arreglo de 8 Reed Switch y un imán para determinar la dirección del viento. Se utilizó un multiplexor CD4051 para la lectura de los Switchs. En la Fig. 5 se muestra el formato de la veleta y en la Fig. 6 el circuito con los sensores Reed Switch.

8) Sensor de Luminosidad TEMT6000 [8]. Este sensor consiste de un fototransistor que mide la intensidad de la luz ambiental con un rango que va de 1 a 1000 lux con una resolución de 2 a 5 lux con 10 bits.

9) RTC (Reloj de Tiempo Real) DS3231 [5]. Se usa para garantizar una referencia de tiempo local precisa en los datos, lo cual es fundamental para el análisis posterior. Además, ante una falla de conectividad el sistema sigue teniendo referencia del tiempo y no depende del broker.

10) Sensor MQ135 [10]. La salida analógica genera una tensión proporcional a la concentración de gas (0 a 5V), que puede ser leída por el conversor analógico-digital (ADC). Como la placa trabaja en un rango de tensión de 0-3.3 V, es necesario un divisor de tensión para acondicionar la señal de salida. Este sensor tiene un rango de 10 a 1000 ppm y una resolución de 2 a 5 ppm con 10 bits.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

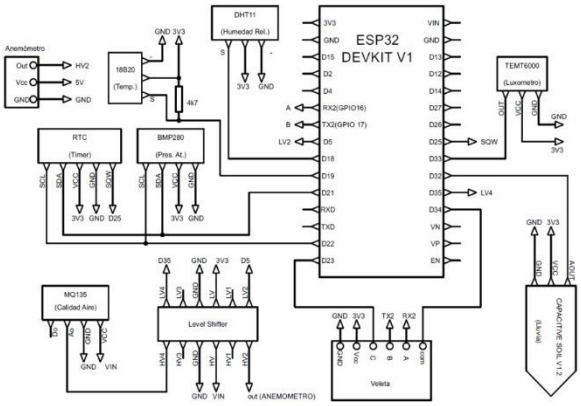


Fig. 3: Esquema eléctrico

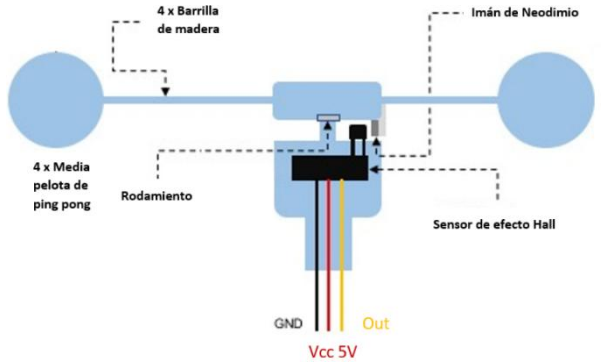


Fig. 4. Anemómetro.

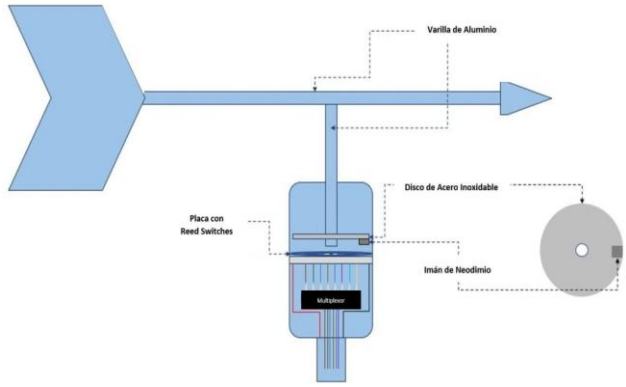


Fig. 5. Esquema de armado de la veleta.

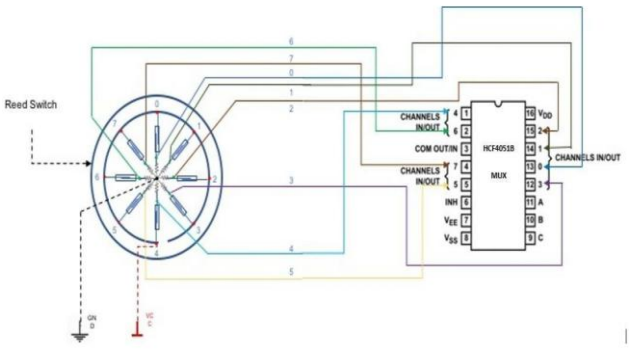


Fig. 6. Esquemático Interno Veleta

B. Software y protocolos de comunicaciones

La plataforma de programación Arduino es una plataforma de código abierto (Open-Source). Posee soporte para diferentes placas de desarrollo que van desde simples plataformas de 8 bits hasta sofisticados sistemas de 32 bits con doble núcleo. En este caso, se emplea el modelo ESP32, el cual es fácilmente programable en este entorno.

1) MQTT.

El protocolo MQTT (Message Queuing Telemetry Transport) [11] es un protocolo de mensajería altamente eficiente y versátil, que ha demostrado ser una herramienta fundamental para el desarrollo de aplicaciones IoT y otras soluciones basadas en la comunicación máquina a máquina. Su arquitectura simple y su capacidad para manejar grandes volúmenes de datos lo convierten en una opción atractiva para investigadores y desarrolladores en diversos campos. Emplea una arquitectura de publicación-suscripción, lo que permite que los dispositivos (clientes) envíen mensajes (publicaciones) a temas específicos. Otros dispositivos, al suscribirse a estos temas, reciben de manera eficiente los mensajes relevantes. Esta flexibilidad facilita la creación de sistemas escalables, donde los productores y consumidores de datos no necesitan conocerse entre sí.

2) Mosquitto

Mosquitto es un Broker MQTT de código abierto, este actúa como intermediario, es decir, recibe mensajes de dispositivos que publican en un tópico (ESP32) y los reenvía a los que están suscritos a este mismo (Node Red). Mosquitto soporta TLS/SSL para cifrado y autenticación, lo que permite comunicaciones seguras. Además, es multiplataforma por lo que funciona en Linux, Windows e incluso en placas como Raspberry Pi, siendo esta última la utilizada en este proyecto.

3) Node Red

Node-RED [12][13] es una herramienta de programación visual basada en flujo desarrollada por IBM y ahora parte de la Fundación OpenJS. Utiliza un modelo de programación de nodos, donde cada nodo realiza una tarea específica y los datos fluyen entre ellos, facilitando la comprensión y manipulación de procesos complejos sin necesidad de

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

conocer detalles del código. El entorno de Node-RED se ejecuta sobre Node.js y permite a los usuarios crear aplicaciones a través de un editor web, conectando nodos en un espacio de trabajo.

4) Broker

Para la implementación del Broker se utiliza una placa SBC Raspberry Pi B3+, ver Fig. 7. En este dispositivo se integran los servicios de Eclipse Mosquitto y Node-RED, herramientas fundamentales para la comunicación y el procesamiento de datos.

Mosquitto se implementa como un broker MQTT, encargado de gestionar la comunicación ligera y asincrónica entre los diferentes nodos del sistema. Por otra parte, Node-RED se configura como un entorno de programación visual basado en flujos, el cual facilita la integración, procesamiento y visualización de datos provenientes de los dispositivos conectados al broker MQTT. A través de su interfaz gráfica, se permite la rápida creación de flujos lógicos, reduciendo la complejidad en la programación tradicional y mejorando la escalabilidad del sistema. En la Fig. 8, se muestra el flujo creado para la interfaz.



Fig. 7. Placa SBC Raspberry Pi 3B+.

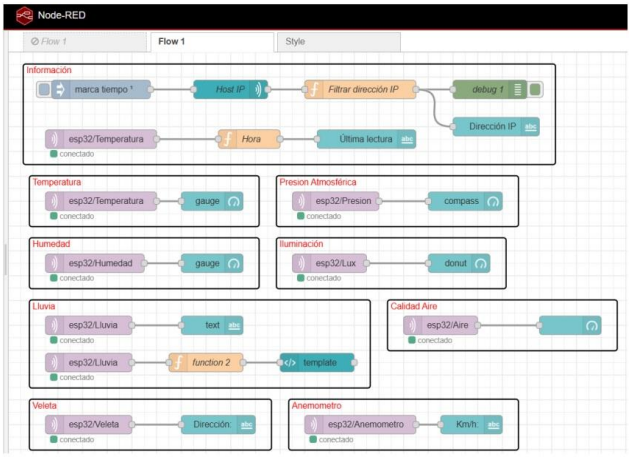


Fig. 8. Herramienta de programación Node-RED

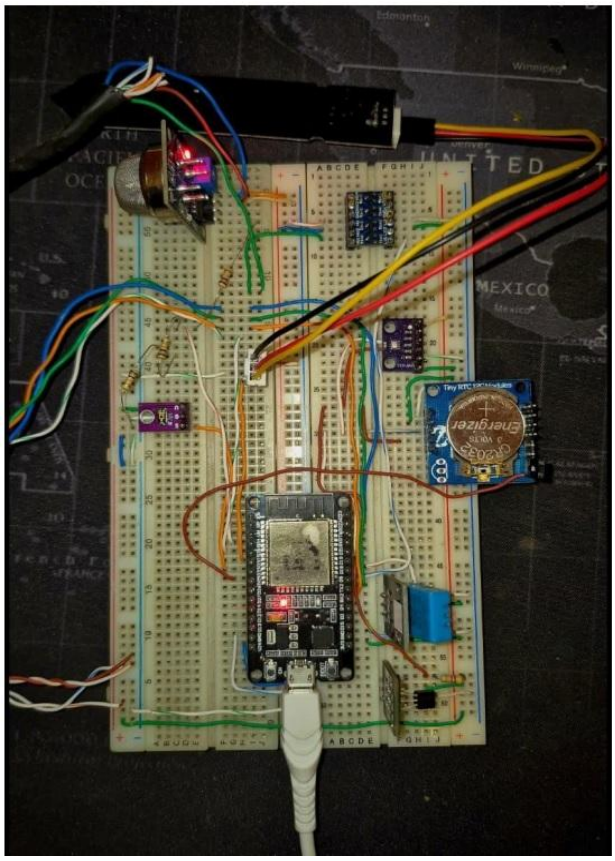


Fig. 9. Vista superior del prototipo

III. Resultados

Las Fig. 9 y 10 muestran el prototipo desde una vista superior, y la estructura del anemómetro y veleta.

Con el fin de comprobar el correcto funcionamiento del dispositivo desarrollado, se realiza una serie de pruebas destinadas a verificar la funcionalidad de cada una de sus partes. Las pruebas preliminares realizadas por el momento permiten observar que el sistema funciona correctamente en cuanto a mediciones, envío de datos, publicación y suscripción, modificación de estados en el DashBoard. Lo que falta es realizar la contrastación con instrumental especifico o con una estación comercial para validar los distintos sensores. De todas formas, los sensores utilizados son económicos. En una futura implementación se prevé comenzar a reemplazarlos por sensores de mejor precisión y durabilidad. En la Fig. 11 se muestran los datos obtenidos del sistema.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025



Fig. 10. Veleta y Anemómetro

IV. Conclusiones

A través de este proyecto se logró desarrollar un sistema que permite monitorear el estado del tiempo independientemente de la ubicación del observador.

En el caso del hardware se cumplieron las premisas del proyecto y los objetivos planteados con respecto a la elección de las variables a medir, la elección de los sensores, la estabilidad del sistema y el diseño compacto del prototipo. Al momento de desarrollar la plataforma online se tuvo como objetivo el aprendizaje de una herramienta que pudiera limitar el uso de varios lenguajes y protocolos, para emplear de modo eficiente el tiempo. Este propósito se alcanzó de manera satisfactoria con la utilización de Node-RED, por su versatilidad, la posibilidad de adaptar sus elementos, los aportes de la comunidad y su buen desempeño con el protocolo MQTT.

V. Futuras Mejoras

Como futuras mejoras se propone la realización de un PCB especifico, agregar más imanes de neodimio a la estructura del anemómetro para mejorar la resolución, colocar sensores de mejor calidad y robustos. Además, se prevé la implementación de un pluviómetro para medir de manera exacta la cantidad de precipitación.

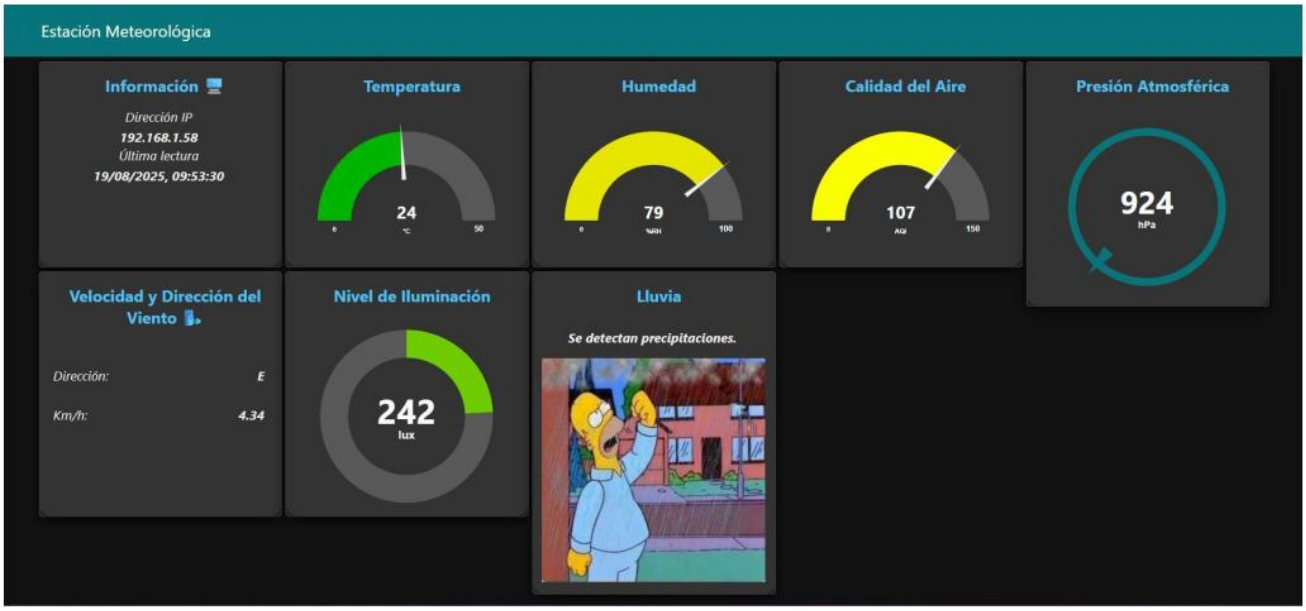


Fig. 11. Visualización de datos

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

VI. REFERENCIAS

[1] Gobierno de la Provincia de San Luis, "Red de estaciones meteorológicas," 2025. [Online]. Available: https://clima.sanluis.gob.ar/Estacion.aspx?Estacion=58
[2] Espressif Systems, ESP32 Series Datasheet, Version 4.5, Feb. 2024.
[3] Alldatasheet, "Datasheet DHT11," 2016. [Online]. Available: https://www.alldatasheet.es/html-pdf/1440068/ETC/DHT11/328/5/DHT11.html
[4] Dallas Semiconductor, "Datasheet 18B20," 2019. [Online]. Available: https://www.alldatasheet.es/html-pdf/1440068/ETC/DHT11/328/5/DHT11.html
[5] AGElectronica, "Datasheet Tiny-RTC-I2C-Module," 2021. [Online]. Available: https://agelectronica.lat/pdfs/textos/T/TINY-RTC-I2C-MODULE.PDF
[6] Digi-Key, "Datasheet capacitive soil moisture," 2021. [Online]. Available: https://media.digikey.com/pdf/data%20sheets/dfrobot%20pdfs/sen0193_web.pdf
[7] Mtpinto, "How to build your own anemometer," Instructables, 2019. [Online]. Available: https://www.instructables.com/How-to-Build-Your-Own-Anemometer-Using-Reed-Switch/
[8] Vishay Semiconductors, "Datasheet TEMT6000," 2011. [Online]. Available: https://www.vishay.com/docs/81579/temt6000.pdf
[9] Bosch Sensortec, "Datasheet BMP280," 2015. [Online]. Available: https://blog.e-ika.com/wp-content/uploads/2020/02/Datasheet_BMP280.pdf
[10] Zhengzhou Winsen Electronics Technology Co., "Datasheet MQ135," 2015. [Online]. Available: https://www.alldatasheet.es/datasheet-pdf/view/1307647/WINSEN/MQ135.html
[11] Amazon Web Services, "¿Qué es MQTT?" [Online]. Available: https://aws.amazon.com/es/what-is/mqtt/. [Accessed: Mar. 2024].
[12] Node-RED, "Sobre Node-RED." [Online]. Available: https://nodered.org/about/. [Accessed: Mar. 2023].
[13] Node-RED, "Programación de bajo código para aplicaciones basadas en eventos," 2023. [Online]. Available: https://nodered.org/

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Las guerras del futuro, Aplicaciones militares de las redes 6G

Rubén Roberto Navarro
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional Tucumán
Tucumán, Argentina
rubenrobertonavarro@gmail.com

Ángel Martin Leal
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional Tucumán.
Tucumán, Argentina
ing.martinleal@gmail.com

Federico de la rosa
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional Tucumán.
Tucumán, Argentina
frdelarosa@hotmail.com

***Abstract*— En este trabajo se hace un breve resumen de las aplicaciones de la sexta generación de redes de telecomunicaciones (6G) en el ámbito militar, estas prometen un cambio de paradigma en la conducción de las operaciones de defensa y seguridad. Si bien la utilización de las redes 5G ya ha producido profundos cambios en los conceptos de conectividad en los campos de batalla, la redes 6G prometen ir mucho más allá, fusionando la hiperconectividad con la inteligencia artificial (IA) y la detección integrada[1].**

Analizaremos las características inherentes del 6G — incluyendo velocidades de terahercios, latencia casi nula y la capacidad de soportar un número masivo de dispositivos conectados— que permiten aplicaciones estratégicas en la guerra electrónica, el control de enjambres de drones y el C2 (comando y control) en el terreno.

Sin embargo, este avance no está exento de desafíos. La masiva expansión de la "superficie de ataque" digital y la profunda cuestión ética del desarrollo de LAWS (sistemas de armas autónomas letales) son preocupaciones críticas que deben ser abordadas de forma proactiva para mitigar los riesgos y garantizar el cumplimiento del derecho internacional.

Keywords—Redes 6G, Aplicaciones Militares, Enjambres Drones, Inteligencia Artificial.

I. INTRODUCCIÓN

La evolución de las redes de comunicación inalámbrica como se muestra en la fig. 1, ha estado intrínsecamente ligada al progreso tecnológico y la transformación social. Cada nueva generación, desde el 1G hasta el 5G, ha introducido mejoras exponenciales en velocidad y capacidad, remodelando la forma en que el mundo civil y militar operan.

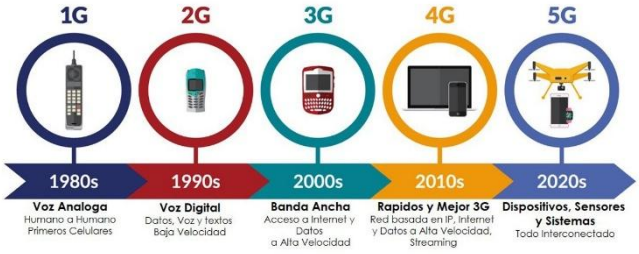


Figura 1. Evolución redes de comunicación inalámbrica

Si bien el 5G ya ha demostrado su potencial en aplicaciones militares como la conectividad entre vehículos autónomos y la optimización del ISR (sistema de inteligencia, vigilancia y reconocimiento), el 6G representa un salto cualitativo.

La tecnología 6G se concibe como una infraestructura que fusiona la conectividad de alta velocidad con la computación avanzada y la inteligencia artificial directamente en la red.[2]

Esta naturaleza de doble uso, con aplicaciones tanto para ciudades inteligentes y cirugías remotas como para operaciones de defensa, es lo que la hace tan valiosa para el sector de la seguridad.

Otro ejemplo de las tecnologías de doble uso los tenemos en el desarrollo de drones para exploración espacial que estamos realizando dentro del proyecto de investigación “Diseño y Simulación de un SoC basados en computación hibrida analógica y digital para la implementación robótica de enjambre en exploración espacia” los cuales pueden fácilmente adaptarse para aplicaciones militares.

Las características extremas de la 6G, diseñadas para satisfacer las demandas más rigurosas del entorno civil, son precisamente las que la convierten en una herramienta militar indispensable.



Figura 2. Campo de batalla del futuro con integración de redes 6G

Las redes 6G no son una simple evolución de sus predecesoras, sino que representan una redefinición fundamental de la conectividad[3] lo que modificara en forma fundamental los campos de batalla del futuro como puede observarse en la figura 2.

II. ESPECIFICACIONES TÉCNICAS DE LAS 6G

Esta tecnología promete una serie de nuevas características entre las que podemos citar:

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

- **Ancho de Banda y Latencia Ultrarrápidos:** Se proyecta que la tecnología 6G alcanzará velocidades de hasta 1 Tbps, lo que es 50 veces más rápido que el 5G y lo suficientemente veloz como para descargar archivos masivos en segundos[3]. De igual importancia es la reducción drástica de la latencia a 0.1 milisegundos, un tiempo de respuesta prácticamente instantáneo. Esta combinación de ancho de banda masivo y baja latencia es vital para las operaciones militares, ya que permite la coordinación en tiempo real entre múltiples unidades y plataformas de combate, facilitando operaciones más eficientes y seguras.

- **Integración Nativa de la Inteligencia Artificial:** A diferencia de las redes anteriores, donde la IA se integraba como una capa externa, el 6G la incorpora de forma nativa en su infraestructura[3]. Esta integración permitirá la optimización del tráfico de datos en tiempo real, la asignación dinámica de recursos y el mantenimiento predictivo para minimizar interrupciones, asegurando que las comunicaciones críticas tengan siempre la máxima calidad. Para el ámbito militar, esta capacidad permitirá "aprovechar el big data para mejorar la toma de decisiones, la movilización de la defensa y el comando y control". Es por ello que organizaciones como el pentágono ya se enfocan en la incorporación de la IA y aprendizaje automático ML en sus sistemas, reconociendo que esta es una capacidad central para el futuro de las operaciones de defensa.

- **SAGIN (Redes Espacio-Aire-Tierra Integradas)**: El 6G extenderá la cobertura más allá de la superficie terrestre, buscando una integración sin fisuras de redes NTN (terrestres y no terrestres), que incluyen satélites LEO (Satélites de órbita), GEO (geoestacionarios) y HAPS (pseudo-satélites de gran altitud). China ya ha dado un paso significativo al lanzar un satélite de prueba 6G para verificar el rendimiento de la tecnología en el espacio. Esta capacidad es crucial para extender la conectividad a áreas remotas, como zonas montañosas o marítimas, y para resolver problemas de comunicación en vuelos hipersónicos, un área de interés clave para las fuerzas armadas chinas.

- **Espectro de Terahercios (THz)**: El uso de la banda de frecuencia de terahercios (0.3 a 30 THz) en 6G no solo habilitará velocidades ultrarrápidas, sino que también ofrecerá nuevas capacidades de detección. Investigadores chinos ya han utilizado frecuencias de terahercios para detectar submarinos bajo el agua y permitir comunicaciones directas entre embarcaciones sumergidas. Esto indica que el espectro de THz abrirá un nuevo frente en la guerra naval, permitiendo una identificación de submarinos más precisa a través de algoritmos de aprendizaje automático.

La tabla I resume las diferencias clave que hacen que el 6G sea una tecnología superior para aplicaciones militares en comparación con su predecesor, el 5G.

TABLA I

Comparación características redes 5G y 6G		
Características	***Redes 5G***	***Redes 6G***
Velocidad de Transferencia Maxima	10 Gbps	1 Tbps
Latencia Máxima	1 ms	0.1 ms
Densidad de Dispositivos	1 millón de dispositivos por km²	Hasta 10 millones de dispositivos por km²
Integración de IA	Externa/Superpuesta	Nativa de la red
Espectro de Frecuencia	Bandas sub-6 GHz y mmWave	Terahertz (THz)
Cobertura	Principalmente terrestre	Redes Espacio-Aire-Tierra Integradas (SAGIN)

III. APLICACIONES MILITARES DE LAS REDES 6G

Las nuevas capacidades técnicas de las redes 6G darán lugar a un espectro de aplicaciones militares que transformarán los conceptos del campo de batalla y la seguridad como puede observarse en la figura 3.



Figura 3. Aplicaciones militares de las redes 6G

Entre ellas podemos citar:

- **Guerra Electrónica y Engaño[4]**: Uno de los avances más notables ha sido el desarrollo, por

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

parte de China, del primer sistema de EW (guerra electrónica) del mundo impulsado por tecnología 6G. Este sistema, que combina tecnologías fotónicas y electrónicas, es capaz de operar funciones de perturbación y comunicación simultáneamente en una misma frecuencia, una hazaña considerada casi imposible hasta ahora. Un aspecto particularmente disruptivo de este sistema es su capacidad para generar más de 3,600 "objetivos fantasmas" o falsas señales que saturan y confunden los radares enemigos, incluso aquellos avanzados como el del caza furtivo F-35 de EE. UU. Este desarrollo no es solo una mejora incremental, sino que representa un cambio fundamental en la doctrina de la guerra electrónica. Históricamente, la EW ha funcionado como un complemento del poder aéreo o naval, con sistemas de contramedidas alojados en plataformas de combate[4]. Sin embargo, la innovación china integra el análisis, la interferencia de señales y la comunicación en un solo dispositivo compacto, elevando la EW a un "dominio autónomo" tan crucial como el espacio o el ciberespacio. Esto no solo demuestra una ventaja tecnológica significativa, sino que también señala un nuevo estándar en la arquitectura de la guerra futura, caracterizado por el núcleo fotónico, la reducción de componentes y la menor huella energética.

- **Sistemas Autónomos y Guerra de Enjambres**: Las redes 6G son el catalizador que permitirá la transición de la guerra de drones de una táctica emergente a una estrategia centralizada y escalable. La capacidad de controlar flotas masivas de drones y vehículos no tripulados para misiones de combate y apoyo logístico será un elemento central de los futuros conflictos[6]. El control de enjambres de drones a gran escala requiere una conectividad masiva y una latencia casi nula para la coordinación en tiempo real. La 6G proporciona precisamente la "hiperconectividad" necesaria para que cientos o miles de drones actúen como una sola entidad coordinada, ampliando las capacidades de combate a una escala sin precedentes. El Ejército de Tierra de España ya ha recibido un "sistema de enjambre de drones" como parte de esta tendencia emergente. Por otro lado, el DOD (Departamento de Defensa de EE. UU.) ya está investigando el concepto de Integrated Sensing and Communication (Detección y Comunicación Integradas) para mejorar la conciencia situacional y gestionar enjambres de drones en un entorno dado. Al utilizar las señales de radiofrecuencia de los dispositivos conectados, incluso de aquellos que no transmiten activamente, la red 6G puede "pintar un cuadro" de lo que sucede en el entorno, facilitando el control y la detección de drones amenazantes. Esta capacidad es fundamental para el desarrollo de sistemas de contramedidas contra los C-UAS (sistemas aéreos no tripulados), una prioridad para contratistas de defensa como Lockheed Martin.
- **C2 (Comando, Control y Comunicaciones) e ISR (Inteligencia, Vigilancia y Reconocimiento):** las redes 6G revolucionará la forma en que los militares recopilan, procesan y actúan sobre la inteligencia. Las capacidades mejoradas permitirán la visualización de operaciones de combate y la entrega de apoyo logístico preciso. La comunicación ultrarrápida y de baja latencia permitirá una mejor coordinación entre unidades, facilitando operaciones más eficientes y seguras[5]. Además, la tecnología habilitará la capacidad de compartir datos de sensores de cualquier plataforma de combate y hacerlos accesibles a cualquier "tirador" en el campo de batalla. Las redes 6G no solo aceleraran las comunicaciones, sino que también democratiza el acceso a la inteligencia en el campo de batalla, permitiendo a los comandantes de niveles inferiores tomar decisiones críticas. A diferencia del modelo centralizado de China, la estrategia de EE. UU. y sus aliados se ha basado históricamente en la iniciativa de los operadores de niveles inferiores. Las redes 6G, al ofrecer una red segura y escalable que permite compartir datos en tiempo real entre unidades, habilita esta doctrina. La baja latencia y el procesamiento en el borde (reducido a un radio de 10 kilómetros o menos) permiten que los datos de ISR se conviertan en inteligencia procesable directamente en el punto de ataque, sin necesidad de un análisis centralizado. Lo que agiliza la cadena de mando y otorga una ventaja decisiva en el campo de batalla moderno.

IV. La carrera por el dominio de las tecnologías 6G

La importancia militar del 6G ha desencadenado una intensa carrera geopolítica por su dominio, con dos modelos estratégicos principales en competencia: el centralizado de China y el colaborativo de Occidente.

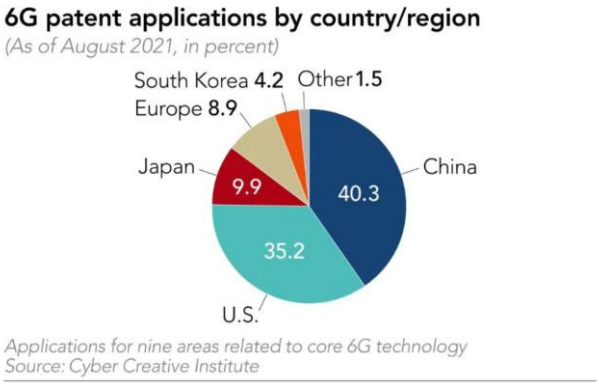


Figura 4. Patentes por país referidas a redes de comunicación 6G

Como puede verse en la figura 4 el país que más patentes ha logrado presentar con respecto a esta tecnología es China

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

que sigue un modelo de desarrollo centralizado y dirigido por el Estado para la tecnología 6G con fines militares.

Este enfoque, que canaliza recursos del gobierno, el Ejército Popular de Liberación y grandes corporaciones tecnológicas, ha ayudado a Pekín a construir una industria de telecomunicaciones que ya gozaba de una posición de ventaja en el 5G. Este modelo no solo ha acelerado el desarrollo de tecnología de doble uso, sino que también ha servido como una "demostración de fuerza tecnológica" hacia Occidente, como se evidenció con la presentación del sistema de guerra electrónica 6G.

China ha anunciado su objetivo de convertirse en "líder global en innovación" para 2035 y ya ha logrado hitos notables como el lanzamiento del primer satélite de prueba 6G del mundo. El enfoque estratégico de China no se limita al avance tecnológico, sino que es una extensión de su modelo geopolítico de "mando y control" para influir y manipular las normas globales. Este enfoque le permite liderar el desarrollo de tecnologías de doble uso y consolidar su posición en la competencia por la hegemonía tecnológica.

Por otro lado, Estados Unidos y sus Aliados presentan un enfoque que tradicionalmente ha confiado más en la innovación de su sector privado, sin embargo, en los últimos tiempos ha comenzado a adoptar un enfoque más "centrado en el Estado" para recuperar el impulso perdido en las telecomunicaciones. Donde la Tabla II muestra los avances estratégicos actuales en dicha área.

El DOD está participando en un "enfoque de todo el gobierno" llamado Open Radio Access Network (Open RAN), que promueve la modularidad y la interoperabilidad en sus redes inalámbricas de próxima generación. Este viraje es una respuesta directa al éxito del modelo chino y a la erosión de la industria de telecomunicaciones estadounidense.

La estrategia occidental se basa en el establecimiento de asociaciones y alianzas internacionales para acelerar el desarrollo tecnológico y aprovechar los puntos fuertes de cada país, al mismo tiempo que se excluye a China. Ejemplos de esta colaboración incluyen el proyecto JAGUAR (Japón, Italia, Reino Unido), que busca desarrollar una arquitectura común de sensores de radiofrecuencia para sus plataformas de combate de sexta generación, y una inversión de más de 4 mil millones de dólares entre Estados Unidos y Japón para competir con Pekín.

V. Principales actores industriales

La carrera por el 6G está siendo impulsada por una convergencia sin precedentes entre el sector de las telecomunicaciones y el de la defensa. Empresas como Apple, Orange, AT&T, Qualcomm, Samsung y NTT DOCOMO están a la vanguardia de la investigación y el desarrollo de tecnologías de redes móviles.

Paralelamente, los grandes contratistas de defensa como Lockheed Martin, Northrop Grumman y Raytheon desempeñan un papel crucial. El DOD está financiando directamente la investigación en microelectrónica para 5G/6G, reconociendo que la infraestructura de red es ahora un componente central de la seguridad nacional.

Esta colaboración es una consecuencia directa de la difuminación de las líneas entre la tecnología de comunicación civil y la de defensa. A medida que el 6G integra funcionalidades de detección y comunicación, el desarrollo de un procesador fotónico para EW (sistemas de guerra electrónica) o la investigación sobre microchips avanzados para radares se convierte en un esfuerzo conjunto.

Este entrelazamiento subraya que la seguridad y el poder militar de una nación dependerán cada vez más de su capacidad para liderar en el desarrollo de estas tecnologías de doble uso.

TABLA II

Avances estratégicos por País / Industria.		
País / Entidad	***Estrategia Clave***	***Proyectos/Avances Notables***
China	Modelo centralizado y estatal.	Primer sistema de guerra electrónica 6G.
Estados Unidos	Fomento de la innovación privada y alianzas estratégicas.	Oficina FutureG del Pentágono
Japón, Italia, Reino Unido	Alianza industrial para la defensa.	Proyecto JAGUAR para el caza de sexta generación GCAP.
Unión Europea (UE)	Colaboración y estandarización.	Proyecto Hexa-X y esfuerzos para arquitecturas de nube 6G desagregadas.
Lockheed Martin	Inversión estratégica y tecnologías de defensa.	Desarrollo de soluciones C-UAS
Raytheon	Liderazgo en microelectrónica para defensa.	Avances en microchips de nitruro de galio (GaN) para radares

VI. Desafíos en la utilización de las redes 6G

El inmenso potencial de las redes 6G viene acompañado por profundos desafíos, que exploran los límites de la seguridad y la moralidad en la era digital. Entre ellos podemos citar:

Vulnerabilidades de Ciberseguridad: La promesa de una hiperconectividad masiva en la red 6G, con la capacidad de conectar cientos de miles de millones o incluso billones de dispositivos IoT, crea una superficie de ataque exponencialmente más grande[6].

Este aumento de la escala no solo incrementa la cantidad de puntos de entrada potenciales para los ciberdelincuentes, sino que también introduce la posibilidad de ataques coordinados a una magnitud sin precedentes[6]. La misma IA que optimizará las redes puede ser utilizada por actores maliciosos para llevar a cabo ataques más difíciles de detectar o para comprometer la lógica de misión crítica de los sistemas autónomos.

La necesidad de una seguridad nativa en el diseño de 6G, que incluya cifrado dinámico y protocolos a prueba de computación cuántica, es una consecuencia directa de esta superficie de ataque ampliada, convirtiendo la ciberseguridad en un problema de diseño fundamental y no en una consideración posterior.

Debate Ético y Legal sobre los LAWS (Sistemas de Armas Autónomas Letales)7: La baja latencia del 6G es el factor habilitante para que los sistemas LAWS, puedan seleccionar objetivos y aplicar fuerza letal sin intervención humana.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

El uso de LAWS ya ha sido reportado en conflictos recientes, lo que intensifica el debate internacional sobre la necesidad de un "control humano significativo" sobre la toma de decisiones críticas en el campo de batalla.

La latencia casi nula del 6G permite la toma de decisiones robóticas en milisegundos, un tiempo imposible para una intervención humana significativa. Esto genera una tensión directa entre la eficacia militar (rapidez) y la responsabilidad ética (control humano)[7].

La imprevisibilidad del comportamiento de la IA en estos sistemas hace que sea extremadamente difícil aplicar los principios del DIH (derecho internacional humanitario), como la distinción y la proporcionalidad, lo que genera preocupaciones sobre la responsabilidad en caso de errores o muertes de civiles.

Un instrumento jurídico internacional que regule o prohíba específicamente los LAWS aún no existe, lo que subraya la urgencia de establecer un marco ético y legal antes de que la tecnología supere la capacidad de la regulación.

Riesgo de Fragmentación Tecnológica: La rivalidad geopolítica por el dominio del 6G aumenta el riesgo de que la tecnología se fragmente en ecosistemas incompatibles y en múltiples estándares, lo que podría tener graves consecuencias.

Un mundo con dos o más estándares 6G significaría que los sistemas militares diseñados para un bloque no podrían comunicarse u operar con los del otro. Esta falta de interoperabilidad no solo afectaría la capacidad de las alianzas militares (como el proyecto JAGUAR), sino que también podría ser utilizada como una herramienta de guerra, donde el acceso a la tecnología se convierte en una palanca de poder geopolítico.

Esta fragmentación tecnológica es una manifestación digital de las crecientes tensiones y divisiones en el panorama geopolítico global.

VII. Discusión y conclusiones

El 6G no es simplemente una mejora de velocidad, sino un ecosistema tecnológico que fusiona la conectividad, la IA y la detección para redefinir el futuro de la guerra.

La capacidad de controlar enjambres de drones a escala masiva, el desarrollo de sistemas de guerra electrónica capaces de engañar radares y la democratización de la inteligencia en el campo de batalla son solo algunas de las aplicaciones que transformarán la defensa.

La carrera por la supremacía del 6G ya está en marcha, y los avances clave se esperan entre los años 2025 y 2026, con el despliegue comercial proyectado para el año 2030. Para navegar en este nuevo panorama, los estados y las fuerzas armadas deberán adoptar un enfoque multifacético:

Invertir en la Investigación de Doble Uso: Las capacidades que son valiosas para el sector civil son igualmente cruciales para la defensa. El fomento de la investigación en áreas como la computación de borde, la IA y las redes de terahercios, en colaboración entre el sector público y privado, es fundamental.

Fortalecer las Alianzas Internacionales: El modelo de desarrollo colaborativo ha demostrado ser una respuesta estratégica efectiva a la competencia centralizada. Las alianzas existentes como JAGUAR y la colaboración entre EE. UU. y la UE son vitales para compartir costos, conocimientos y garantizar la interoperabilidad.

Establecer un Marco Ético y Legal: El desarrollo de la tecnología 6G para fines militares debe estar anclado en un marco ético y legal robusto. La comunidad internacional debe establecer principios claros, como la necesidad de un control humano significativo, antes de que el avance tecnológico imponga una realidad de combate sin control. El dominio de la tecnología 6G será la clave para la superioridad militar en las décadas venideras.

Referencias

[1] Zoran M. Miličević1, Zoran S. Bojković, “Review of 5G and 6G applications for mobile wireless communication in the military environment”, Serbian Armed Forces, General Staff, Telecommunications and Information Technology Directorate (J-6), Belgrado,2024

[2] Munish Bhatia, Pallvi, "Mapping Emerging Digital Technologies in Defense: A Scientometric and Systematic Review", IEEE Internet of Things Journal, vol.12, no.16, pp.32725-32748, 2025.

[3] Mendoza-Loor, J. J., Boné-Andrade, M. F., & Núñez-Freire, L. A. (2025). Evolución hacia redes 6G y su potencial transformador en las comunicaciones. *Space Scientific Journal of Multidisciplinary*, *3*(2), 54-67.

[4] R. Reddy and S. Sinha, "State-of-the-Art Review: Electronic Warfare Against Radar Systems," in IEEE Access, vol. 13, pp. 57530-57567, 2025, doi: 10.1109/ACCESS.2025.3555493.

[5] M. A. Khan et al., "Swarm of UAVs for Network Management in 6G: A Technical Review," in IEEE Transactions on Network and Service Management, vol. 20, no. 1, pp. 741-761, March 2023, doi: 10.1109/TNSM.2022.3213370.

[6] Farao, A., Bolgouras, V., Zarras, A., & Xenakis, C. Cybersecurity Challenges and Pitfalls in 6G Networks.

[7] Amoroso, D., & Tamburrini, G. (2020). Autonomous weapons systems and meaningful human control: ethical and legal issues. *Current Robotics Reports*, *1*(4), 187-194.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Módulo de entradas y salidas remotas a través del protocolo Modbus TCP

1st Gustavo Auyero
Departamento de Ingeniería Industrial
Universidad Tecnológica Nacional Regional Buenos Aires
Ciudad Autónoma de Buenos Aires, Argentina
gauyero@frba.utn.edu.ar

***Abstract*—El presente trabajo explica el desarrollo de un módulo capaz de ampliar la capacidad de entradas y salidas discretas de distintos equipos de control industrial, utilizando como medio físico un enlace Ethernet. El desarrollo permite dotar al Laboratorio de Industria 4.0 de la Universidad Tecnológica Nacional Regional Buenos Aires de una plataforma ideal para el estudio de redes de comunicación industriales y permitirá, en el futuro, desarrollos de dispositivos comerciales. Los conocimientos requeridos para la implementación se enfocaron en la gestión de redes industriales, el uso de un sistema operativo en tiempo real y el manejo de protocolos ligeros para la comunicación Ethernet, todo ejecutado en un microcontrolador dedicado.**

I. Introducción general

En este capítulo se analizan los sistemas de control industriales, una breve y resumida historia de su evolución junto con su problemática actual. Se explica el estado del arte y la motivación del desarrollo realizado como una primera aproximación al problema resuelto.

A. Arquitectura de los sistemas de control industriales

Desde la aparición de los primeros PLCs (*Programmable Logic Controller*) en los finales de los años 60, muchos fueron los modelos de arquitectura adoptados según la tecnología disponible en cada momento. En el inicio, estos equipos reprogramables, representaron un gran cambio ya que se pasó de una lógica cableada y fija a una lógica reconfigurable, lo que permitió dotar de más flexibilidad a las distintas máquinas y equipamientos industriales productivos según la necesidad del producto o proceso en cuestión.

Inicialmente, las señales de entrada y salida eran exclusivamente digitales. Sin embargo, con el tiempo se incorporaron señales analógicas, lo que permitió la lectura de transmisores de diversos tipos y el control de actuadores analógicos, como válvulas y variadores de velocidad de motores, entre otros.

En los primeros tiempos, la comunicación se realizaba mediante ”contactos secos”, que eran relés utilizados para intercambiar señales digitales. Esto permitía, de manera simplificada, sincronizar la información entre los equipos de control reprogramables. El intercambio se limitaba a señales digitales y su cantidad era reducida.

Paralelamente, surgió la necesidad de una comunicación más eficiente entre los PLCs, así como con los elementos de campo, que también incorporaban cada vez más electrónica en su diseño. Los tradicionales lazos de control basados en presión o corriente comenzaban a resultar limitados, dando paso a la aparición de los primeros buses de campo, que no eran más que redes de comunicación a nivel de planta, en el estrato más bajo de la infraestructura.

Es así como en 1979 la empresa Modicon (hoy Schneider Electric) creó un protocolo de comunicación que inicialmente se utilizó entre sus PLCs y luego se adoptó como un estándar para la comunicación industrial [1]. El medio físico inicial era el disponible en la época, principalmente redes RS232, RS422 y RS485. De esta manera no solo se podían comunicar distintos PLCs sino también otros equipos e instrumentos que tuvieran la capacidad de utilizar este protocolo.

Durante los años 80 también se desarrollaron protocolos dedicados a instrumentos y equipos de campo. Ejemplo de esto son la Fieldbus Foundation and HART Communication Foundation hoy denominada FieldComm Group [2].

Al mismo tiempo, también se comenzó un reemplazo progresivo de los antiguos paneles con mímicos por una tecnología emergente en la época: las computadoras personales. De este modo, los pulsadores e indicadores luminosos comenzaron a ser reemplazados por las primeras pantallas gráficas, que, con la introducción masiva del sistema operativo DOS y, más tarde, Windows, operaban bajo estos sistemas. Esta adopción generalizada durante los años 90 dio forma a los nuevos sistemas *Supervisory Control and Data Acquisition* (SCADA) y las *Human Machine Interface* (HMI).

En este contexto y buscando una manera de optimizar los costos de infraestructura, el concepto de equipos remotos, periferia descentralizada o islas de control fue una solución en constante crecimiento. Las conexiones cercanas a los equipos a comandar permitían simplicidad y ahorro de cableado.

Cuestiones comerciales vinculadas a barreras de ingreso entre competidores hicieron que estas soluciones sean mayormente cerradas y propietarias, por lo que cada marca poseía su propia arquitectura y protocolo. Es importante destacar que por ser Modbus un protocolo abierto y bien documentado, este se mantuvo como una opción ”de facto” en el mercado y todos los fabricantes debieron, de alguna u otra manera, incorporarlo dentro de su propia tecnología y propuesta comercial.

El estándar Ethernet, que ya se utilizaba como medio físico ampliamente adoptado en las redes de computadoras también fue incorporado en la industria como medio de comunicación entre dispositivos de control.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

El desarrollo de Ethernet de dos hilos supone, a juicio del autor, un rápido crecimiento de esta tecnología también en los buses de campo.
La evolución de estos sistemas ha permitido a lo largo del tiempo contar con información confiable y detallada en tiempo real, lo que ha abierto las puertas a nuevas formas del manejo de la información desde el piso de planta hacia los usuarios y consumidores finales, por ejemplo. Esta disciplina se enmarca dentro de lo que se conoce como Industria 4.0 y tiene estrecha conexión con el manejo de los datos de manera digital.

B. Comunicaciones industriales y estado del arte

Se puede definir, para el contexto de este trabajo, a las comunicaciones industriales como las comunicaciones digitales que ocurren en el piso de planta que involucran tanto a PLCs como SCADAs, HMIs, servidores industriales y otro equipos destinados al control industrial.
Desde la aparición de los primeros equipos de control digitales, ya fueran programables o no, la industria comenzó a buscar estandarizar las comunicaciones entre estos dispositivos, tanto en el medio físico como en los protocolos utilizados. Inicialmente, las conexiones se realizaban de forma punto a punto mediante los estándares RS232, mientras que para distancias mayores y configuraciones multipunto se utilizaban RS422 y RS485. A lo largo de este proceso, surgieron varios protocolos, siendo Modbus uno de los primeros, abierto y compatible con una amplia variedad de equipos. Otros protocolos destacados, como Profibus [3], fueron más específicos de marcas o regiones. Profibus, diseñado por el gobierno alemán a finales de los años 80 y lanzado en los 90, tuvo un fuerte respaldo en Europa por parte de empresas como Siemens, Festo y Phoenix Contact. En Estados Unidos, otro protocolo relevante era Data Highway Plus (DH+), desarrollado y soportado por Rockwell Automation [4].
Por todo esto y recién hacia finales de los años 90, se crearon los estándares internacionales que fijaban los lineamientos de las redes industriales. Estos son la IEC 61158 [5] y la IEC 61784 [6].
La adopción de Ethernet como medio de comunicación masivo entre computadoras en los años 90 también transformó las comunicaciones industriales. La reducción de costos de los dispositivos Ethernet, junto con su facilidad de uso, impulsó a la industria a integrar la tecnología informática en sus redes industriales. Así, grandes empresas comenzaron a adoptar Ethernet como el medio físico predominante en los últimos 15 años. Con el medio físico estandarizado y la creciente tendencia hacia protocolos abiertos y documentados, las empresas también se adaptaron a esta nueva tecnología, dando lugar a organizaciones encargadas de estandarizar los diversos protocolos utilizados y soportados en sus dispositivos.
Un ejemplo de esto es la creación de corporaciones como Profibus and Profinet International (PI) [7], fundada en 1989, y la ODVA [8], fundada en 1995, para apoyar el *Common Industrial Protocol* (CIP), que incluye protocolos como Ethernet/IP y DeviceNet, entre otros. Estas organizaciones son creadas y mantenidas por un conjunto de empresas, asociaciones y grupos de usuarios, cuyo objetivo es atraer a otros actores para trabajar sobre las tecnologías que han adoptado en sus dispositivos e instalaciones.
Con un enfoque independiente, la organización Modbus agrupa a proveedores y usuarios para promover el uso de este protocolo. Modbus es una estructura de mensajería desarrollada por Modicon en 1979 para establecer comunicación cliente-servidor entre dispositivos inteligentes. Es un estándar abierto, ampliamente adoptado como el protocolo de red más utilizado en la fabricación industrial. Implementado por cientos de proveedores en miles de dispositivos, Modbus facilita la transferencia de E/S discretas/analógicas y el registro de datos entre dispositivos de control. Considerado un denominador común entre diferentes fabricantes, ha sido denominado el ”estándar de facto” en la integración de múltiples proveedores. Con más de 7 millones de nodos en América del Norte y Europa [9], su carácter abierto y multiproveedor, junto con su gran comunidad de usuarios, lo hace altamente atractivo para proyectos que requieren flexibilidad y seguridad en la integración de diversas tecnologías.
Muchos proveedores de sistemas de automatización visualizaron la posibilidad de utilizar estándares abiertos de comunicación e implementar sus propios dispositivos remotos. En este sentido Modbus ha sido un claro ganador dada su independencia y apertura. El dispositivo desarrollado utiliza esta tecnología y plantea una solución de bajo costo apta para soluciones en la industria de proceso y automatización de máquinas. En un primer momento esta solución cubre la problemática de dotar al Laboratorio de Industria 4.0 de mayor capacidad de puntos de entrada y salida, como así también, contar con una herramienta abierta para el estudio de las redes industriales. En una segunda etapa, este desarrollo podrá utilizarse como prototipo para un lanzamiento comercial que habrá que ajustarlo a las necesidades del mercado, pero que su precio comparativo lo podría hacer muy atractivo para la industria local.

C. Objetivos y alcances del trabajo

El presente trabajo describe la implementación de un módulo remoto con cuatro entradas y cuatro salidas digitales, capaz de comunicarse con un equipo de control industrial, comúnmente un PLC, utilizando el estándar Ethernet como capa física.
La descentralización del control en las plantas ha sido una tendencia creciente en los últimos 25 años, y la posibilidad de reducir el cableado, con todas las ventajas que esto conlleva, ha convertido a los equipos remotos en una pieza clave de la automatización industrial. En la industria actual, las soluciones abiertas, multiproveedor y de fácil implementación se han vuelto requisitos fundamentales.
La adopción de Modbus TCP permite, por un lado, evitar la dependencia de tecnologías propietarias o de difícil

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

implementación, y por otro, capacitar a los usuarios de estos dispositivos, eliminando el concepto de caja negra, que a menudo se emplea por razones comerciales.
En la "Fig. 1" se muestra un esquema general de la arquitectura del sistema. El equipo está compuesto por un módulo de comunicaciones, un microcontrolador central, un módulo de manejo de entradas y salidas (driver) y un módulo de diagnóstico implementado mediante software.
La comunicación se realiza a través de una red Ethernet,

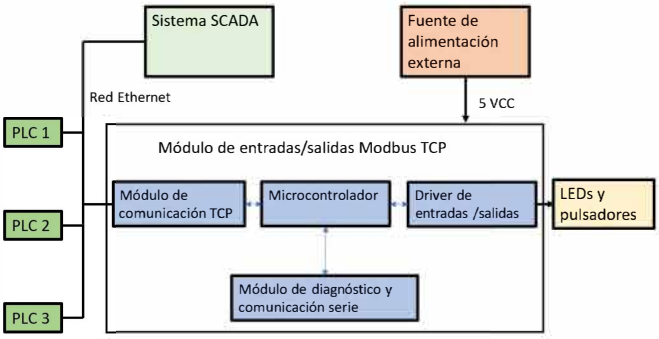


Fig. 1. Diagrama de bloques del sistema.

que conecta el módulo a diversos equipos de control de proceso, los que pueden actuar como clientes de este módulo servidor. El sistema se completa con un módulo de fuente de alimentación, encargado de gestionar tanto las tensiones necesarias para la lógica del módulo como las requeridas para el funcionamiento de los drivers de las salidas. Además, un conjunto de borneras facilita la conexión física entre el módulo y los elementos de campo.
La red Ethernet conecta a los controladores y otros elementos del sistema, como HMIs y SCADAs, que forman parte de la red de control de la planta. En esta misma red se instalan los dispositivos remotos, que en este trabajo actúan como servidores de un único PLC cliente. Esta simplificación permite un control más preciso y seguro, al mismo tiempo que ofrece la flexibilidad necesaria para adaptarse a las distintas configuraciones de una planta industrial.
Para una eventual mejora de tiempos de respuesta y mayor determinismo de la red, aspecto no tratado en este trabajo, una red dedicada entre el cliente y el servidor, es una solución factible y también muy utilizada hoy en día, lo que permite disminuir el tráfico de la red.

D. Motivación

Las redes industriales, en conjunto con las distintas arquitecturas de sistemas de control industrial, han sido un tema de estudio y constante evolución en los últimos años. La explosión de las redes de computadoras y su uso masivo han significado un avance importante en el manejo de los datos y la industria, claro está, fue parte de este proceso.
El sector industrial vivió una actualización tecnológica continua desde la aparición de los primeros PLCs hasta el día de hoy, donde la comunicación entre piso de planta y el mundo exterior es una solución muy utilizada. Esta convergencia entre sistemas no fue algo que se dio en forma rápida, fue la combinación de varios factores y sobre todo la rápida evolución de las redes de dispositivos de uso general interconectados.
Las barreras comerciales generadas por las principales marcas de equipos de control, fueron una lucha permanente contra los estándares abiertos que imperaban y crecían en otros rubros. Por otro lado, la búsqueda de soluciones que disminuyeran los costos de instalación y dieran mayor confiabilidad a los sistemas de control también fue en evolución constante.
La idea de capturar la señal lo más cerca posible de su fuente y transmitir estos datos a través de una red ha sido siempre un objetivo, acompañado de una evolución constante. De este modo, los sistemas remotos se han consolidado como un componente clave dentro de la infraestructura de la planta. Con el desarrollo de este primer prototipo remoto, se ha logrado reducir el costo de inversión del laboratorio, incorporar mayor flexibilidad y aumentar la cantidad de puntos de entradas y salidas. Esto posibilita el control de una mayor cantidad de equipos asociados, lo que incrementa la capacidad operativa del laboratorio.
Por otro lado, esta herramienta abierta permite el estudio detallado de las comunicaciones en un prototipo que replica todas las características de un equipo industrial.
Los conceptos de Industria 4.0 sitúan a los datos como un elemento clave en sus principios de funcionamiento. Este trabajo permite entender cómo se capturan y procesan esos datos en su primera etapa, abriendo la puerta a un estudio más amplio de otros protocolos que podrían conectar el piso de planta con nubes de datos, ampliando así el concepto de Internet Industrial de las Cosas (IIoT).

II. Introducción específica

En este capítulo se revisan conceptualmente las distintas tecnologías utilizadas en la ejecución del trabajo. Esta será la base de la discusión detallada de la implementación propuesta y ejecutada.

A. Modelo OSI

El modelo OSI de interconexión es un esquema conceptual que permite describir y entender el funcionamiento de las redes de comunicación digitales. Las siglas OSI vienen del inglés y significan *Open Systems Interconnection* o Interconexión de Sistemas Abiertos. Se observan 7 niveles o capas que describen cada uno de los caminos que la información recorre, ya sea en forma descendente cuando se envía información o ascendente, cuando se recibe información. Estos son:

- Aplicación
- Presentación
- Sesión
- Transporte
- Red
- Enlace de datos
- Física

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Este modelo teórico sirve como base para entender la configuración del presente trabajo. La división por capas ayuda a definir el hardware o la pieza de software que se utilizó para cada tarea [10].

B. Stack TCP/IP

El modelo TCP/IP fue desarrollado en la década de 1970 para describir la red ARPANET, que fue la primera red de área amplia (WAN), desarrollada por el Departamento de Defensa de los Estados Unidos y considerada la predecesora de Internet. El modelo OSI de 7 capas fue desarrollado posteriormente por la Organización Internacional de Estandarización (ISO) con una estructura similar pero ampliada.
Hay una gran similitud en los modelos, siendo el modelo TCP/IP solo de 4 capas, simplificado, pero muy útil desde el punto de vista conceptual.
En la "Fig. 2" se observa una comparación entre el modelo OSI y el modelo TCP/IP. El presente trabajo utiliza TCP/IP como stack de red, la arquitectura de este proyecto y su implementación se describirá en este texto mas adelante.

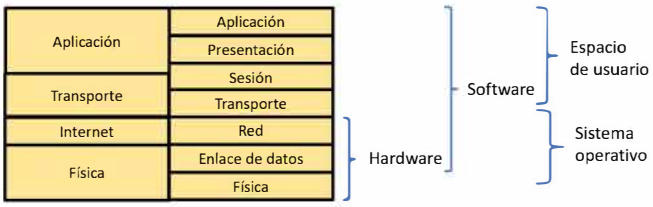


Fig. 2. Comparación entre modelos OSI y TCP/IP.

C. Uso de un sistema operativo en tiempo real

Para la programación se utilizó un sistema operativo en tiempo real para sistemas embebidos, de manera de mantener las distintas partes del código como tareas independientes favoreciendo su claridad, mantenimiento y futuras mejoras.
Un sistema operativo en tiempo real permite trabajar en distintas tareas o hilos, separando de esta manera el stack TCP/IP, la API Modbus, el manejador de entradas y salidas y el módulo de diagnóstico entre otros. También permite aislar y portar porciones de código para su depuración a otras plataformas y luego agregar estas partes como tareas independientes, logrando de esta manera acelerar los tiempos de desarrollo.
Se optó por FreeRTOS [11] ya que el propio IDE del fabricante incluye esta opción y es un sistema reconocido en el mercado.

D. Protocolo Modbus TCP

En este trabajo se han mencionado los orígenes del protocolo Modbus y se ha abordado la migración de redes y protocolos propietarios hacia estándares abiertos. La evolución de Modbus ASCII o RTU a TCP, corriendo en una red Ethernet, fue también parte de ese proceso. El protocolo fue adaptado pero conservando su característica original vinculada con la simplicidad.

El mensaje Modbus TCP está compuesto por un *Modbus Application Header* (MBAP Header) y por un *Protocol Data Unit* (PDU), el primero con información correspondiente al número de transacción e identificación del protocolo y el segundo con los códigos de función y la información a transmitir. El modelo original se migró de tipo maestro - esclavo a cliente - servidor. El intercambio es siempre iniciado por el cliente con un código de función que indica leer o escribir datos y es el servidor quien devuelve la información, ya sea con los datos solicitados o con información sobre la escritura realizada.
Un sistema de códigos de error complementa el protocolo lo que permite informar, a ambos equipos vinculados, el estado de las distintas peticiones.
La identificación de cada cliente y servidor es realizada por medio de direcciones IP, parte del protocolo TCP/IP.
En la "Fig. 3" se observa el paquete de datos TCP y su comparación con el protocolo original RTU. Para profundizar en el estudio del protocolo, la empresa IPC2U [12] brinda un detallado informe gráfico donde se explican las características y se dan ejemplos de la mensajería Modbus.

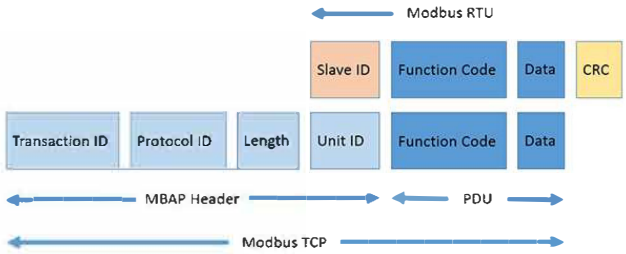


Fig. 3. Comparación del mensaje Modbus TCP y RTU.

E. Esquema general de la solución planteada

El sistema está compuesto por un PLC que inicia la comunicación sobre el equipo remoto. Como parte del protocolo Modbus, este equipo devuelve información, escribe o lee en sus puertos de salida y puede retornar códigos de error. Además, se aprovechó la capacidad integrada del PLC para ejecutar una interfaz gráfica, lo que permite supervisar el proceso de lectura y escritura.
En la "Fig. 4" se observa un diagrama simplificado de la solución implementada.

El equipo remoto utiliza, entre otras tecnologías, sistemas operativos en tiempo real y *lightweight IP* (LWIP) [13] que es un stack TCP/IP optimizado para su ejecución en microcontroladores. También utiliza la capa de abstracción (HAL) proporcionada por el fabricante del microcontrolador para el manejo de periféricos.
A continuación se listan los componentes de hardware que fueron parte de este trabajo.

- Placa Nucleo STM32F429ZI. [14]
- PLC Phoenix Contact AXC F2152 STARTERKIT. [15]
- SWITCH Phoenix Contact SMCS 8TX-PN. [16]
- Computadora personal HP Elitebook.
- Módulo de memoria EEPROM.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

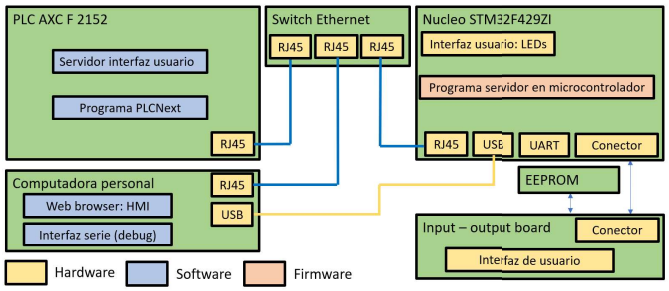


Fig. 4. Bloques constitutivos de la solución.

III. Diseño e implementación

En este capítulo se describe en detalle la implementación del trabajo. Se abordan los aspectos relacionados con el hardware, firmware y software utilizados, y se detallan las tecnologías empleadas para su desarrollo.

A. Arquitectura del sistema

El trabajo reproduce una situación común en la arquitectura de control de plantas industriales.
Un PLC ejecuta la lógica de control y gestiona las entradas y salidas provenientes del campo. Como se explicó previamente, el uso de sistemas remotos de entradas y salidas permite reducir costos y mejorar la eficiencia del sistema de control industrial.
En este trabajo, se implementó un PLCNext configurado como cliente Modbus TCP, el cual se conectó a un equipo remoto a través de una red Ethernet. Dicho equipo fue desarrollado sobre una placa Nucleo STM32F429.
Para esta solución, el PLC ejecuta una lógica simple de prueba en la que transmite y recibe comandos Modbus hacia y desde el equipo remoto. De este modo, los comandos de escritura enviados desde el PLC permiten activar salidas físicas asignadas mediante el firmware. Del mismo modo, las entradas definidas en el equipo remoto permiten al PLC conocer su estado. Cualquier mensaje Modbus que no pueda ser interpretado, ya sea por no cumplir con el estándar o por contener errores, es descartado tanto en el PLC como en el equipo remoto.
Para la visualización de todo el proceso, se implementó un servidor web integrado en el propio PLC, una funcionalidad que algunos fabricantes incluyen actualmente. Esto permite que, mediante una computadora personal con un navegador web, se puedan monitorear las variables de proceso asociadas a la comunicación Modbus.
En la fase inicial de pruebas, se reemplazó el PLC por un software de comunicación TCP cliente, permitiendo la ejecución manual de los comandos Modbus para depurar el firmware en el equipo remoto. Este proceso se complementó con la ejecución del IDE del fabricante del microcontrolador en modo debug y el uso de una terminal RS232 para recibir mensajes de texto programados en el equipo remoto con fines de depuración.
Para el monitoreo del tráfico de red se utilizó el software Wireshark, lo que permitió visualizar, los paquetes Modbus, el tráfico TCP y los mensajes de control. También el protocolo ICMP (comando ping) para verificar la IP asignada.
Todos los equipos involucrados en la comunicación (PLC, PC y remoto) se conectan por medio de un switch Ethernet industrial dedicado para este fin, asegurando mayor determinismo en la transmisión de los paquetes.

1) Uso del sistema operativo FreeRTOS: El firmware se implementó sobre FreeRTOS, un RTOS ampliamente usado en sistemas embebidos. Su planificación por prioridades mejora la organización de tareas y la gestión de recursos del microcontrolador. Además, su integración con las herramientas del fabricante simplifica la configuración y optimización en dispositivos STM32.
Para garantizar la compatibilidad con la pila de red utilizada en el trabajo, se optó por la versión CMSIS V1 [17] (*Common Microcontroller Software Interface Standard*). CMSIS es un estándar de software desarrollado por ARM para proporcionar una capa de abstracción en microcontroladores basados en Cortex-M. En este caso, CMSIS V1 permitió la integración con lwIP (*lightweight IP*), una pila TCP/IP de código abierto diseñada para sistemas embebidos con recursos limitados. Esta decisión permitió una rápida integración de la comunicación Modbus TCP al resto del sistema.
El uso de *FreeRTOS* en el trabajo permitió estructurar el software en tareas independientes, lo que aumentó la claridad del código, facilitó el mantenimiento y posibilitará su evolución futura con nuevas funcionalidades. Entre las tareas principales implementadas en el sistema, se encuentran las siguientes:

- defaultTask: esta tarea inicializa la pila TCP/IP de lwIP y configura el servidor TCP en el microcontrolador. Para ello, dentro de esta tarea se ejecuta un hilo específico denominado `tcp_thread`, encargado de manejar las conexiones de red.
- DriverTask: gestiona las entradas y salidas físicas del sistema, incluyendo la lectura de entradas y la activación de salidas según los comandos recibidos a través del protocolo Modbus.
- EepromManagement: encargado de la lectura y escritura en la memoria EEPROM externa, donde se almacenan parámetros de configuración modificables a través de registros Modbus para reconfigurar el sistema sin requerir la reprogramación del firmware.

Gracias a la modularidad y flexibilidad proporcionadas por *FreeRTOS*, cada una de estas tareas puede ejecutarse de manera independiente, lo que asegura una respuesta eficiente del sistema a los eventos externos y optimiza el uso del procesador.

2) Procesamiento de solicitudes Modbus: El núcleo del servidor Modbus se basa en la función `mb_process()`, que analiza la solicitud entrante y ejecuta la operación correspondiente. Dependiendo del código de función, se derivan los siguientes procesos:

- Lectura de registros: la función

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

`mb_process_pdu_read_fn()` maneja la lectura de *coils*, *discrete inputs*, *holding registers* e *input registers*.
- Escritura de registros: la función `mb_process_pdu_write_single_fn()` permite modificar valores en un solo *coil* o *holding register*.
- Generación de errores: la función `mb_process_err()` genera respuestas de error en caso de direcciones inválidas o valores incorrectos.

3) Lectura de datos:
- `read_coils()`: obtiene el estado de los *coils* y los almacena en el buffer de respuesta.
- `read_discrete()`: extrae los *discrete inputs* y los envía en la respuesta.
- `read_inputs()`: lee los *input registers* y los transmite al cliente Modbus.
- `read_holding()`: recupera los valores de los *holding registers*.

4) Escritura de datos:
- `write_single_coil()`: modifica el estado de un *coil* (ON/OFF).
- `write_single_holding()`: almacena un nuevo valor en un *holding register*.

5) Consideraciones adicionales: El sistema emplea mecanismos de sincronización de *FreeRTOS*, como semáforos mutex (tema que será desarrollado más adelante), para garantizar el acceso seguro a los datos compartidos. Además, se incluyen funciones auxiliares como:
- `mb_mbap_copy()`: copia la cabecera *MBAP* en la respuesta.
- `mb_pdu_calculate_N()`: determina el número de bytes en la respuesta.
- `mb_process_start_address()`: verifica la validez de las direcciones de inicio y la cantidad de registros.
- `mb_process_val()`: evalúa valores de escritura en *coils*.

6) Conclusión sobre el uso de un sistema operativo de tiempo real: El servidor Modbus TCP desarrollado permite la comunicación con un PLC, procesando y respondiendo eficientemente las solicitudes conforme al protocolo Modbus. Su implementación en un entorno STM32 con *FreeRTOS* asegura una ejecución en tiempo real confiable y robusta.

7) Uso de la HAL en STM32 para GPIO, I2C y UART: La biblioteca HAL (*Hardware Abstraction Layer*) de STMicroelectronics facilita el acceso al hardware de los microcontroladores STM32 al abstraer los registros de bajo nivel. Permite configurar y usar periféricos como GPIO, I2C y UART de forma estructurada y portable.

La biblioteca HAL permite configurar los GPIO en distintos modos de operación. Las funciones `HAL_GPIO_Init` y `HAL_GPIO_WritePin` inicializan y modifican el estado de los mismos.

La comunicación I2C se gestiona mediante las funciones `HAL_I2C_Init`, `HAL_I2C_Master_Transmit` y `HAL_I2C_Master_Receive`, lo que facilita el intercambio de datos con la memoria EEPROM. La interfaz UART, configurada con `HAL_UART_Init`, se utilizó para depuración, para evitar interferencias mediante semáforos mutex en secciones críticas del código.

El uso de la biblioteca HAL en estos periféricos no solo simplificó el desarrollo, sino que también mejoró la portabilidad del código entre distintas familias de microcontroladores STM32. Además, facilita la integración con herramientas como STM32CubeMX, optimizando el tiempo de desarrollo al generar automáticamente las configuraciones básicas necesarias.

Si bien la biblioteca HAL introduce una ligera sobrecarga en comparación con la manipulación directa de registros, su uso es altamente recomendado en aplicaciones donde la facilidad de desarrollo, mantenibilidad y escalabilidad del código son factores clave. Para casos donde el rendimiento es crítico, se pueden emplear combinaciones entre HAL y acceso directo a registros según las necesidades del proyecto.

8) Uso de Mutex en la gestión de UART, registros y variables críticas: Para garantizar la integridad de la información y evitar condiciones de carrera, se han empleado mecanismos de exclusión mutua (mutex) en la gestión de la comunicación UART, el control de los registros de entradas y salidas discretas, el manejo de registros de propósito general como así también los vectores que alojan variables críticas que pueden ser leídas o escritas por distintas tareas.

En la comunicación UART, el mutex `uartMutexHandle` asegura el acceso exclusivo de una tarea al recurso compartido, lo que evita interferencias entre mensajes y garantiza una transmisión de datos confiable para la depuración por el puerto serie.

El mutex `coilMutexHandle` previene inconsistencias en la lectura y escritura de registros de bobinas (*coils* o salidas discretas). Dado que distintas tareas modifican estas salidas digitales en función de los comandos Modbus, sin exclusión mutua podrían producirse escrituras simultáneas sobre una misma bobina, generando errores en la operación.

De manera similar, el mutex `discreteMutexHandle` gestiona el acceso a los registros discretos, esto asegura que solo una tarea los modifique en un momento dado y evita problemas de sincronización.

El uso de mutex en este trabajo permite modularizar las tareas de comunicación y control sin riesgo de interferencias. Cada tarea adquiere el mutex correspondiente antes de acceder a un recurso, ejecuta su operación crítica y luego lo libera, lo que garantiza un acceso ordenado. Además, al establecer un control secuencial sobre los recursos, se facilita la detección y corrección de errores, lo que mejora la mantenibilidad del código y la escalabilidad del sistema. Ante la necesidad de incorporar nuevas funcionalidades que interactúen con los mismos recursos, el modelo de exclusión mutua mantiene la seguridad en el acceso a periféricos y estructuras de datos sin requerir modificaciones en la lógica de sincronización existente.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

B. Desarrollo del software en controlador PLCNext

El cliente Modbus se desarrolló en un controlador PLCNext, a partir de las bibliotecas estándar proporcionadas por el fabricante para la implementación de un cliente Modbus TCP. Además, se aprovechó su funcionalidad para el desarrollo de un servidor web, lo que permite la visualización de páginas web y la implementación de un HMI directamente en el PLC. Gracias a esto, un cliente web puede acceder a la interfaz programada en el PLC mediante las herramientas del fabricante e interactuar con el sistema de control. Esta solución integrada es ampliamente utilizada en los controladores modernos.
La tecnología PLCNext ejecuta sus funcionalidades sobre un sistema operativo Linux, adaptado por el fabricante para incorporar capacidades de tiempo real en el controlador. Esto habilita funciones avanzadas, como la programación de un HMI integrado en el sistema que actúa como servidor web.

1) Implementación del cliente Modbus: La programación del PLC se realizó con diagramas de bloques, lo que mejoró la legibilidad del programa de control. Se diseñó un único módulo cliente Modbus para gestionar los distintos módulos de funciones responsables de la lectura y escritura de bobinas y registros discretos, vinculados a entradas y salidas digitales. Además, este módulo administra la lectura y escritura de registros de 16 bits dentro del modelo de memoria de propósito general de Modbus.
Una tarea cíclica principal coordina la ejecución de las distintas tareas de control. Dentro de ella, un bloque específico, el cliente Modbus TCP, gestiona las rutinas de lectura y escritura conforme a las especificaciones del protocolo.
La lectura de bobinas, registros de entrada y registros de propósito general se ejecuta de manera continua, con un temporizador de un segundo para actualizar la información. En cambio, la escritura de bobinas ocurre bajo demanda, solo cuando el HMI envía un comando, lo que evita una sobrecarga innecesaria en la red. Además, el tiempo de actualización puede ajustarse según los requerimientos de la aplicación.
En este trabajo, los registros de propósito general se utilizaron exclusivamente para configurar los parámetros iniciales del equipo remoto. Para ello, se empleó un software cliente Modbus TCP, cuya explicación se proporcionará más adelante en este trabajo.
El PLC cuenta con un bloque de la función Modbus del módulo MB_TCP_Client. En el software PLCNext Engineering, este módulo permite que el PLC actúe como cliente Modbus en una comunicación TCP/IP. Esto significa que el PLC puede iniciar conexiones hacia servidores TCP para enviar y recibir datos, lo que resulta útil en aplicaciones donde el PLC necesita conectarse a sistemas externos, como en este caso, como también dispositivos IoT o cualquier otro equipo que escuche en un puerto TCP específico.
A continuación, se indica la utilización del módulo:

- Establecer conexiones TCP/IP: el PLC puede conectarse a un servidor TCP remoto.
- Transmitir datos: enviar información desde el PLC hacia otro dispositivo.
- Recibir datos: recibir información proveniente de un servidor TCP.
- Cerrar conexiones: finalizar la comunicación cuando ya no es necesaria.

El módulo MB_TCP_Client generalmente tiene varios puertos de entrada y salida (variables), y aunque pueden variar según la versión del software PLCNext Engineering, estos son los más importantes:

- `xActivate`: permite activar la función del módulo, debe estar en alto para que el cliente intente conectarse.
- `strServerIP`: dirección IP del servidor al cual el cliente debe conectarse.
- `iPort`: número de puerto del servidor con el que el cliente se conectará.
- `xUDP_Mode`: falso índica que se conectará vía TCP, verdadero indica modo UDP.
- `udtMBData`: buffer de datos de configuración del módulo, es una estructura de datos donde se alojan estos valores.
- `xReady`: señal de estado que indica si la conexión se estableció correctamente.
- `xError`: señal que indica si hubo algún error durante el proceso de conexión o transmisión.

El uso del bloque MB_TCP_FC3, en PLCnext Engineer, permite que un cliente Modbus lea múltiples registros de almacenamiento (*Holding Registers*) desde un servidor Modbus. Este bloque implementa el código de función 3 del protocolo Modbus (*Read Holding Registers*), lo que permite al cliente recuperar datos de uno o más registros contiguos en el servidor. Se observa la estructura `udtTCP_ComData` que almacena los valores de funcionamiento del bloque y el vector `arrRegisterValues` donde se almacenan los datos recibidos. Se destaca también la variable `tUpdateTime` que define el tiempo de actualización de las variables.

Un bloque de funciones MB_TCP_FC5 permite al cliente Modbus escribir un único bit en la memoria de un servidor Modbus. Esta función corresponde al código de función 5 del protocolo Modbus (*Write Single Coil*) o escritura de bobinas. Se destaca una variable (`xCoilWrite`) que activa el bloque en respuesta a un cambio de estado desde el HMI.

2) Interacción con el HMI y control de señales: El sistema también incorpora bloques funcionales adicionales que completan la lógica de programación en el PLC. Un bloque de tipo Timer_Off (TOF1) permite filtrar la señal proveniente del pulsador de marcha en el HMI evitando rebotes.
El bloque Selection (SEL) permite seleccionar los valores esperados, según el protocolo Modbus, para la escritura de bobinas. Dependiendo del valor (1 o 0) su salida tomará valores en hexadecimal de 0x0000 o 0x00FF.
Finalmente para discriminar los valores a escribir en las bobinas cargados en el vector `arrCoilValue`, se realizó una lógica con compuertas AND, comparando el valor en el vector con una máscara particular por cada bobina.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

C. Arquitectura del hardware utilizado

Para la implementación del sistema, se utilizó la placa Nucleo STM32F429ZI en conjunto con un módulo Protoshield del tipo multipropósito, ambos compatibles con el pinout de Arduino, lo que facilitó su conexión y expansibilidad. El módulo Protoshield permitió la integración de diversos componentes adicionales, necesarios para la simulación y prueba del sistema desarrollado.
Uno de de los LEDs integrados en el Protoshield se utilizó como medio para indicar el establecimiento de conexión entre el cliente y el servidor Modbus TCP. Esta funcionalidad resultó clave para la depuración y monitoreo del correcto funcionamiento del protocolo de comunicación. Se agregaron también, LEDs con sus resistencias conectados a pines de salida del microcontrolador por medio de sus borneras, que indican el estado de las bobinas.
Al Protoshield se conectó una matriz 4x4 con 16 pulsadores tipo tact switch para simular entradas discretas mediante pulsaciones manuales.
En total, se configuraron cuatro entradas digitales con pulsadores y cuatro salidas digitales con sus respectivos LEDs.
Se conectó también, por medio de una bornera adicional en el Protoshield, un módulo de memoria EEPROM externa de 256 kB, modelo AT24C256, utilizado para almacenar los valores de configuración iniciales cargados por el usuario en el servidor Modbus TCP. Al ser no volátil, esta memoria conserva la configuración ante reinicios o cortes de energía y mantiene el funcionamiento del sistema según los parámetros preestablecidos.
El pulsador auxiliar de la placa Nucleo (pulsador azul) permite forzar la carga de los parámetros de configuración por defecto definidos en el firmware. Si se presiona durante el reinicio del sistema, el microcontrolador carga estos valores predefinidos. De lo contrario, recupera los datos almacenados en la EEPROM. Si la lectura de la memoria externa falla, el firmware restablece automáticamente los valores por defecto para garantizar la operatividad del servidor Modbus TCP.
Este diseño de hardware facilitó una integración eficiente entre el microcontrolador STM32F429ZI y los módulos periféricos necesarios para implementar el sistema, optimizando el desarrollo, prueba y validación del servidor Modbus TCP en el contexto del trabajo realizado.

IV. Ensayos y resultados

En este capítulo se describen los ensayos realizados junto con sus resultados en las distintas etapas del trabajo.
Para las pruebas se utilizó la infraestructura disponible en el Laboratorio de Industria 4.0 de la Universidad Tecnológica Nacional, Facultad Regional Buenos Aires. Este laboratorio cuenta con una red de PLCs de la firma Phoenix Contact, los cuales operan con diversos protocolos, incluyendo Modbus TCP en modo servidor y cliente. En la configuración elegida, el módulo remoto funcionó como servidor y el PLC como cliente que también es el encargado de iniciar la comunicación.

A. Diseño del ensayo y herramientas utilizadas del lado del servidor

Durante el desarrollo del firmware, se empleó una interfaz serie para monitorear los distintos estados del programa, en conjunto con la herramienta STM32CubeIDE en modo de depuración. Esto permitió observar variables intermedias, el estado de la memoria, el comportamiento de las tareas y otros parámetros clave del firmware.

1) Verificación del protocolo Modbus TCP: Para validar la correcta transmisión y recepción de las tramas Modbus TCP, se utilizaron dos herramientas fundamentales en la depuración y ajuste del protocolo:

- Wireshark: software de análisis de protocolos de red, utilizado para verificar que las tramas Modbus TCP fueran correctamente encapsuladas dentro del protocolo TCP/IP.
- Hercules: herramienta para emular un cliente TCP, empleada como sustituto temporal del PLC para establecer comunicación directa con el módulo remoto y enviar y recibir mensajes según el estándar Modbus TCP.

El uso de estas herramientas permitió analizar las distintas etapas de comunicación donde se incluye el establecimiento de la conexión TCP con la dirección IP, correspondiente al módulo remoto en su función de servidor Modbus TCP. Además, se puede ejecutar el comando ping mediante el protocolo ICMP, con su correspondiente respuesta (ECHO) enviada desde el servidor, lo que confirma la accesibilidad y disponibilidad del dispositivo en la red.
También se puede observar la petición Modbus TCP en la que se consulta el estado de la bobinas. Para verificar la actualización del estado de las bobinas, el servidor se desconectó temporalmente y se energizó la bobina 1 por medio de otro software cliente explicado más adelante en este trabajo. Luego, se restableció la conexión con el servidor a través de Hercules y se volvió a solicitar la lectura del estado de la bobina. En esta nueva consulta, el valor de respuesta cambió a 01, lo que indica que la bobina se encontraba activada.
Este procedimiento se repitió para entradas digitales (inputs) y registros de uso general.
El uso de estas herramientas optimizó significativamente el tiempo de desarrollo y depuración, lo que permitió detectar y corregir errores antes de la integración con el PLC y la implementación del HMI.

2) Depuración del firmware y pruebas con software en PC: Tras la depuración del firmware, se verificó su interacción con el hardware, donde se incluyó la lectura de entradas digitales mediante pulsadores y la activación de salidas digitales a través de LEDs.
Antes de desarrollar el cliente en el PLC, se utilizó un software basado en PC para simular esta funcionalidad. Para ello, se empleó el software ModScan32, una herramienta capaz de simular un cliente Modbus TCP, lo que permitió la activación de salidas digitales, la lectura de entradas y la manipulación

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

de registros de uso general.
ModScan32 permite la lectura y escritura del estado de las bobinas a través de la función 01 (Read Coil Status) del protocolo Modbus TCP.
En la captura también se pueden observar los pedidos (polls) generados por el cliente y la cantidad de respuestas recibidas desde el servidor. En particular, se observa que 30 posiciones han sido leídas, que coincide con la cantidad configurada en el firmware del dispositivo remoto. Por esta razón, la documentación de cada servidor Modbus TCP debe ser precisa y detallada, debe especificar con claridad la cantidad de registros disponibles y su asignación en memoria. Esto evita problemas de compatibilidad y facilita la integración con clientes Modbus que requieran acceder a estos registros de manera confiable.

B. Pruebas de configuración de direcciones IP

Se realizaron pruebas para verificar la configuración de distintas direcciones IP, así como el mecanismo de restauración a la IP por defecto.
Se utilizó ModScan32 como cliente Modbus, lo que permitió configurar una dirección IP diferente a la predefinida en el módulo remoto. Luego, al reiniciar el servidor, se confirmó que el firmware adoptó la nueva IP correctamente y que la comunicación se estableció sin inconvenientes.
Adicionalmente, se verificó la funcionalidad del botón azul para restaurar la IP a su configuración de fábrica. Esta función es útil en situaciones donde el usuario desconoce la IP previamente configurada (guardada en la EEPROM), lo que permite restablecer el equipo a su dirección IP predeterminada.

C. Diseño del ensayo y herramientas utilizadas del lado del cliente

Para diseñar el ensayo desde la perspectiva del cliente (PLC), se aplicó una metodología que permitió validar el funcionamiento del sistema antes de su implementación final. Se utilizó el entorno de desarrollo PLCNext Engineering 2024.0.4 para PLC, proporcionado por el fabricante Phoenix Contact.
Inicialmente, se desarrollaron las funciones esenciales que el PLCNext debía ejecutar, incluyendo la comunicación mediante el protocolo Modbus TCP, el direccionamiento de las funciones de lectura y escritura, así como la integración con la interfaz HMI.
Con el objetivo de realizar pruebas preliminares sin depender del hardware, se utilizó el software de simulación ModSim32, que permitió emular un servidor Modbus TCP. Esta herramienta facilitó la depuración de errores en forma independiente del firmware desarrollado para el servidor, lo que aseguró una separación clara entre ambas etapas del trabajo.
Además, se aprovecharon las capacidades de PLCNext mediante un PLC simulado en la PC, lo que eliminó la necesidad de contar con un equipo físico en las fases iniciales de prueba. Aunque esta configuración presentó algunas limitaciones en cuanto a los tiempos de respuesta, resultó totalmente funcional para evaluar la comunicación Modbus TCP. De este modo, fue posible detectar y corregir posibles fallas en un entorno de simulación antes de realizar pruebas en hardware real.
Una vez establecida la comunicación con el PLC y habilitado su modo de ejecución (RUN), se utilizó un navegador web (en este caso, Google Chrome) para monitorear el sistema en tiempo real. A través de esta interfaz, se logró la interacción entre el software de simulación ModSim32 y el HMI, lo que permitió validar la activación de salidas y la recepción del estado de las entradas. Asimismo, se llevó a cabo una verificación del mapa de memoria del servidor Modbus simulado, lo que aseguró su correcta correspondencia con los datos esperados.
Esta metodología permitió separar el desarrollo del cliente y del servidor, lo que garantizó que posibles errores en el firmware del servidor no afectaran la implementación del programa en el PLC. De este modo, se optimizó el proceso de depuración y se aseguró la confiabilidad del sistema antes de su implementación definitiva.

D. Diseño del ensayo del conjunto

Una vez finalizados los ensayos de manera independiente, tanto para el servidor como para el cliente, se procedió a configurar las direcciones IP con el fin de integrar ambos sistemas en una única red de comunicación. Esta etapa permitió evaluar el funcionamiento del sistema en su conjunto y de esta maanera verificar la correcta interacción entre el cliente Modbus TCP (PLCNext) y el servidor Modbus TCP implementado en el hardware desarrollado.
En el lado del cliente, la herramienta principal para la depuración fue el software PLCNext Engineering, que permitió observar en tiempo real el estado de las variables internas del PLC, así como analizar la lógica de ejecución del programa. Las distintas acciones realizadas desde la interfaz HMI impactaron directamente en estas variables, las cuales, luego de su procesamiento, fueron transmitidas a través del protocolo Modbus TCP. Cabe recordar que, según la especificación del protocolo, las peticiones de lectura o escritura siempre las inicia el cliente, en este caso el PLC, que solicita el estado de las entradas o modifica el estado de las salidas del servidor.
Desde el lado del servidor, la depuración se llevó a cabo mediante dos herramientas clave: STM32CubeIDE, en su modo de depuración (debug), y la interfaz serie del microcontrolador. El entorno de desarrollo CubeIDE permitió monitorear variables internas, verificar el estado de ejecución de las tareas y validar la recepción de los comandos provenientes del cliente. Adicionalmente, la interfaz serie facilitó la observación del flujo de datos intercambiados entre el PLC y el servidor, así como la activación de las distintas tareas del sistema operativo, lo que permitió un análisis detallado de la comunicación.
Para evaluar el tráfico de red y verificar la integridad de las tramas Modbus TCP intercambiadas, se utilizó Wireshark, que permitió capturar y examinar los paquetes transmitidos. Esta herramienta resultó particularmente útil en la primera etapa del ensayo en conjunto, donde el PLC fue simulado en una PC. Gracias a Wireshark, fue posible analizar las peticiones y respuestas del protocolo sin necesidad de hardware adicional,

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

lo que optimizó el proceso de depuración y validación.
Finalmente, se verificó el impacto de los comandos enviados desde la interfaz HMI sobre el hardware real. Se constató que los cambios en las variables de salida del HMI generaban la activación o desactivación de los LEDs configurados en el hardware, lo que validó así la escritura de salidas desde el cliente Modbus. De igual manera, se comprobó que las señales de los pulsadores físicos conectados al servidor eran correctamente transmitidas al PLC y visualizadas en tiempo real en la HMI, lo que permitió validar el correcto funcionamiento de la lectura de entradas digitales.
Los ensayos en conjunto permitieron confirmar la operatividad del sistema en su totalidad, lo que asegura una comunicación estable y confiable entre el cliente y el servidor Modbus TCP, en conformidad con las especificaciones del protocolo.

V. Conclusiones

En este capítulo se mencionan los principales aportes del trabajo realizado, el grado de cumplimiento de los requerimientos, las dificultades encontradas y las mejoras a realizar.

A. *Conclusiones generales*

A continuación, se presentan los logros y conclusiones alcanzados durante el desarrollo del proyecto, destacando los aspectos técnicos y metodológicos implementados para garantizar el correcto funcionamiento y la robustez del sistema.

- Se implementó un servidor Modbus TCP y se estableció una comunicación estable y segura con un cliente Modbus estándar, como el PLCNext, de acuerdo con los requerimientos planteados inicialmente.
- La integración del HMI dentro del propio PLC facilitó la supervisión y el control del sistema en tiempo real.
- Gracias a la arquitectura modular y escalable utilizada, se obtuvo una solución robusta y adaptable a diversas aplicaciones industriales.
- Se aplicaron técnicas aprendidas para desarrollar programas en microcontroladores con sistemas operativos en tiempo real, lo que proporcionó mayor claridad, flexibilidad y facilidad de actualización en el futuro.
- Se modificó la forma de configurar el equipo remoto. Inicialmente, se había previsto realizar esta tarea por medio de un servidor web en el propio equipo remoto, pero se optó por utilizar el protocolo Modbus y modificar registros internos que mapean directamente las variables de configuración.
- Se reemplazó el hardware originalmente planificado por un shield compatible con la placa Nucleo, donde se conectaron entradas mediante pulsadores y salidas a través de LEDs. Esta modificación permitió evaluar la funcionalidad del sistema sin desarrollar hardware dedicado que luego sería difícil de escalar.
- Se incorporó una memoria EEPROM para el almacenamiento de las variables de configuración, en reemplazo del método inicial que preveía el uso de una zona especial de la memoria flash del microcontrolador.
- Los ensayos realizados demostraron que la comunicación se mantuvo estable durante días, sin ser afectada por el tráfico de la red LAN, y que los tiempos de respuesta resultaron aceptables para aplicaciones en la industria de procesos.

B. *Próximos pasos*

Para dar continuidad al trabajo y mejorar las capacidades del sistema desarrollado, se proponen los siguientes pasos a futuro, orientados a incrementar la flexibilidad, escalabilidad y funcionalidad del dispositivo:

- Agregar un método alternativo de configuración mediante un servidor web, además del acceso por Modbus.
- Medir los tiempos de respuesta bajo distintas condiciones en la red LAN y compararlos con los obtenidos en una red dedicada. Analizar los límites encontrados y elaborar una especificación detallada.
- Utilizar el bus I2C habilitado para la comunicación con la EEPROM, con el objetivo de configurar módulos de entrada y salida que permitan expandir el sistema remoto de manera sencilla y segura, sin depender exclusivamente de los puertos de entrada y salida del microcontrolador. Esta solución podría incluir el uso de FPGAs para discriminar los mensajes en el bus I2C y manejar módulos de entrada y salida dedicados, no solo digitales sino también analógicos.
- Diseñar un hardware específico que permita la expansión modular de entradas y salidas.
- Incorporar un display local que muestre información del equipo remoto, como dirección IP, puerto, estado general y otros parámetros relevantes.
- Implementar un servidor MQTT para permitir el acceso remoto al dispositivo a través de Internet, esto facilitará su integración en aplicaciones de *Internet of Things* (IoT).

Agradecimientos

A los ingenieros Guillermo Valvano y Pablo Pila, por haber apoyado este trabajo como parte integral del proyecto del Laboratorio de Industria 4.0 de la Universidad Tecnológica Nacional, Facultad Regional Buenos Aires. También al ingeniero Sebastián Bedín por su importante aporte respecto a la configuración del sistema operativo de tiempo real.

References

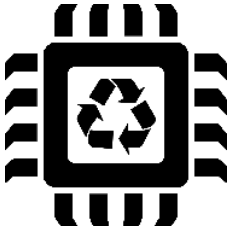
[1] Modbus Organization, About The Modbus Organization, 2024, Available: https://www.modbus.org/faq.php
[2] FieldComm Group, Digital transformation through global standards, 2024, Available: https://www.fieldcommgroup.org/about
[3] PROFIBUS Nutzerorganisation e.V., Standards for interoperability, 2024, Available: https://www.profibus.com
[4] Rockwell Automation, Data Highway Plus (DH+) Network, 2024, Available: https://www.rockwellautomation.com/
[5] International Electrotechnical Commission, IEC 61158-5-2:2023, 2023, Available: https://webstore.iec.ch/en/publication/83356
[6] International Electrotechnical Commission, IEC 61784-3:2021, 2021, Available: https://webstore.iec.ch/en/publication/62095
[7] Profinet International, PI Organization - The Community for Standardization, 2024, Available: https://www.profinet.com/about-us
[8] ODVA, About ODVA, 2024, Available: https://www.odva.org/about/structure/

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

[9] Modbus Organization, What is Modbus ® protocol?, 2024, Available: https://www.modbus.org/faq.php
[10] Joe Casad, Sams Teach Yourself TCP/IP, 2015
[11] AWS open source, SReal-time operating system for microcontrollers, 2024, Available: https://www.freertos.org/
[12] IPC2U, Detailed description of the Modbus TCP, 2024, Available: https://ipc2u.com/articles/knowledge-base/detailed-description-of-the-modbus-tcp-protocol-with-command-examples/
[13] Adam Dunkels, Lightweight IP stack, 2024, Available: https://www.nongnu.org/lwip/
[14] STMicroelectronics, NUCLEO-F429ZI, 2017, Available: https://www.st.com/en/evaluation-tools/nucleo-f429zi.html
[15] Phoenix Contact GmbH, AXC F 2152 STARTERKIT, 2024, Available: https://www.phoenixcontact.com/es-pc/productos/kit-de-inicio-axc-f-2152-starterkit-1046568
[16] Phoenix Contact GmbH, Industrial Ethernet Switch, 2024, Available: https://www.phoenixcontact.com/es-pc/productos/industrial-ethernet-switch-fl-switch-smcs-8tx-pn-2989103
[17] Arm Limited, Common Microcontroller Software Interface Standard (CMSIS), 2025, Available: https://www.arm.com/technologies/cmsis

Eje Temático

Aplicaciones en Ecología



AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Incubadora para la germinación de semillas usando microcontroladores

Esteban Rojas Jiménez
Universidad Técnica Nacional
Carrera de Ingenieria Electronica
Alajuela, Costa Rica
https://orcid.org/0000-0003-0032-3347

Resumen— La ponencia trata del diseño de una incubadora automatizada para la germinación de semillas de árboles frutales, controlada por Microcontroladores y electrónica general, controlando la humedad, temperatura, riego, luminosidad, todo para mantener un ambiente idóneo para que la semilla germine en un tiempo menor al normal, se utiliza un programa en Python como interfaz gráfica, que comunica por puerto serial con un sistema basado en un microcontrolador PIC16F877A.

Este controla sensores de temperatura, humedad, válvulas de riego, iluminación y ventilación para optimizar las condiciones internas según la semilla mejorando el rendimiento y el tiempo que dura la germinación durante los primeros días, además toda la información recolectada de los sensores va a hacer guardada por medio de una hoja de datos de excel, que posterior con estos datos se puede ajustar los parámetros de riego y ventilación, cuando sea necesario generando actualizaciones posteriores del sistema, según sea el caso de la zona geográfica en donde se utilice.

Palabras clave: Microcontrolador, Python, Germinación, Semillas, Electrónica.

I. INTRODUCCIÓN

La incubadora para germinar semillas, utilizara un programa diseñado en python como interfaz gráfica en la computadora, desplegando y almacenado información en una hoja de datos en Excel, dicho programa esta comunicado por medio del puerto serial a la plataforma de hardware de electrónica con el microcontrolador que estará equipada con sensores de temperatura, humedad, válvulas de riego, iluminación y ventilación para controlar el ambiente interno.

La incubadora es diseñada para mantener una temperatura constante y adecuada para la germinación de las semillas dependiendo el tipo de semilla que se germinara como lo indica en la figura 1.



Figura. 1. Etapas del proyecto.

Las siguientes semillas son de los tipos de frutas que se utilizaron para el muestreo de germinación de forma natural para tomarlo como base para el diseño del código:

Naranja Malagueña
Naranja Agria
Naranja Washington
Toronja
Aguacate Hass
Aguacate Pinkerton
Aguacate Bacón
Manzana Golden Delicious
Manzana Red Delicious
Manzana Pacifico Rose
Manzana Cortando

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Manzana Ginger Gold
Guanábana
Guayaba Rosa
Guayaba Blanca
Limón Agrio
Limón mandarina
Limón Mecino
Pitahaya Roja
Pitahaya Amarilla
Mamón Chino
Nance
Manga
Mango
Mandarina
Cacao
Uvas
Peras
Almendro
Granada Real

II. Adquisición de datos en el ambiente

Durante el periodo de 2 años se ha sembrado distintas semillas de forma tradicional como la figura 2 y figura 3, recopilando información valiosa, como temperatura, humedad, a distintas horas del día, y en diferentes épocas del año figura 4.

Con el muestreo y con la información teórica de diversas bibliografías sobre agricultura, se procesa la información para utilizarla para la creación del código de control y monitoreo en Python por medio del control en un principio en Arduino que posteriormente se cambio por un sistema propio de electrónica empotrado usando microcontrolador.



Figura 2. Semillas de Manzana Germinando.

Sabemos que el tiempo de germinación va a depender de varios factores, como zona geográfica, clima, humedad en el ambiente, temperatura, intensidad de calor, riego, luminosidad y si la semilla es nativa de la región o no.
Los tiempos de germinación varían dependiendo de la especie que se está tratando de reproducir, pueden ir desde los 3 días hasta los 60 días y en condiciones especiales.
Por lo cual la reducción en el tiempo de germinación de algunas especies en lugares no tradicionales es muy importante para poder generar nuevos alimentos.
La incubadora de semillas puede controlar todos estos factores dependiendo del tipo de especie de semilla por germinar.



Figura 3. Arboles en crecimiento y clasificados.

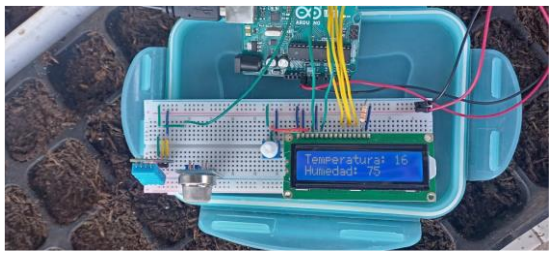


Figura 4. Primer Sistema de Prueba de adquisición de datos.

III. Etapas

A. Programación

La programación se divide en dos fases:

La primera fase es en el desarrollo de la interface grafica para que el usuario pueda tener información visual a tiempo real adicional para poder almacenarla en un sistema de adquisición de datos que se almacenara en Excel.

La segunda fase es la programación del PIC con todas las características de control y ejecución.
La interface grafica desarrollada por medio del software en python en VSCode Figura 5, es una GUI que nos sirve para recopilar los datos del ambiente de germinación por medio de la

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

comunicación usando el puerto serial para conectar el Pic y la información es guardada en una hoja de excel, para ser procesada posteriormente.

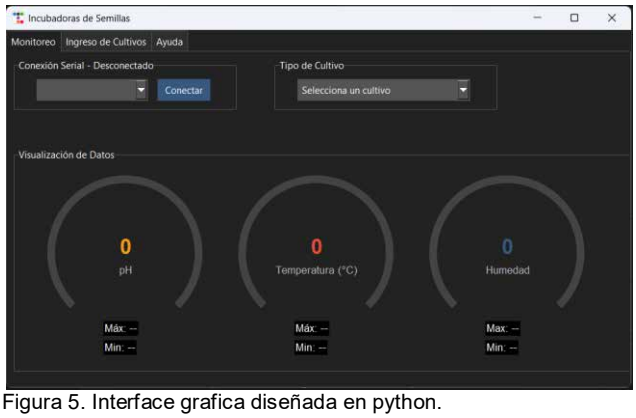


Figura 5. Interface grafica diseñada en python.

En la figura 6 podemos observar la hoja de Excel con algunos datos guardados durante el proceso.

	A	B	C	D	E	F
1	Fecha	Hora	Humedad	Temperatu	Índice de Calor	
2	07/11/202	21:23:58	65.00%	28.00°C	30.03°C	
3	07/11/202	21:24:00	65.00%	28.00°C	30.03°C	
4	07/11/202	21:24:02	65.00%	28.00°C	30.03°C	
5						

Figura 6. Recopilación de datos.

Se decidió realizar el diseño electrónico propio, usando el microcontrolador PIC16F877A, debido a que para poder patentar el producto final, no se puede usar un diseño ya elaborado como es el arduino.

Para el código del microcontrolador el lenguaje utilizado es en C, usando las herramientas de Pickit para cargar el código, y el programa que se utiliza para realizar el código es MPLAB XC-8 como se visualiza en la figura 7, en donde con la facilidad para realizar el código en comparación de usar ensamblador, se puede generar mejor resultado para el control y automatización de la incubadora.

El microcontrolador usado es el PIC16F877A, en donde por sus características y capacidad se lograron utilizar para comunicarlos con pantallas lcd 2x16, con componentes electrónicos básicos, como potenciómetros, diodos led, válvulas de riego, relays, sensores de temperatura, humedad, nivel de agua, abanicos, iluminación ultravioleta e incandescente.

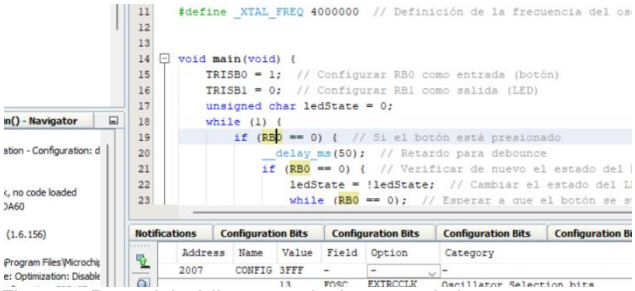


Figura 7. Parte del código para el microcontrolador.

B. Resultados de la primera etapa

La recopilación de información durante los dos años se logro obtener datos importantes para el diseño del código de control automático para la incubadora dependiendo del tipo de semilla que se pretende germinar.

El éxito y el fracaso de la germinación de las semillas dieron un gran aporte para la toma de decisiones de la creación del código.

Cada árbol durante la germinación se logro obtener información de temperatura, humedad en la tierra y en ambiente en el ambiente de la zona, el tipo de clima, a diferentes horas del día.

Tipo de Semilla	Tamaño	Éxito	Fallidas	Condición de crecimiento
Manga	Dura	30	15	Normal
Mango	Dura	15	10	Normal
Mandarina	Pequeña	13	2	Normal
Cacao	Mediana	40	30	Normal - Cuidado
Uvas	Pequeña	10	60	Cuidado - Adecuar Clima
Pera	Pequeña	5	25	Cuidado - Adecuar Clima
Almendro	Mediana	15	8	Normal
Granada Real	Pequeña	100	30	Normal
Naranja	Pequeña	80	25	Normal
Toronja	Pequeña	25	20	Normal
Aguacate	Grande	20	8	Normal
Guanábana	Mediana	25	15	Normal
Guayaba	Pequeña	70	30	Normal - Riesgo insectos y hongos
Limón	Pequeña	55	25	Normal
Pitahaya	Pequeña	90	80	Normal - Riesgo Humedad
Mamon Chino	Mediana	27	13	Normal
Nance	Mediana	10	25	Normal

Tabla 1.Éxito de semillas.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Con la información de la primera etapa utilizando el sistema de arduino, se logro diseñar el sistema para la temperatura, la humedad y el control de la iluminación.

Estos datos se adquirieron mediante sensores conectados al microcontrolador y fueron transmitidos a un programa diseñado en Python, que sirve como interfaz gráfica con el fin de obtener estadísticas para ser utilizada para la creación de las variables ambientales de control dentro de la incubadora de semillas.

Los valores de temperatura y humedad se registraban a lo largo del día, permitiendo identificar patrones de variación en diferentes etapas de germinación y estaciones del año. Todos estos datos se almacenaron en hojas de Excel, lo que facilitó el análisis posterior para ajustar los parámetros del sistema de control

Y con la información se realizo el código para poder controlar el crecimiento de las primeras semillas germinadas en un ambiente controlado.

Con los parámetros obtenidos en la fase 1, se logro mejorar significativamente la germinación de semillas de un ambiente natural a un ambiente controlado, ajustando los niveles de riego, la ventilación y la iluminación según el tipo de semilla y sus necesidades específicas según la tabla 2.

Tipo de Semilla	**Días de mejora**	**Condición de crecimiento**
Mandarina	3 a 4	Normal
Cacao	5	Normal - Cuidado
Uvas	5 a 7	Cuidado - Adecuar Clima
Pera	5 a 7	Cuidado - Adecuar Clima
Granada Real	4	Normal
Naranja	3 a 4	Normal
Toronja	3 a 4	Normal
Guanábana	3 a 4	Normal
Guayaba	3 a 4	Normal - Riesgo insectos y hongos
Limón	3 a 4	Normal
Pitahaya	4	Normal - Riesgo Humedad
Nance	6	Normal

Tabla 2. Mejoría de datos en ambiente controlado.

*C. **Control de Temperatura:***

Para controlar la temperatura y la humedad en una incubadora para semillas, se pueden utilizar diversas fórmulas y algoritmos de control. Una opción común es emplear un controlador PID (Proporcional, Integral, Derivativo), que ajusta de manera automática la temperatura y la humedad para mantenerlas dentro de los rangos deseados.

- Controlador PID: La salida del controlador (que podría ser la señal enviada a un calentador o enfriador)
- Setpoint (SP): Temperatura deseada (en °C).
- Proceso (PV): Temperatura actual medida dentro de la incubadora (en °C).
- Error (E): Diferencia entre la temperatura deseada y la temperatura actual:

$$E(t)=SP-PV(t)$$

Son parte de las formulas usadas para el control y monitoreo del sistema

*D. **Control de Humedad:***

- Setpoint (SP): Humedad deseada (en %).
- Proceso (PV): Humedad actual medida dentro de la incubadora (en %).
- Error (E): Diferencia entre la humedad deseada y la humedad actual: $E(t)=SP-PV(t)$
- **Controlador PID:** La salida del controlador (que podría ser la señal enviada a un humidificador o deshumidificador)

*E. **Componentes electrónicos:***

Algunos componentes principales en el diseño de la tarjeta controladora.

- El microcontrolador,como en la figura 8, es utilizado es el PIC16F877A, componente principal del circuito, en conjunto de un oscilador de cristal de 20Mhz y sus capacitores que proporcionan la señal de Clock del microcontrolador.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025



Figura 8. PIC16f877A Microchip.com

En la parte de la visualización esta la pantalla LCD 1602ª, que es la que se encarga de desplegar la información pertinente en la incubadora, como humedad, temperatura, obtenidas del sensor DHT-11 que es el responsable de obtener la información a tiempo real y enviarla al sistema de adquisición de datos por medio del microcontrolador y a la GUI en Python.

F. Diseño electrónico:

PIC16F877A, componente principal del diseño de la tarjeta controladora de la incubadora, ha permitido una mejora significativa su funcionamiento. Con el nuevo diseño se logró integrar de manera más eficiente los sensores de temperatura y humedad, las válvulas de riego, la iluminación y la ventilación, adaptando el hardware a las necesidades para la optimización del crecimiento del tipo de semilla que se pretende germinar.

Con el diseño actual, el cual está en proceso de patentado y por características de índole de privacidad no se referirá con mayor detalle, aun así, con el diseño, podemos rescatar detalles muy significativos de su diseño como lo es:

- El usuario podrá escoger del tipo de semilla por medio de un selector y se visualiza su escogencia en la pantalla LCD.

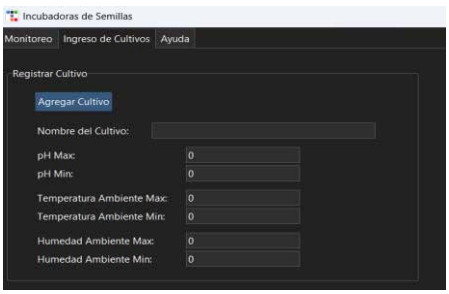


Figura 9. Interface grafica diseñada en python.

- En el Código C, esta la programación de acuerdo a los datos adquiridos y según la ficha técnica por semilla, en ella se puede controlar la temperatura idónea a tiempo real por medio de sensor de temperatura que activara o desactivara el ventiladores para ingresar o extraer la el calor interno.

- También puede controlar automáticamente el riego de acuerdo al sensor de humedad y cantidad de agua. Asegurando un riego continuo cuando así lo amerite y evitando dependiendo de la semilla que se seque la tierra.

- Adicional se puede agregar nutrientes al agua para colaborar en el proceso de germinación.

- Está conectado a 120VAC, y se convierte por medio de un transformador de 6Vdc.

REFERENCIAS

1. Bartz, Eva; Bartz-Beielstein, Thomas. (2024). Online Machine Learning A practical Guide eith Examples in Python. Springer

2. Lee, Kent D; Hubbard, Steve. (2024). Data Structures and Algorithms with Python. Springer

3. Painter, Simon J. (2024). Functional Programming with C#. USA. O´REILLY.

4. MAG. (2022). *Sistema de riego por goteo, Ficha técnica*. Mag.go.cr. Recuperado el 19 de agosto de 2024, de https://www.mag.go.cr/bibliotecavirtual/AV-2235.pdf

5. MAG (1991). ASPECTOS TECNICOS SOBRE CUARENTA Y CINCO CULTIVOS AGRICOLAS DE COSTA RICA. Recuperado el 10 de febrero de 2021, de https://www.mag.go.cr/bibliotecavirtual/F01-0658.pd

6. Palacios, E., Remiro, F., & Lopez, L. (2008). *Microcontrolador PIC16F84 - Desarrollo de Proyectos, 3_ Ed.* Alfaomega.

7. Microchip Technology Inc. (2007). *PIC16F886 Datasheet.* microchip.com. Obtenido de https://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/41291d.pdf

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Breve Resumen de la Evolución de los Registradores de Datos en el SECELEC-CENPAT

Marcos Crozzolo
SECELEC
CENPAT-CONICET
Puerto Madryn, Argentina
mcrozzolo@cenpat-conicet.gob.ar

Gonzalo Enrique Lana
SECELEC
CENPAT-CONICET
Puerto Madryn, Argentina
gonzalol@cenpat-conicet.gob.ar

***Resumen*—Los registradores de datos son sistemas electrónicos diseñados para medir variables de interés y almacenarlas para su posterior análisis. En este trabajo se presenta la evolución de los registradores desarrollados en el Servicio Centralizado de Electrónica del CCT CENPAT (SECELEC-CENPAT), desde las primeras versiones basadas en microcontroladores PIC hasta los sistemas actuales con arquitectura modular, mayor precisión en el control del tiempo, capacidad de comunicación y diseño mecánico estandarizado. Se describen las premisas de diseño, los casos de implementación, las mejoras alcanzadas y los desafíos pendientes.**

Palabras clave*—*Registradores de datos, Microcontroladores, Sensores, Modbus

I. Introducción

El registro de variables ambientales es esencial en el estudio de ecosistemas marinos y en proyectos de investigación científica aplicada. Los registradores desarrollados en el SECELEC-CENPAT permiten la medición y almacenamiento de variables como temperatura, presión y corrientes marinas.

Antecedentes como el citado en [1] ya mostraban las partes generales de un registrador complejo y su utilidad en el registro del comportamiento de animales marinos. Sin embargo, aquellos desarrollos, si bien robustos y adecuados para sus aplicaciones, no contemplaban aspectos como la mantenibilidad, la modularidad ni la facilidad de adaptación a nuevas magnitudes. Este trabajo documenta cómo se avanzó en esas direcciones, con el fin de contar con sistemas más flexibles y escalables para contextos acuáticos.

A fines de establecer las características a comparar de los registradores, vamos a subdividir a un sistema registrador en las siguientes partes (Figura 1):

- Sensores,
- Memoria,
- Procesador,
- Reloj de tiempo real (RTC),
- Fuente de energía,
- Interfaz de comunicación,
- Recipiente mecánico,
- Software de configuración y descarga.

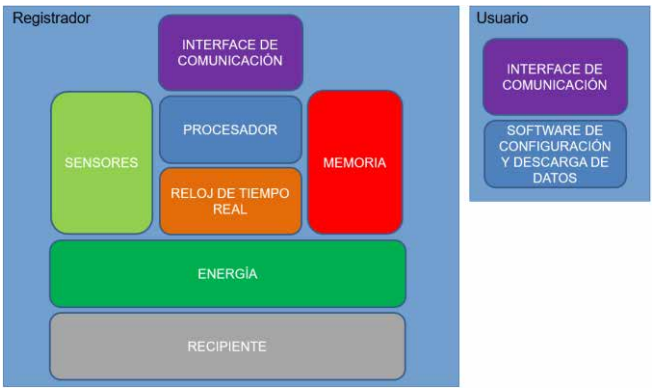


Fig. 1. Partes constitutivas de un registrador de datos considerados para este análisis.

II. Antecedentes

Los primeros registradores se construyeron con microcontroladores PIC16F88 [2], memorias EEPROM 24LC512, sensores de temperatura DS18B20 o termistores, comunicación RS232 y alimentación mediante packs de pilas primarias. La electrónica se encapsulaba en recipientes de PVC y resina.

Estos sistemas eran funcionales pero no permitían el mantenimiento ante malfuncionamiento ni podían adaptarse para la medición de otras magnitudes, debido a que se encontraban ocluidos en resina. Este encapsulado, sin embargo, les otorgaba robustez frente al ambiente marino al que estaban orientados. Asimismo, el enfoque en la reducción de componentes impactaba en la precisión temporal del reloj de tiempo real, que resultaba dependiente de la temperatura de trabajo.

En esta etapa, los diseños coincidían con lo planteado en trabajos como [1], que describían la organización modular de un registrador de datos y su aplicación en estudios biológicos en contextos marinos.

Un resumen de las ventajas y desventajas de esta selección de componentes puede apreciarse en la TABLA I .

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

TABLA I VENTAJAS Y DESVENTAJAS DE LA IMPLEMENTACIÓN DE LOS ANTECEDENTES

Parte	*Descripción*	*Ventajas*	*Desventajas*
Sensores	Interface I2C, SPI, OW o Analógica	Depende de los sensores y de los tiempos de muestreo necesarios	-
Memoria	Memorias I2C de 64kBytes cada una	Bajo consumo, alta retención de datos	Podrían ser memorias de más capacidad para mayor autonomía de registros
Procesador	PIC de la serie de 8 bits o 16bits	Bajo consumo	
RTC	Parte del firmware, base de tiempo dada por el cristal de 32768Hz	Pocos componentes	
Interface de comunicación	RS232 implementada con transistores	Pocos componentes	Interface punto a punto (PC a Registrador) no permite redes de sensores. Expone contactos para comunicarse. Complica mecanizado de tapa
Energía	Provista por pilas primarias	Pack de pilas no recargables	Se deben cambiar cada vez que se agotan
Recipiente	PVC	Económico, Fácil de trabajar	No preparado para soportar deformación por presión de forma repetida

III. DESARROLLOS INTERMEDIOS

Los desarrollos intermedios, motivados por los proyectos de los investigadores Nicolás Battini y Juan Pablo Pisoni, en 2023 y 2024, respectivamente, incorporaron microcontroladores **ATmega328P [3]**, de fácil adquisición gracias al proyecto Arduino, buses de comunicación maestro-esclavo con protocolo **Modbus [4]**, y RTC de mayor precisión.

Las premisas a la hora de diseñar esos registradores fueron:

- Usar stock de componentes disponibles en laboratorio,
- Reutilizar diseños ya probados,
- Familiarizarse con diseños con PIC que son recurrentes en trabajos del SECELEC-CENPAT,
- Lograr diseños que sean fáciles de mantener.

A. Medición de Corriente Submarina

Como parte del proyecto de investigación de Nicolás Battini, surge la necesidad de lograr que los registradores submarinos puedan incorporarse en una red maestro esclavo. Se decide por la implementación del protocolo MODBUS para lo que fue necesario migrar a un microcontrolador accesible y con más memoria RAM. La opción más accesible en el mercado local resulta ser la asociada al proyecto Arduino, por lo cual se optó por el microcontrolador ATmega328p.

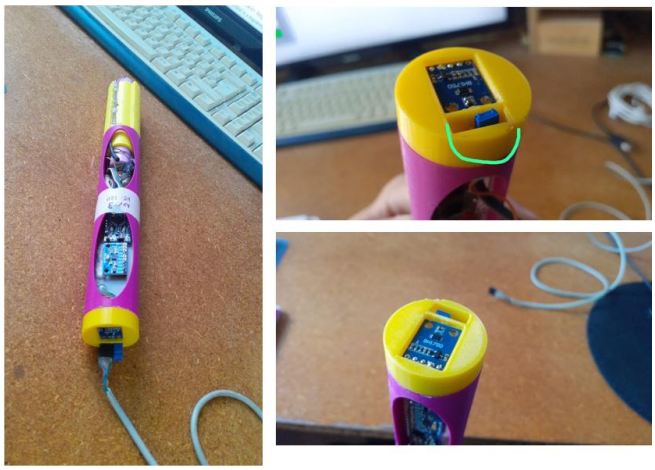


Fig. 2. Soporte interno de la electrónica del Registrador de Corriente Submarina.



Fig. 3. Despliegue y pruebas comparativas de medición de corriente submarina.

B. Medición de Profundidad y Temperaruta: TDR

Como parte del proyecto de investigación de Juan Pablo Pissoni, se le encarga al SECELEC-CENPAT la fabricación de un TDR para la realización de perfiles de temperatura y profundidad. Este diseño adopta los mismos criterios que el registrador implementado en A, con la diferencia de incorporar un sensor de presión para la medición de profundidad.

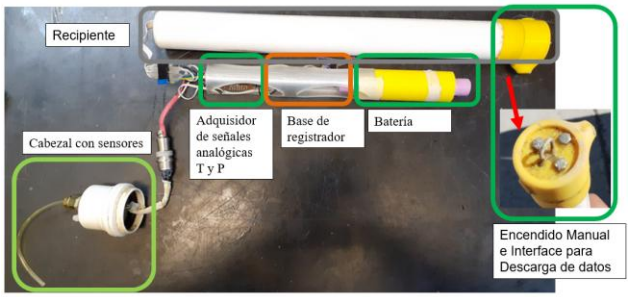


Fig. 4. Partes constitutivas del Registrador de Profundidad y Temperatura (TDR).

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025



Fig. 5. Formato físico del TDR. Se puede apreciar el recipiente de PVC, el cabezal con los sensores y el cabezal con la interface para datos y activación.

C. *Resumen de Cambios Implementados*

En la TABLA II se detallan los cambios implementados en los desarrollos intermedios y las lecciones aprendidas de esas experiencias.

TABLA II CAMBIOS IMPLEMENTADOS Y LECCIONES APRENDIDAS EN DESARROLLOS INTERMEDIOS

Parte	***Antecedente***	***Implementación***	***Lecciones Aprendidas***
Sensores	Interface I2C, SPI, OW o Analógica	Apagado de sensores y estados de líneas de datos.	Atención a fugas de corriente por estado de líneas de datos.
Memoria	Memorias I2C de 64kBytes cada una	Se mantiene el mismo esquema	
Procesador	PIC de la serie de 8 bits o 16bits	Se decide por ATMEGA328P	
RTC	Parte del firmware, base de tiempo dada por el cristal de 32768Hz	Se mantiene el mismo esquema	Se detecta una dependencia importante con la temperatura luego de las primeras pruebas largas
Interface de comunicación	RS232 implementada con transistores	Se implementa MODBUS **(Protocolo abierto)** sobre RS232 multiesclavo	La implementación de la capa física de un bus de comunicación Maestro-esclavo sobre RS232 resulta muy particular
Energía	Provista por pilas primarias	Se decide utilizar celdas de ion de Litio recargables formato 18650.	
Recipiente	PVC	Se mantiene el mismo esquema	

IV. DESARROLLOS ACTUALES

La etapa más reciente del desarrollo de los registradores del SECELEC-CENPAT se caracteriza por:

- Diseño modular: separación entre base, cabezal de sensores y batería,
- Mejora en energía: uso de celdas de litio recargables 18650, con mayor densidad de energía,
- RTC de precisión: módulos DS3231 con menor deriva temporal gracias a la compensación térmica integrada (Se logran derivas de tiempo menores a 5 minutos al año),
- Comunicación: WiFi (para minimizar necesidad de apertura del registrador para operación y evitar mecanizados complicados en las tapas del recipiente) o RS485 (Para la opción cableada en bus de registradores),
- Memoria expandida: EEPROMs para escritura rápida y bajo consumo, más el agregado de tarjeta SD para aumentar el volumen de datos almacenados,
- Recipiente optimizado: estandarización en polietileno mecanizado con sellos o-ring y tapas roscadas para mayor confiabilidad en la apertura y el cierre, disminuyendo el riesgo de un mal sello antes de la inmersión del equipo en el agua,
- Cabezales inteligentes: cada cabezal almacena parámetros de calibración y configuración, lo que permite flexibilidad para diferentes aplicaciones (perfiladores, medidores de corriente por inclinación, sistemas de pH/conductividad).

Respecto al diseño modular se propone la separación de bloques como se muestra en la Fig. 6.

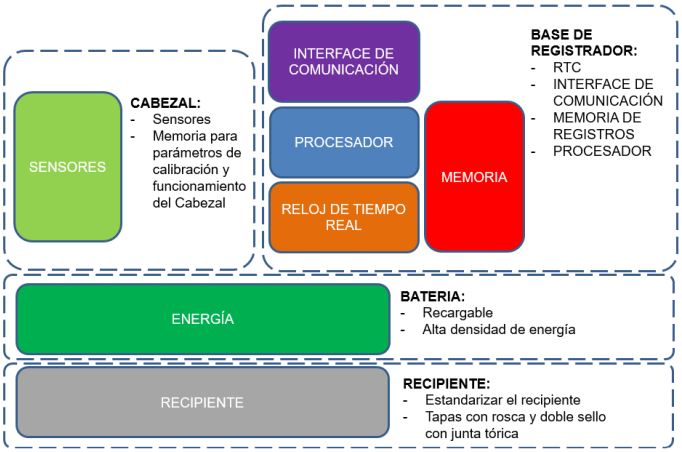


Fig. 6. Propuesta de modularización de los registradores.

A. *Base de Registrador*

La Base del Registrador intenta agrupar las funciones reutilizables de cualquier registrador de datos: la gestión de los sensores, de la memoria, del tiempo y de la comunicación.

Para agrupar estas funciones en una sola plataforma se diseñó una placa que contiene los componentes indicados en la Fig. 7.

La desvinculación eléctrica del cabezal del resto del registrador por medio de llaves controladas permite llevar el consumo de batería al mínimo definido por la electrónica base. La electrónica de los sensores solo es encendida cuando es necesario tomar una muestra.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

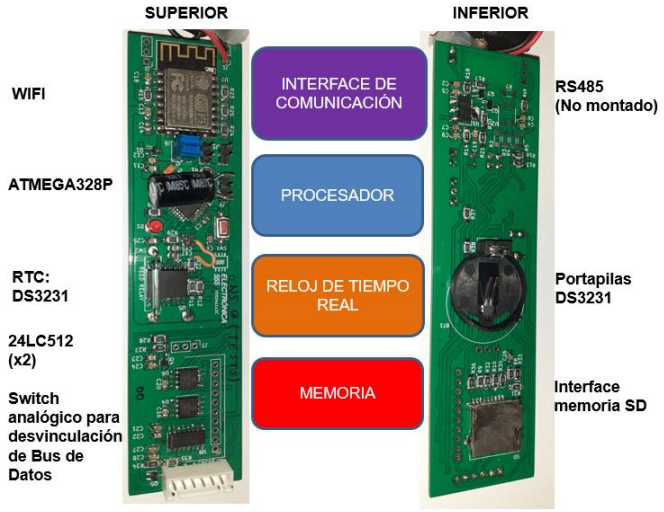


Fig. 7. PCB diseñado para la Base del Registrador.

B. *Recipiente y Cabezal*

El cuerpo del recipiente y el cabezal del registrador se encuentran íntimamente relacionados porque deben proveer de un sello para proteger a la electrónica interna del ambiente externo.

El cuerpo del recipiente y las tapas se diseñaron de acuerdo a lo indicado en la Fig. 8.

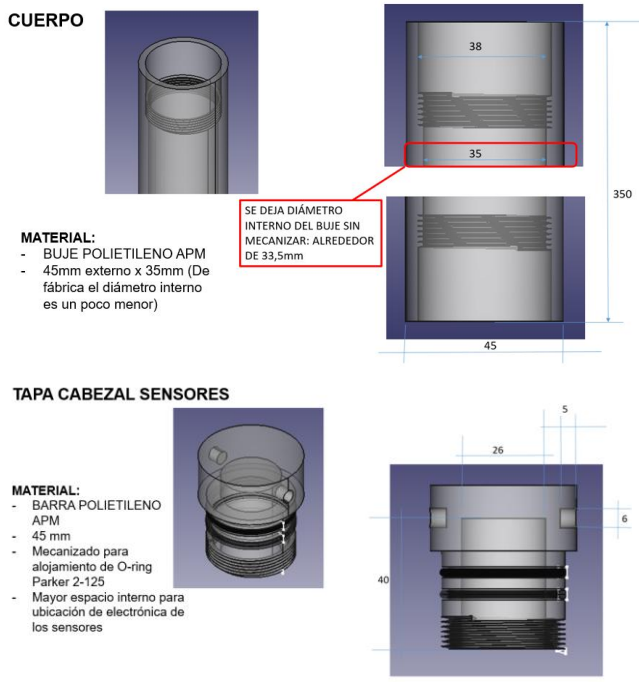


Fig. 8. Material y dimensiones del mecanizado del recipiente del registrador.

La comunicación por I2C y el control de la alimentación del cabezal permite el diseño de cabezales sensores/actuadores diversos siguiendo una línea de diseño independiente de la base del registrador. La electrónica mínima del cabezal incorpora:

- Sensores con interface I2C,
- Una memoria que indica el tipo de cabezal y almacena los parámetros de calibración y configuración propios.

C. *Cabezales Probados Actualmente*

Los cabezales probados actualmente son de dos tipos:

- Cabezales físicos: son cabezales consolidados en una tapa del recipiente y poseen una memoria incorporada,
- Pseudo-cabezales: son conjuntos de sensores sin una memoria que describa su función o almacene los parámetros de calibración; pueden ubicarse en una tapa del registrador o soldados directamente a la placa base.

En la TABLA III , TABLA IV y TABLA V se muestran los detalles técnicos de los cabezales probados actualmente.

TABLA III CABEZAL MODELO 0 NS1

Dirección I2C	*Dispositivo*
0x57	Memoria para datos de cabezal. 24LC32A 4kByte
0x76	Sensor Presión. MS583730BA01-50 30 Bares, presión absoluta.
0x6A	Sensor Temperatura. Termistor NTCLE213E3103GLB0, 10 kΩ. Puente con resistencias de 18 kΩ. ADC delta-sigma MCP3424 midiendo en modo diferencial Canal 1, con Ganancia 1. Resolución de 18 bits.

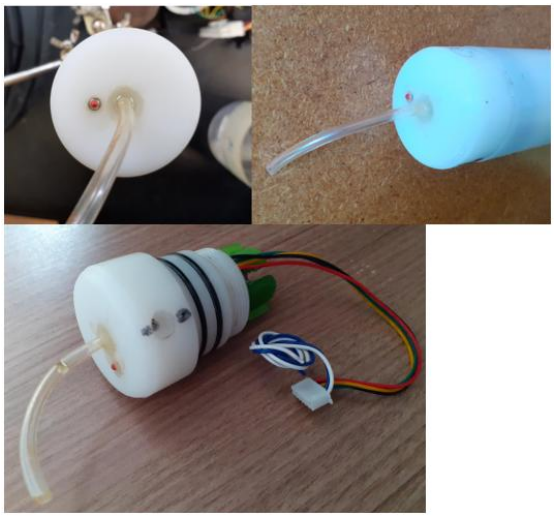


Fig. 9. Cabezal Modelo 0 NS0.

TABLA IV CABEZAL MODELO 1 NS2

Dirección I2C	*Dispositivo*
0x57	Memoria para datos de cabezal. 24LC32A 4kByte
0x77	Sensor Presión. MS5803-14BA 14 Bares, presión absoluta.
0x6E	Sensor Temperatura. Termistor NTCLE213E3103GLB0, 10 kΩ. Puente con resistencias de 18 kΩ. ADC delta-sigma MCP3424 midiendo en modo diferencial Canal 1, con Ganancia 1. Resolución de 18 bits.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025



Fig. 10. Cabezal Modelo 1 NS2.

TABLA V PSEUDO-CABEZAL MODELO 61440

Dirección I2C	***Dispositivo***
0x19	Sensor Aceleración LSM303DLHC
0x1E	Sensor Campo Magnético LSM303DLHC MS5803-14BA

Con respecto al cabezal Modelo 1 NS 2, en la Fig. 11 y en la Fig. 12 se muestran los datos obtenidos por el registrador fabricado en el SECELEC-CENPAT y el TDR comercial marca RBR modelo Concerto [5]. Los perfiles resultan comparables, validando el diseño del cabezal TD para realizar perfiles de profundidad y temperatura.

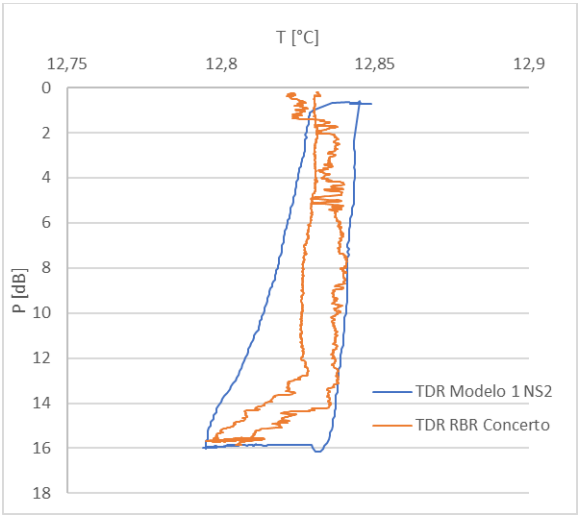


Fig. 11. Comparación del cabezal Modelo 1 NS2 con el TDR marca RBR modelo Concerto para un perfil realizado con una velocidad de descenso y ascenso rápida.

V. SOFTWARE DE CONFIGURACIÓN Y DESCARGA DE DATOS

El software de comunicación con el registrador es un punto clave que define cómo el usuario interactúa con el registrador para configurarlo y obtener los datos. En la TABLA VI se indican los aspectos de Hardware y Software para la interface con el usuario.

En esta línea de desarrollo se trabajó con las siguientes premisas:

- Unificar el programa de acceso a los registradores utilizando una herramienta que los científicos ya utilicen o no les sea difícil aprender: Se decidió por el uso de Python.
- Preparar el camino para realizar comunicación inalámbrica con los registradores: Para esto el software debía poder usarse en celulares o computadoras con interfaces WIFI.

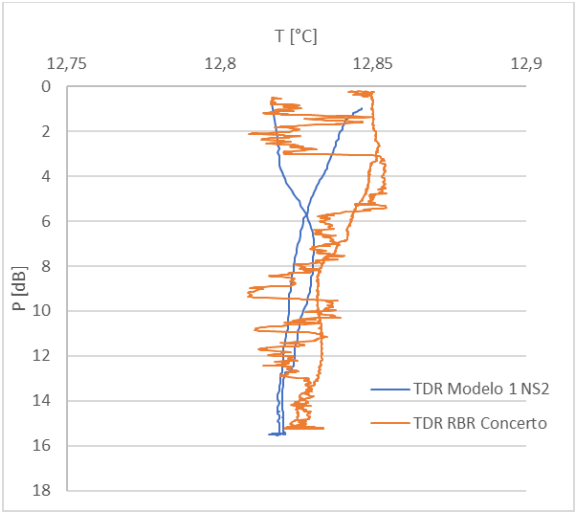


Fig. 12. Comparación del cabezal Modelo 1 NS2 con el TDR marca RBR modelo Concerto para un perfil realizado con una velocidad de descenso y ascenso lenta.



Fig. 13. Pseudo-cabezal Modelo 61440.

TABLA VI VENTAJAS Y DESVENTAJAS DE LA IMPLEMENTACIÓN DEL SOFTWARE DE COMUNICACIÓN EN LOS ANTECEDENTES

Parte	***Descripción***	***Ventajas***	***Desventajas***
Interface de comunicación	RS232 implementada con transistores o con conversores RS232 a USB	Pocos componentes	Interface punto a punto (PC a Registrador) Necesita contactos para comunicarse o conversor inalámbrico para comunicarse a registrador inalámbrico
Software de configuración y descarga de datos	Programados en Java	Multiplataforma para estaciones de trabajo Windows o Linux	Requiere modificaciones para trabajar en Android

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Con el fin de que el desarrollo sea multiplataforma se optó por el Framework de desarrollo BeeWare [6] que permite el desarrollo de aplicaciones en Python con el objetivo de realizar binarios para los Sistemas Operativos más usuales, incluidos Android. La importancia de poder comunicarse de forma inalámbrica con un registrador usando un teléfono inteligente radica en la facilidad de operar el instrumento en campo. En la Fig. 14y la Fig. 15 se pueden apreciar las interfaces de usuario en dos sistemas diferentes: Android y Linux.

VI. Conclusiones y Trabajo Futuro

El desarrollo de registradores en el SECELEC-CENPAT es una tradición que se remonta a los comienzos del servicio de electrónica del CENPAT. El aporte de este documento intenta ser un eslabón más en la cadena de mejoras continuas para hacer que la electrónica sea una herramienta útil para los investigadores que quieren obtener datos de forma confiable y económica.

La implementación de un sistema modular con propiedades mejoradas en la mecánica del recipiente permite aumentar la confiabilidad del sistema disminuyendo el riesgo ante las operaciones de mantenimiento (Cambio y/o recarga de baterías, mantenimiento de la electrónica, etc.) y toda manipulación que implique romper el sello del recipiente estanco. Otra ventaja del diseño modular es poder diseñar sistemas de sensores de forma independiente de la electrónica de registro. Los casos ejemplificados para el perfilador de temperatura y profundidad (TDR) y la medición de corriente submarina son dos usos validados del sistema modular.

El trabajo futuro consiste en continuar la caracterización de la placa base del registrador detectando y mejorando los bloques de mayor consumo de batería, así como la incorporación de otras variables de medición en más versiones de cabezales. Las pruebas con el cabezal Modelo 1 NS2 mostraron comparabilidad con equipos comerciales (Fig. 11– Fig. 12), aunque aún deben evaluarse la deriva del RTC y la autonomía energética en campañas prolongadas. Por el lado del software, aún deben realizarse mejoras de arquitectura para facilitar el soporte de los registradores que se diseñen en el futuro, con el objetivo de que haya una sola aplicación para todos los tipos de sensores.

Agradecimientos

Se agradece la asistencia de los grupos de trabajo del IBIOMAR y del CESIMAR del CCT CENPAT, sin los cuales esta línea de trabajo no hubiera sido posible. En especial a Juan Gabriel Vázquez por sus observaciones y contribuciones en impresión 3D y usabilidad de los registradores.

Referencias

[1] J. Dignani, *Desarrollo de un sistema de adquisición de datos para el estudio del comportamiento de animales marinos*, Universidad Nacional de La Plata, 2015. [Online]. Available: http://sedici.unlp.edu.ar/handle/10915/4614

[2] Microchip Technology Inc., *PIC16F87/88 Data Sheet: 28/40/44-Pin Enhanced Flash Microcontrollers with NanoWatt Technology*, 2003. [Online]. Available: https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/30487c.pdf

[3] Atmel Corp., *ATmega328/P: 8-bit AVR Microcontroller with 32K Bytes In-System Programmable Flash*, 2016. [Online]. Available: https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/Atmel-7810-Automotive-Microcontrollers-ATmega328P_Datasheet.pdf

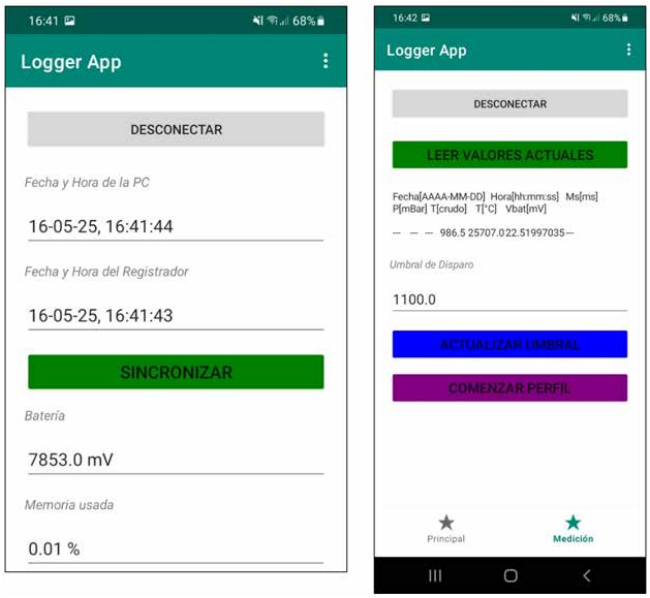


Fig. 14. Interface de usuario en Android de la App de configuración para los modelos de registrador TDR.



Fig. 15. Interface de usuario en Linux de la App de configuración para los modelos de registrador TDR.

[4] Modbus Organization, *MODBUS Application Protocol Specification V1.1b3*, 2012. [Online]. Available: https://www.modbus.org/specs.php

[5] RBR, Standard Loggers, [Online]. Available: https://rbr-global.com/products/standard-loggers/

[6] BeeWare Project, "Write once. Deploy everywhere," [Online]. Available: https://beeware.org

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Invernadero inteligente

Laura Vanessa Morales Mora
Universidad Técnica Nacional
Carrera de Ingenieria Electronica
Alajuela, Costa Rica
https://orcid.org/0009-0004-7008-952X

Jordan Isaac Quesada Salas
Universidad Técnica Nacional
Carrera de Ingenieria Electronica
Alajuela, Costa Rica
https://orcid.org/0009-0006-1843-6023

Esteban Rojas Jiménez
Universidad Técnica Nacional
Carrera de Ingenieria Electronica
Alajuela, Costa Rica
https://orcid.org/0000-0003-0032-3347

Resumen— Se construyó una placa electrónica para el monitoreo de un invernadero inteligente, el cual es controlado por un PIC18F4550, con la finalidad de automatizar procesos de cultivo. El sistema permite la recolección de datos en tiempo real de la temperatura, humedad y humedad del suelo por medio de sensores analógicos y digitales. Asimismo, se implementó una interfaz interactiva desarrollada con Python utilizando Visual Studio Code, permitiendo una interacción dual: automática y manual. En el modo automático, el sistema acciona los elementos de riego y ventilación en función de los datos obtenidos; mientras que, en el modo manual, el usuario tiene control directo desde la interfaz. Los datos se visualizan mediante gráficos y se almacenan en una base para su análisis. El sistema incluye control de riego y ventilación, buscando optimizar los recursos hídricos, mejorar la eficiencia productiva y reducir la intervención humana en cultivos controlados sin perder flexibilidad de operación.

Palabras clave: Invernadero, PIC18F4550, sensor, monitoreo, control.

I. Introducción

En los últimos años, la automatización ha tomado un papel protagónico en la transformación de la industria agrícola, logrando generar mayor eficiencia, precisión y sostenibilidad, permitiendo de esta manera optimizar procesos que han sido tradicionales a lo largo del tiempo. Esta evolución tecnológica ha sido impulsada, en gran parte, por el uso de microcontroladores, que son herramientas clave que posibilitan el monitoreo en tiempo real.

Es relevante mencionar que la agricultura enfrenta retos continuamente, esto debido a los cambios climáticos y la degradación de suelo, es por esta razón que se busca implementar recursos tecnológicos que sean vitales para una sostenibilidad eficaz, en donde se mejore las prácticas y la toma de decisiones para obtener un cultivo que cumpla con las necesidades.

En este contexto, el invernadero inteligente incorpora labores automatizadas, mejorando la eficiencia operativa y fomentando el uso de tecnologías emergentes en ambientes de producción agrícola controlada, esto por medio de la implementación de un PIC 18F4550 y sensores que ayudan a monitorear el ambiente.

II. Marco teórico

Un invernadero inteligente permite mantener condiciones ambientales controladas para mejorar el crecimiento de cultivos, independientemente de las variaciones externas. Entre los factores más importantes a monitorear se encuentran la temperatura, la humedad ambiental y la humedad del suelo, los cuales pueden impactar directamente en la salud de las plantas. Este tipo de soluciones representa una alternativa sostenible, especialmente en zonas donde la agricultura tradicional es limitada.

A. *Diseño*

Se diseñó una placa electrónica basada en el microcontrolador PIC18F4550, lo cual permitió un mayor control del hardware y una mejor optimización de los recursos disponibles. Mediante la conexión de sensores para temperatura y humedad; y sensores de humedad del suelo, el sistema puede tomar decisiones automáticas, como activar una bomba de riego o enviar alertas al usuario.

El diseño e implementación de esta solución integran conocimientos en electrónica analógica y digital, programación en C para microcontroladores y diseño de PCB. A través de este tipo de aplicaciones se aborda un

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

problema real mediante el uso de microcontroladores desde cero, sin depender de plataformas preconfiguradas.

B. CONCEPTOS

Como se mencionó, para lograr una operación eficiente, el invernadero inteligente está controlado por un microcontrolador PIC, el cual ofrece ventajas significativas en cuanto a procesamiento, control de periféricos y comunicación. A continuación, se describen los principales componentes, leyes y conceptos que conforman esta solución orientada a la automatización agrícola:

Microcontrolador PIC18F4550: circuito integrado que cuenta con comunicación UART, SPI, I2C y tiene un USB integrado, posee 40 pines, una velocidad hasta de 48 MHz y 32 pines de E/S digitales como se visualiza en la figura 1.

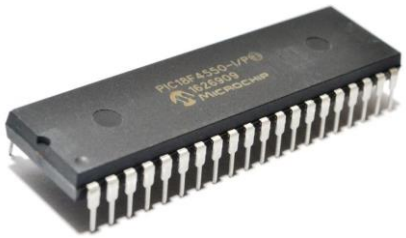


Fig. 1. PIC18F4550.

Oscilador o Cristal de cuarzo: permite obtener una señal de reloj, lo cual es utilizado por el PIC para trabajar en operaciones internas que ayuda a la generación de señales y envíos de datos.



Fig. 2. Cristal de cuarzo de 40MHz.

Protección de circuitos: evitan posibles daños en los componentes de la placa. Para ello, se utilizan elementos electrónicos como diodos y resistencias, que permiten resguardar el sistema.

UART: permite una comunicación serial que ayuda a obtener la transmisión de datos que se envían bit por bit entre el microcontrolador y el sistema GUI realizado en python.

Tiempo de respuesta: genera que el microcontrolador actúe casi de forma inmediata, activando o desactivando los dispositivos necesarios según las condiciones del invernadero.

III. DISEÑO ELECTRÓNICO

El diseño electrónico del invernadero inteligente se fundamentó en la integración de distintos módulos del sistema: censado, procesamiento, actuación y comunicación.

Para esto el PIC18F4550 es importante, debido a su capacidad de procesamiento, sus múltiples pines I/O y la facilidad de conexión con periféricos digitales y analógicos.

A nivel funcional, el circuito permite obtener los datos de sensores de humedad y temperatura; y el encendido de la bomba del sistema de riego automático, lo cual es primordial, debido a que más adelante esta información se graficara y guardará en una interfaz interactiva, por medio del programa Visual Studio Code.

A. CIRCUITO ELECTRÓNICO

El circuito del Invernadero Inteligente se centra en el microcontrolador PIC18F4550, el cual recibe alimentación regulada por un 7805, que convierte 12V de una fuente externa a los 5V requeridos para la lógica del microcontrolador.

Se incluye un cristal de 20 MHz junto con dos capacitores cerámicos de 22pF para garantizar una oscilación estable.

El microcontrolador se conecta mediante USB a una interfaz en Python, lo que permite visualizar y controlar el estado del sistema desde una computadora.

Para activar cargas como la bomba de agua o el sistema de ventilación, se utiliza un transistor 2N2222 como interruptor controlado, con una resistencia base de 1 kΩ y un diodo 1N4007 como protección contra picos inversos de voltaje. El sistema también cuenta con LEDs indicadores de estado y borneras para facilitar la conexión de periféricos como se observa en la figura 3.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

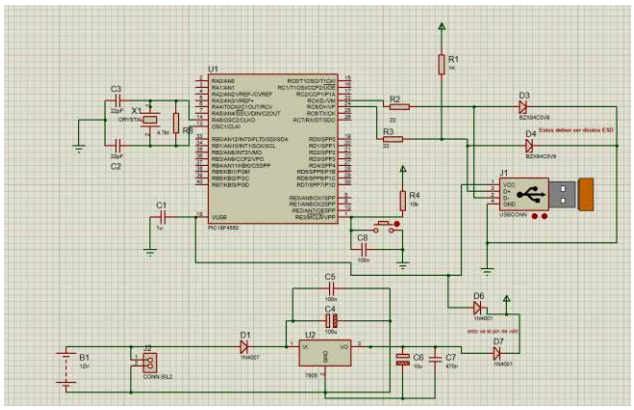


Fig. 3. Circuito del Invernadero Inteligente.

B. *PCB*

La placa para el invernadero inteligente sigue la lógica del circuito electrónico mencionado anteriormente, no obstante, para su diseño se trabaja en EasyEDA en donde se realizan todas las conexiones necesarias del USB, fuente externa, el oscilador externo y las protecciones necesarias.

C. *SISTEMA DE RIEGO*

El sistema de riego funciona tomando decisiones basadas en datos del sensor de humedad del suelo, puesto que cuando detecta que la humedad cae por debajo de 30%, se activa automáticamente como se analiza en la figura 4.

Una vez que se alcanza el nivel de humedad deseado, el sistema interrumpe el riego para evitar el desperdicio de agua. Este ciclo se repite de forma autónoma, además, el sistema puede ser ajustado manualmente desde la interfaz, permitiendo definir valores de humedad mínima, tiempos de riego o incluso activar la bomba desde el computador.

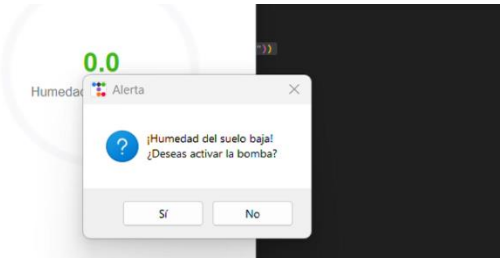


Fig. 4. Alerta de sistema de riego.

IV. *PROGRAMACIÓN*

A. *PYTHON*

El invernadero puede ser controlado tanto de forma automática como manual, mediante una interfaz interactiva desarrollada en Visual Studio Code. Esta interfaz recibe en tiempo real los datos de los sensores, los interpreta y los representa mediante gráficos como se analiza en la Figura 5 y 6. Además, toda la información se almacena en una base de datos, lo que permite llevar un registro.



Fig. 5. Gráficos de sensores.

```
# ---------- Medidores ----------
frame = tk.Frame(tab2)  # Se crea un contenedor para los medidores dentro de la pestaña de gráficos
frame.pack(pady=100, expand=True)  # Se coloca el frame con separación vertical y expansión

Label1 = tk.Label(tab2, text="Registro de datos del invernadero", font=("TahomaCourier New", 11))  # Etiqueta descriptiva
Label1.place(x=360, y=85)  # Posiciona la etiqueta en la pestaña

# Se crean tres medidores con estilos diferentes para representar:
temperatura_meter = ttk.Meter(frame, bootstyle="danger", subtext="Temperatura (°C)", amounttotal=50, amountused=0)
temperatura_meter.pack(side="left", padx=30)  # Medidor para temperatura

humedad_meter = ttk.Meter(frame, bootstyle="info", subtext="Humedad (%)", amounttotal=100, amountused=0)
humedad_meter.pack(side="left", padx=30)  # Medidor para humedad ambiental

humedad_suelo_meter = ttk.Meter(frame, bootstyle="success", subtext="Humedad del Suelo (%)", amounttotal=100, amountused=0)
humedad_suelo_meter.pack(side="left", padx=30)  # Medidor para humedad del suelo
```

Fig.6. Código para gráficos.

Por otro lado, se implementa en la interfaz un almacenamiento de datos, el cual se realiza por medio de un documento Excel. Este punto es relevante, puesto que se obtiene toda la información necesaria para analizar las variables climáticas que afectan a los cultivos. Para esto se puede observar las Figuras 7 y 8 que ofrecen un informe y código del invernadero inteligente.

Temperatura	Humedad	Humedad del su	Bomba ON/OFF	Hora
27.60	77	0	OFF	07:20:54
27.60	77	0	OFF	07:20:56
27.60	77	0	OFF	07:20:58
27.60	77	0	ON	07:21:02
27.60	77	0	ON	07:21:04
27.60	77	0	ON	07:21:06
27.60	77	0	ON	07:21:08
27.50	77	0	ON	07:21:11
27.50	77	0	ON	07:21:13
27.50	77	0	ON	07:21:15
27.50	77	0	ON	07:21:17
27.50	78	0	ON	07:21:19

Fig.7. Datos de variables climáticas.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

```python
def guardar_en_excel(temperatura, humedad, humedad_suelo, estado_bomba):
    archivo = "invernadero_datos.xlsx"  # Se defini el nombre del archivo donde se guarda
    hoja = "datos_invernadero"  # Nombre de la hoja dentro del archi

# Crear archivo o abrirlo:
    if os.path.exists(archivo): # Si el archivo ya existe, entonces se bare
        wb = load_workbook(archivo)
    else:                       # Si no existe, se crea
        wb = Workbook()  # Nuevo libro de trabajo
        del wb["Sheet"]  # Eliminamos la hoja por defecto
        wb.create_sheet(title=hoja)  # Creamos una nueva hoja con el nombre 'datos_invern


    if hoja not in wb.sheetnames:  # Comprobar si la hoja no existe
        wb.create_sheet(title=hoja)  # Si no existe, crear la hoja con el nombre 'datos_

    ws = wb[hoja]  # Selcionar la hoja donde se guardarán los datos

# Escribir encabezado si está vacío
    if ws.max_row == 1 and ws.cell(row=1, column=1).value is None:  # Si la hoja está vac
        ws.append(["Temperatura", "Humedad", "Humedad del suelo", "Bomba ON/OFF", "Hora",

# Obtenemos la hora y fecha actuales
    hora_actual = datetime.datetime.now().strftime("%H:%M:%S")  # Hora actual con formato
    fecha_actual = datetime.datetime.now().strftime("%d/%m/%Y")  # Fecha actual con forma

    datos = [temperatura, humedad, humedad_suelo, estado_bomba, hora_actual, fecha_actual

    ws.append(datos)  # Añadimos los datos a la hoja
    wb.save(archivo) # Guardamos el archivo
```

Fig.8. Código para documento Excel.

Para una interfaz completa y detallada se añade una pestaña para analizar la información de cada cultivo (como se visualiza en la Figura 9), con el propósito de asegurar que la temperatura, la humedad y humedad del suelo se encuentren en un rango aceptable para no dañar a los mismos.

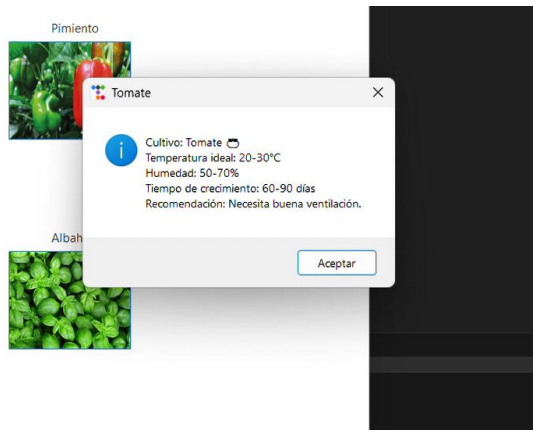


Fig.9. Información de cultivos.

B. MPLAB

Según la figura 10 se muestra cómo va la configuración de bits para llevar a cabo el invernadero.

```
#pragma config PLLDIV = 5
#pragma config CPUDIV = OSC1_PLL2
#pragma config USBDIV = 2

// CONFIG1H
#pragma config FOSC = HSPLL_HS
#pragma config FCMEN = OFF
#pragma config IESO = OFF

// CONFIG2L
#pragma config PWRT = ON
#pragma config BOR = ON
#pragma config BORV = 3
#pragma config VREGEN = OFF
```

Fig. 10. Configuración de bits del microcontrolador

C. PUERTO SERIAL

Se utiliza un conector USB tipo B a USB tipo A, para la transmisión de datos del sistema.

D. PICKIT

Para el Invernadero Inteligente se utiliza el PICkit 3.5, el cual permite establecer una comunicación directa entre el entorno de desarrollo MPLAB X IDE y el microcontrolador, facilitando así la grabación del código en lenguaje C compilado previamente.

El PICkit se compone de cinco líneas principales: MCLR, utilizada para el reinicio y entrada al modo de programación; VDD y VSS, encargadas de la alimentación y referencia de tierra respectivamente; y los pines de comunicación PGC (Program Clock) y PGD (Program Data), responsables de transmitir el reloj y los datos durante la programación.

La correcta conexión hacia el PIC16F628A es fundamental para evitar errores durante el proceso de carga o posibles daños al dispositivo. Por ello, se analiza el diagrama de conexión entre el programador y el microcontrolador, verificando que cada línea esté correctamente asignada.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

V. PERIFÉRICOS

a. SENSORES

En el invernadero se necesitan ciertos sensores que brindan información de manera automática sin tener que interactuar físicamente, estos sensores son de suma importancia debido a que nos informan de manera precisa las condiciones climáticas que maneja el invernadero.

Los sensores utilizados para medir la temperatura y humedad del invernadero son los mostrados en la figura 11 y figura 12.



Fig.11. Sensor de Temperatura y Humedad

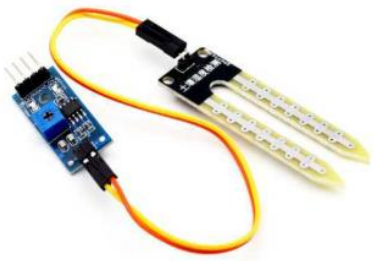


Fig.12. Sensor de humedad del suelo

Para efecto del invernadero es importante tener una micro bomba de agua para ciertos casos en específicos donde se necesite darle los minerales al cultivo mediante el agua.

Para efectos del invernadero cuando haya una temperatura que esté cerca de los límites establecidos los ventiladores se encargarán de administrar o expulsar el aire.

VI. CONCLUSIONES

La integración del microcontrolador PIC18F4550 fue exitosa, permitiendo controlar sensores analógicos y digitales, además monitoreando variables ambientales a tiempo real.

La utilización de Visual Studio Code para crear la interfaz mediante Python es un punto sumamente importante, debido a que se puede controlar de manera automática, dando al usuario un control más eficiente del invernadero.

El sistema además de recolectar de manera eficiente los datos de temperatura y humedad, para mostrarlos en la interfaz, también guarda los datos, donde facilita analizar el comportamiento de las condiciones del invernadero.

VII. RECOMENDACIONES

Una mejora que es fundamental para tener una mejora de visualización de datos es agregar comunicación inalámbrica, ya sea por Wi-Fi o Bluetooth, permitiendo monitorear el sistema desde el celular o una página web, dejando de lado la conexión obligatoria de USB.

Una opción útil es implementar un sistema de alertas por notificación a tiempo real, donde fácilmente se puede utilizar un aplicación como Telegram, donde mediante el código de Python se envía notificaciones mediante un bot específico para el invernadero.

VIII. BIBLIOGRAFÍA

Araya, J. Q. (2017). Desafíos para lograr una agricultura más sostenible, El reto del agro. *Pensis*. https://www.tec.ac.cr/pensis/articulos/desafios-lograr-agricultura-mas-sostenible-reto-agro-latinoamerica

AV Electronics. (2025). *Mini Bomba de Agua Sumergible 120L/H - AV Electronics*. https://avelectronics.cc/producto/mini-bomba-de-agua-sumergible-120l-h/

Boylestad, R. L. (2004). *Introducción al análisis de circuitos*. Pearson Educación.

Guía Definitiva de Soldadura Electrónica. (s.f..). *Techspray - Mexico*. https://mx.techspray.com/gu%C3%ADa-definitiva-de-soldadura-electr%C3%B3nica

Hashemi-Pour, C., & Lutkevich, B. (2024). What is a microcontroller (MCU)? *Search IoT*. https://www.techtarget.com/iotagenda/definition/microcontroller

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Integración, almacenamiento, monitoreo en tiempo real y envío de alertas en base a datos de sensores de variables ambientales

Leonardo J. Navarria
Grupo de Investigación y Desarrollo en Radiofrecuencia e Instrumentación Facultad de Ciencias Astronómicas y Geofísicas Universidad Nacional de La Plata. Paseo del Bosque s/n B1900FWA. La Plata, Argentina
lnavarria@fcaglp.unlp.edu.ar
https://orcid.org/0000-0002-1061-4896

Guillermo D. Rodríguez
Grupo de Investigación y Desarrollo en Radiofrecuencia e Instrumentación Facultad de Ciencias Astronómicas y Geofísicas
Universidad Nacional de La Plata
Paseo del Bosque s/n B1900FWA La Plata
grodriguez@fcaglp.unlp.edu.ar

Ricardo E. García
Grupo de Investigación y Desarrollo en Radiofrecuencia e Instrumentación Facultad de Ciencias Astronómicas y Geofísicas
Universidad Nacional de La Plata
Paseo del Bosque s/n B1900FWA La Plata
regarcia@fcaglp.unlp.edu.ar

***Resumen*— En este trabajo se muestra la solución implementada para adquirir y almacenar datos provenientes de variables ambientales. Se desarrollan soluciones en dónde los datos adquiridos, accedidos mediante distintas tecnologías, son almacenados en servidores propios. Esta característica facilita la disponibilidad para ser utilizados por investigadores de la UNLP y asimismo ser visualizados por el público requirente. Asimismo, se crea un sistema de alerta temprana configurable.**

Palabras Claves— adquisición, base de datos, alerta

I. INTRODUCCIÓN

La posibilidad de adquirir y procesar cualquier tipo de dato registrado es hoy más una necesidad que un deseo. Dentro de las competencias/proyectos en los que participa el Grupo de Investigación y Desarrollo en Radiofrecuencias e Instrumentación (GIDRI), hay varios relacionados con la captura de datos (meteorológicos, geofísicos, etc) [1] y resulta imperioso abordar esta tarea para simplificar y potenciar la capacidad operativa. Los sensores empleados para la obtención de datos ambientales emplean distintas tecnologías, por lo tanto, es necesario disponer de un sistema suficientemente flexible que permita la recolección de los datos de modo transparente al sensor que lo produce. En nuestro caso, una de las plataformas empleadas y presentada en este trabajo es Node-RED, a la cual se vinculan los distintos transductores utilizando diferentes interconexiones. Este trabajo puede ser escalable a cualquier variable, por ejemplo, del tipo geofísica [2] que se desee monitorear cómo el campo magnético terrestre o la precipitación de partículas energéticas en la ionósfera. Una vez obtenidos los datos es posible implementar un sistema de alerta temprana, siendo este efectivo cuando puede responder a las necesidades y se actúa de forma consecuente.

II. DESARROLLO

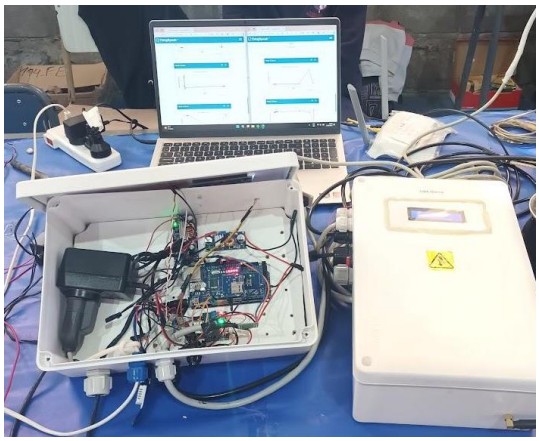
A. Medición y Adquisición de datos

Los datos meteorológicos suelen provenir de estaciones meteorológicas automáticas (EMAs) con diversos protocolos de comunicación. En nuestro caso se utilizaron una estación de la marca Campbell Scientific, modelo CR310 [3] y otra de desarrollo propio basado en la plataforma Arduino [4]. Para la integración de estos dispositivos se empleó el protocolo MQTT, Node Red y un visualizador de datos ya sea utilizando un dashboard personalizado en Node Red o uno semi personalizado en la plataforma Ubidots.

Se adoptaron las siguientes variables de interés en el inicio del desarrollo: temperatura presión atmosférica, humedad, humedad de suelo y precipitación.

En la figura 1 se muestra el prototipo de la EMA realizada con la placa Arduino, plataforma de desarrollo basada en una tarjeta electrónica de hardware libre que incorpora un microcontrolador programable en distintas versiones según el microcontrolador seleccionado de cada modelo.

Todas las variables monitoreadas son transmitidas a un



servidor externo empleando Ethernet. En este caso a la plataforma ThingSpeak, [11] que es una plataforma analítica que permite visualizar y analizar datos en tiempo real almacenados en la nube acorde a las velocidades limitantes de la red. Los datos almacenados pueden ser procesados en un código de MATLAB y ser visualizados en la misma página.

La estación meteorológica comercial Campbell CR-310 (fig 2) utiliza como forma de enlace remoto el software PC400, propietario de la firma que además de recolectar datos permite la configuración de la estación. Este software fué provisto con la compra de la estación.

El software permite la lectura punto a punto por puerto USB, puerto serie RS-2332 o por Ethernet. La recolección

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

de datos se realiza de forma asincrónica, es decir, se bajan los datos en determinado formato de archivo y luego se realiza el procesamiento para la visualización. En caso de detectar un valor de determinada variable que requiera cierta intervención, esta se haría con el retardo que lleva el procesamiento del dato. En el caso de las estaciones Campbell para poder adquirir datos de forma remota de varias estaciones y poder visualizarlas en tiempo real mediante dashboards, la firma ofrece bajo pago distintos paquetes de software, como ser LoggerNet, RTMCPRO [3] y sus distintas versiones, que requieren una licencia anual.



Figura 2: Datalogger Campbell CR-310

Esta opción de licencias anuales genera una dependencia con el proveedor además del costo en moneda extranjera que esto conlleva.

Seleccionar un sistema de almacenamiento que facilite la recopilación y utilización de grandes cantidades de datos meteorológicos es un gran desafío. Garantizar el acceso rápido y eficiente a estos datos puede ser una tarea compleja, ya que los enfoques centrados en el almacenamiento y procesamiento local sólo son adecuados para sistemas más pequeños. El Internet de las Cosas (IoT), acompañado de la proliferación de dispositivos que generan y emplean diferentes tipos de datos, también implica la necesidad de métodos de procesamiento capaces de abordar la naturaleza descentralizada de la información. En este sentido, han surgido varias opciones para el desarrollo de servicios basados en la nube, entre los que se pueden citar IBM Cloud, Microsoft Azure, Amazon Web Services y Google Cloud [5]. Se debe tener en cuenta que todas las opciones mencionadas anteriormente poseen un costo acorde al volumen de datos que se desea trabajar. Para aplicaciones de bajo volumen de datos se pueden utilizar servidores locales acorde a las necesidades de la aplicación. Para solucionar la lectura de las estaciones de forma remota y sin depender de licencia se implementó una solución basada en Node-Red [6], el protocolo de comunicación MQTT [7] y opcionalmente la visualización de datos.

A continuación, se realizará una breve reseña de las tres herramientas utilizadas.

Node-RED es una herramienta que permite realizar conexiones entre dispositivos, APIs (interfaz de programación de aplicaciones). Se realizan distintas interconexiones entre los dispositivos creando diagramas de flujo que se editan en el navegador de internet. Cada dispositivo o API requiere de la instalación de librerías para ser utilizado. En la figura 3 se muestra una paleta para la interconexión dentro de Node-RED. Node-RED se puede implementar de forma local en un pc, en Raspberry Pi, en Amazon Web Services, etc, dependiendo de las necesidades del usuario.

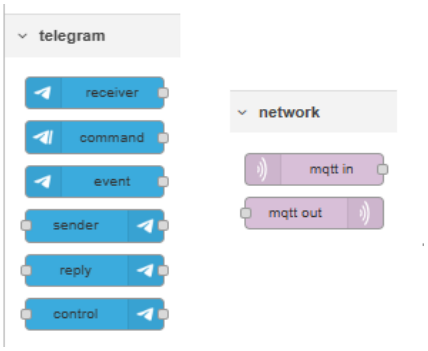


Figura 3: Paleta Node RED

Los diagramas de flujo son almacenados en formato JSON que permite de forma sencilla ser importado y exportado para ser compartido en distintos dispositivos.

MQTT (Message Queuing Telemetry Transport) es el protocolo de intercambio de datos para la mensajería de IoT (Internet of Things). Este protocolo posee un listado de reglas que define cómo se debe realizar la publicación y suscripción de datos a través de internet. MQTT es utilizado para la mensajería e intercambio de datos entre dispositivos IoT e IIoT (industrial IoT), tales como dispositivos embebidos, sensores, PLCs (controladores lógicos programables), etc. El protocolo es el encargado de conectar los dispositivos mediante publicadores y suscriptores. El publicador es quien envía el mensaje y el suscriptor es quien lo recibe, todo esto se desarrolla mediante tópicos que son administrados por el broker MQTT. Para poder llevar a cabo la solución integral se tuvo que implementar un broker MQTT ubicado en la Facultad de Ingeniería de la UNLP. La estación Campbell fue programada para que se pudiera publicar en el servidor. El servidor MQTT posee una IP pública ya que se encuentra en una red distinta a la EMA Campbell. Una vez implementado el servidor MQTT se configura la estación Campbell como publicador MQTT desde el software PC 400. Ya establecidas las opciones se reescribió el código de programación de la estación, habilitando que los datos sean transmitidos por MQTT cada 10 minutos.

En la figura 4 se muestra el esquema de conexión de red. Con el servidor MQTT implementado se podrán publicar los datos de las estaciones que a futuro serán instaladas.

Para lograr una visualización de los datos, se instaló en una Orange Pi Zero (fig. 5) el software Node-RED, que interconecta varios dispositivos con APIs y también administra el flujo de datos mediante funciones.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

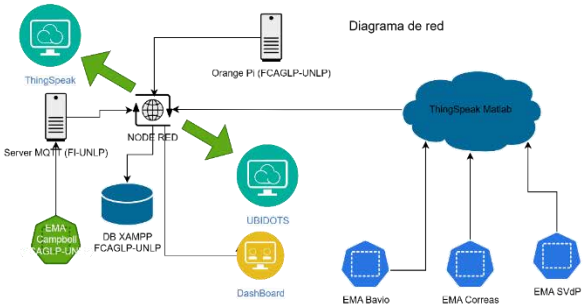


Figura 4: Esquema de Red



Figura 5: Orange Pi Zero

B. Alerta Temprana

Según la Organización Meteorológica Mundial (OMM [8]) los sistemas de alerta temprana son una herramienta vital para ayudar a la sociedad a prepararse frente a fenómenos peligrosos relacionados con el clima, salvan vidas, reducen las pérdidas económicas y sus beneficios multiplican la inversión realizada.

Los servicios de alerta temprana apuntalan el progreso en muchos de los Objetivos de Desarrollo Sostenible (ODS) [9] que son el plan maestro para conseguir un futuro sostenible para todos los habitantes del planeta. Se interrelacionan entre sí e incorporan los desafíos globales a los que nos enfrentamos día a día, como la pobreza, la desigualdad, el clima, la degradación ambiental, la prosperidad, la paz y la justicia. Para poder tener una política inclusiva, es importante que se logre cumplir con cada uno de estos objetivos para 2030, tema que en la actualidad se encuentra muy en discusión [10].

La OMM, junto con la Oficina de las Naciones Unidas para la Reducción del Riesgo de Desastres (UNDRR), codirige la iniciativa Alertas Tempranas para Todos, la cuál es un ejemplo de consecución práctica del ODS 17, relativo a las alianzas. Esta iniciativa exige la colaboración a escala mundial entre las entidades de las Naciones Unidas, la comunidad científica, el sector privado, las instituciones financieras, los Gobiernos y el mundo académico, entre otros.

En su forma más básica, un sistema de alerta temprana estará conformado por cuatro elementos:

- Conocimiento sobre el riesgo de desastres,
- Detección, seguimiento, análisis y previsión,
- Difusión y comunicación de alertas, y
- Capacidad de preparación y respuesta.

Los cuatro elementos revisten igual importancia para reducir los impactos de los fenómenos extremos y cada elemento, debe contar con la participación de personas y organizaciones que lo sustenten.

Imbuidos de esta iniciativa, desarrollamos un sistema de alerta temprana, el cuál consta de:

- Sensores que registran datos sobre el comportamiento de los parámetros testigo y que en nuestro caso son: temperatura, presión, humedad y precipitación, siendo posible y sencillo agregar sensores para otras variables
- Redes de comunicación que proporcionen una adecuada transferencia de dato,
- Procesamiento adecuado de los datos obtenidos,
- Almacenamiento de datos en una plataforma digital, que permite además un nivel básico de análisis y la ejecución de acciones consecuentes con el mismo, como el envío de mensajes de alerta u otras más complejas como el cierre/apertura de una esclusa.
- Visualización *on-line* de los parámetros observados.

El buen funcionamiento de estos cuatro componentes y la configuración del nivel de alerta adecuado servirá para cumplir con la detección, seguimiento, análisis y previsión para luego comunicar a quien corresponda las anomalías detectadas.

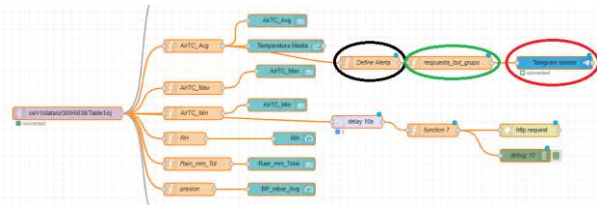


Figura 6: Interconexión entre EMA y Telegram

El bloque de función “Define Alerta” (fig. 7) es el encargado de detectar el valor que se quiere seguir. Este bloque es programado en lenguaje JavaScript y es configurable acorde a las necesidades del requirente del sistema. Es decir, se podrían configurar las alertas necesarias, por ejemplo, temperatura, cantidad de precipitación, intensidad del viento, nivel de un curso de agua, o sea cualquier variable física medida y sobre la cual se desee alertar.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025



Figura 7: Función Define Alerta

El bloque de función "respuesta_bot_grupo" (fig. 8) tiene como misión transferir la alarma al grupo de Telegram, previamente creado. Este grupo contiene un bot previamente creado con la herramienta BotFather de Telegram.

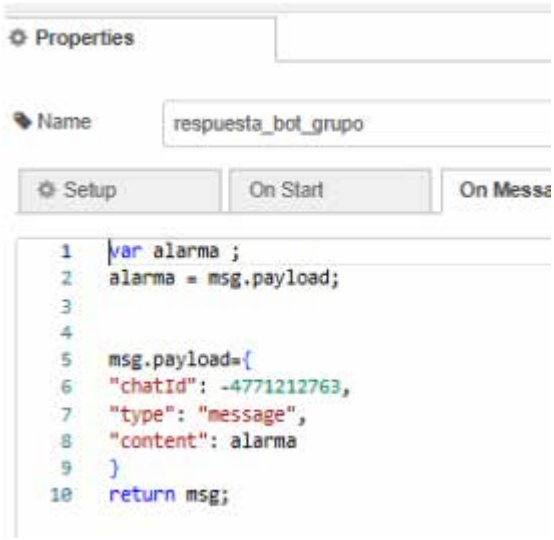


Figura 8: Función respuesta bot

Finalmente, el bloque "Telegram sender" (fig 6) se encarga de ejecutar el comando para enviar el mensaje hacia el servidor de Telegram. (fig 9)

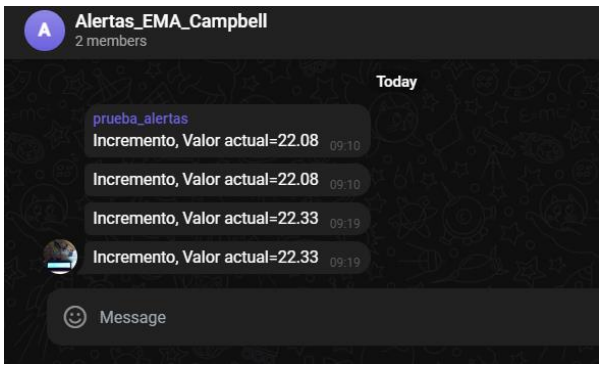


Figura 9: Alerta de Grupo Telegram

C. Base de Datos

Una vez que los datos se encuentran disponibles en tiempo real, se puede realizar la visualización en un tablero de comandos (dashboard) y se pueden almacenar, objetivo de este trabajo, ya que poseer la información en base de datos permitirá construir un modelo para la toma de decisiones.

La base de datos que se implementará en este sistema es del tipo SQL (por sus siglas en inglés Structured Query Language). Este tipo de base consta de una colección de tablas en las que se almacena un conjunto específico de datos estructurados. Una tabla contiene una colección de filas, también denominadas tuplas o registros, y columnas, también denominadas atributos. Cada columna de la tabla se ha diseñado para almacenar un determinado tipo de información; por ejemplo, fechas, nombres, temperaturas, presión, humedad, importes monetarios, etc. Con el lenguaje SQL se permiten crean, leer, actualizar y borrar datos y tablas de las bases de datos. Las consultas permiten extraer los datos necesarios de las bases de datos.

La instalación de la base de datos se realizó de forma local, con la posibilidad de que a futuro quede almacenada en un servidor. Se utilizó la herramienta XAMPP, que es una distribución de Apache sin costo de licencia contiene MariaDB, PHP y Perl.

Dentro del panel de control de XAMMP (fig 10) se debe comenzar a correr Apache, el servidor web de código abierto es la aplicación más usada globalmente para la entrega de contenidos web. Las aplicaciones del servidor son ofrecidas como software libre por la Apache Software Foundation.

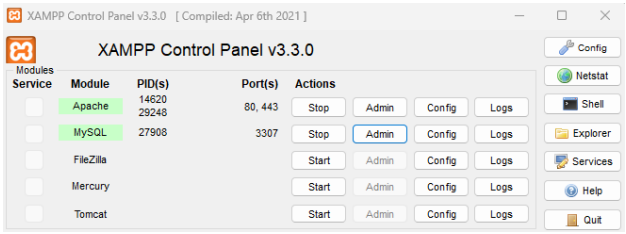


Figura 10: Panel de control de XAMMP

Una vez que se encuentra corriendo Apache [12], es necesario comenzar a correr MySQL la cual se debe administrar para crear una base de datos para poder ser escrita desde Node-RED. En este caso dentro de XAMPP se trabaja con la versión de phpmyadmin, en donde se creó una base de datos acorde a las necesidades de registro.

El formato de ingreso de datos debe ser respetado dentro en Node-RED para lo que hay que establecer una función que tome los datos de la estación meteorológica y los convierta al mismo formato. Para ello se construye una

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

función en Node-RED quedando como muestra el código a continuación (fig 11)

```
var query = "INSERT INTO `temperatura` (`id`, `fecha`,
`AirTC_Avg`, `AirTC_Min`, `AirTC_Max`, `Rain_mm_Total`,
`BP_mbar_Avg`, `RH`) VALUES (NULL, current_timestamp(),
'"; // '17.3')" ;
query = query + msg.payload.data[0].vals[0] + "','";
query = query + msg.payload.data[0].vals[1] + "','";
query = query + msg.payload.data[0].vals[2] + "','";
query = query + msg.payload.data[0].vals[4] + "','";
query = query + msg.payload.data[0].vals[5] + "','";
query = query + msg.payload.data[0].vals[3] + "')";
msg.topic=query;
return msg;
```

Figura 11: Código de conversión de formato

A la salida de la función el dato es enviado a las herramientas de dashboard que permitirán realizar una visualización diseñada full custom a los requerimientos del usuario. (fig 12)



Figura 12: Dashboard personalizado en Node Red

La plataforma UBIDOTS [13] permite realizar visualizaciones de datos, enviar alertas, imprimir informes entre otras funcionalidades, dependiendo de la versión que se utilice.

La versión free permite agregar hasta tres dispositivos, y se encuentra limitada en la cantidad de alertas que puede enviar. En este proyecto se integró la plataforma Arduino con Ubidots y luego se realizó un intercambio de datos entre UBIDOTS y Node-Red mediante un diagrama de flujo. A continuación, se muestra el código de programación en IDE Arduino y en la figura 13 cómo se configuran las variables en UBIDOTS.

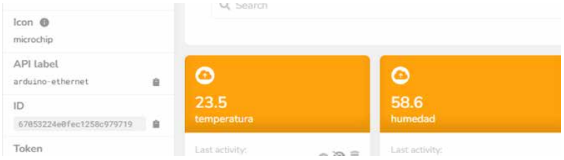


Figura 13: Configuración de variables en UBIDOTS

III. CONCLUSIONES Y TRABAJO A FUTURO

En este trabajo se expusieron las plataformas que se están utilizando para adquirir datos de las variables meteorológicas de interés, entre ellas MQTT, UBIDOTS, Node-RED y la interconexión entre sistemas.

En la actualidad en la Facultad de Ciencias Astronómicas y Geofísicas de la UNLP se encuentran utilizando este sistema para la visualización de las variables climáticas que son adquiridas por una estación Campbell modelo CR-310. Esto permite a los técnicos en meteorología procesar los datos en el formato que ellos requieran para posteriormente elaborar los análisis e informes correspondientes.

Con este tipo de tecnologías se persigue que la gran diversidad de dispositivos instalados en campo pueda ser consultados, recolectando sus datos para procesarlos, visualizarlos y almacenarlos en servidores propios.

Respecto de trabajos a futuro, queda implementar la base de datos en un servidor aún no disponible en la Unidad Académica, el cual también se utilizará para correr Node-RED y también ejecutar acciones acordes a los datos recolectados.

REFERENCIAS

[1] Cátedra Instrumentos y Observación. Facultad de Ciencias Astronómicas y Geofísicas – UNLP.

[2] Cátedra Instrumental Geofísico y Electrónico. Facultad de Ciencias Astronómicas y Geofísicas – UNLP.

[3] “Datalogger con Ethernet”. Campbell Scientific. https://www.campbellsci.es/cr310

[4] “Arduino Hardware”. Arduino Home”. https://www.arduino.cc/

[5] Derhamy, H.; Eliasson, J.; Delsing, J.; Priller, P. A survey of commercial frameworks for the internet of things. In Proceedings of the 20th IEEE Conference on Emerging Technologies & Factory Automation (ETFA), Luxembourg, 8–11 September 2015; pp. 1–8

[6] “Running on Raspberry Pi”. Node Red https://nodered.org/

[7] “MQTT”. The Standard for IoT Messaging. https://mqtt.org/

[8] “World Meteorological Organization” Weather Climate Water. https://wmo.int/

[9] “Objetivos y metas de desarrollo sostenible” https://www.un.org/sustainabledevelopment/es/sustainable-development-goals/

[10] “Sustainable Development Report 2024” https://www.unsdsn.org/resources/the-sustainable-development-report-2024/

[11] “ThingSpeak for IoT Projects” Thingspeak https://thingspeak.mathworks.com/

[12] “Apache” https://www.apache.org/

[13] “Ubidots” “Ubidots: IoT industrial potente pero sencillo” https://es.ubidots.com/

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Determinación de la distancia a destino y rumbo en vehículo no tripulado de superficie

Zaradnik, Ignacio José
Departamento de Ingeniería e Investigaciones Tecnológicas
Universidad Nacional de la Matanza
Buenos Aires, Argentina
izaradnik@unlam.edu.ar

Salvatore, Luciano
Departamento de Ingeniería e Investigaciones Tecnológicas
Universidad Nacional de la Matanza
Buenos Aires, Argentina
luciano.salvatore431@gmail.com

Slawiski, Javier
Departamento de Ingeniería e Investigaciones Tecnológicas
Universidad Nacional de la Matanza
Buenos Aires, Argentina
jslawiski@unlam.edu.ar

Lupi, Oreste Daniel
Departamento de Ingeniería e Investigaciones Tecnológicas
Universidad Nacional de la Matanza
Buenos Aires, Argentina
olupi@unlam.edu.ar

***Resumen*—Los vehículos no tripulados se presentan como una herramienta útil para el monitoreo de distintos parámetros para caracterizar el agua y su contaminación (por ejemplo con microplásticos) en ecosistemas acuáticos. Si bien en el mercado existen dispositivos de este tipo, su costo y necesidades particulares pueden hacerlos poco viable. Por este motivo, se planteó el desarrollo de un vehículo no tripulado de superficie con la particularidad de contar con sensores de medición de parámetros in situ y de un sistema de toma de muestras. Dicho desarrollo implica contar con un sistema que le permita determinar la ubicación, el rumbo y la orientación en cada instante, de forma tal que un posterior sistema de control lleve el vehículo a destino. Para la obtención de la distancia a destino se evaluó considerar a la tierra como plana, como una esfera perfecta y como un elipsoide, concluyéndose considerarla como una esfera perfecta e implementar la formula de Haversine. Contándose ya con la rutina de orientación (previamente desarrollada) se encararon las asociadas a la distancia a destino y el rumbo actual. Las simulaciones realizadas de las mismas, arrojaron resultados satisfactorios.**

Palabras Claves*—Vehículo no tripulado de superficie, Sistema Global de Navegación por Satélite, Microprocesador, Linux

I. INTRODUCCIÓN

La contaminación ambiental se vuelve una problemática cada vez más preocupante, siendo la del agua de gran relevancia ya que es un recurso de vital importancia para el desarrollo socioeconómico, la energía, la producción de alimentos, los ecosistemas y la supervivencia de los seres humanos. La Organización Mundial de la Salud (OMS) define el agua contaminada como aquella que sufre cambios en su composición hasta quedar inservible [1], por lo tanto es necesario contar con medios que nos permitan su monitoreo continuo para evitar que el agua llegue a dicho estado. Los sistemas de monitoreo como los presentados [2] y el desarrollado en [3], son un alternativa, pero presentan la limitación del monitoreo en un solo punto fijo y la labor de re-anclaje en otro potencial punto de medición. Como alternativa encontramos los vehículos no tripulados de superficie (USV), los cuales permiten soslayar la dificultad previamente mencionada, haciéndolos adecuados para la múltiples tomas de muestras de un ecosistema acuático. Si bien existen productos comerciales [4], así como diversos desarrollos que describen este tipo de soluciones [5-8], los primeros poseen un costo elevado, mientras los segundos están pensados para aplicaciones que pueden no adecuarse a las necesidades propias y la documentación disponible no es adecuada para su reproducción. En función de esto, se decidió desarrollar una pequeña embarcación experimental por control remoto y/o autónoma para la medición de parámetros ambientales y la toma de muestras en ecosistemas acuáticos. La implementación de dicho dispositivo es un trabajo que se encuentra en curso, en [9] se presenta el diseño y desarrollo de un motor fuera de borda para el subsistema de propulsión, en [10] el primer prototipo del USV controlado por medio de control remoto y en [11] el procedimiento para determinar la orientación del USV. A continuación, se plantean la determinación de la distancia y la diferencia de rumbo respecto al destino, factores fundamentales para el control.

II. DESARROLLO

A. Arquitectura del USV

Del estudio realizado sobre las embarcaciones se concluyó que una estructura del tipo catamarán (dos cascos paralelos de igual tamaño) resultaría la más adecuada para el proyecto. Así mismo, se optó por una propulsión basada en dos motores, ya que esta ofrece una mejor movilidad que la basada en un solo motor con timón. En la figura N°1 se puede ver la arquitectura planteada para el USV, en donde se tiene un sistema central y subsistemas para las distintas tareas a desarrollar. Con la posición destino, determinada previamente o informada por el subsistema de telemetría, el sistema central de procesamiento determinará los parámetros a enviar al subsistema de propulsión para el control de los motores. La determinación de dichos parámetros se realiza en función de su posición actual, obtenida por un módulo GNSS (Sistema Global de Navegación por Satélite) e información de orientación brindada por una IMU (Unidad de medición inercial), ambos incluidos en el subsistema de posición.

B. Parámetros del controlador

El controlador deberá actuar sobre la velocidad, el rumbo y la orientación del dispositivo, a fin de lograr llegar a destino. Para conseguir esto, se requiere obrar sobre las revoluciones y el sentido de giro de cada motor. Es importante mencionar que, el rumbo hace referencia a la dirección del movimiento que está llevando la embarcación,

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

mientras que la orientación hace referencia a la dirección donde esta apuntando la proa de la misma [12]. Ambos parámetros se deben tener en cuenta para determinar la acción sobre cada uno de los motores. Sin embargo, por una cuestión de simplicidad en esta etapa se consideró que la orientación y el rumbo son coincidentes. En función de esto se seleccionaron como parámetros para alimentar el controlador, la distancia al destino y el desvío con respecto al rumbo ideal al mismo.

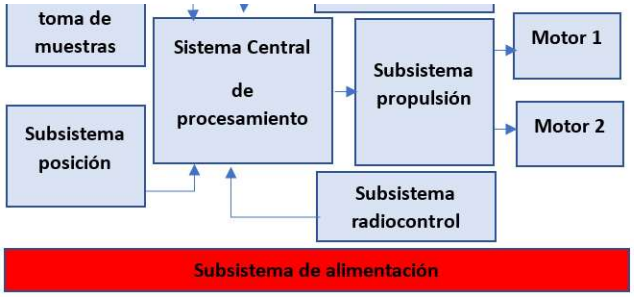


Fig. 1. Arquitectura del USV.

C. *Hardware y software empleado*

Como sistema central de procesamiento se empleó la placa Orange Pi PC2 es una SBC (Single-Board Computer), la cual integra un procesador Quad-core de 64 bits ARM-Cortex A53, 1GB de memoria RAM (DDR3), 2GB de memoria flash (NOR), interfaz para SD y múltiples interfaces de comunicación [13]. En lo que respecta al sensor inercial se empleó el dispositivo MPU 9250, el cual integra un giróscopo, un magnetómetro y un acelerómetro, mientras que como módulo GNSS se empleó el módulo L76 de Quectel.

El sistema operativo embebido en la plataforma seleccionada es un Armbian [14], que no es otra cosa que un Debian (una de las distribuciones de Linux más populares) compilado con los requerimientos necesarios para ejecutarse sobre procesadores con arquitectura ARM. Las rutinas fueron implementadas en C sobre un entorno Eclipse en PC, y luego se realizó una compilación cruzada (Cross-compilation) con ayuda de Linaro Toolchain ARMv7 [15] para embeberlas en la placa.

D. *Firmware*

Para cada uno de los parámetros se desarrollo una rutina para su obtención, a continuación se describen.

Para determinar la distancia entre dos puntos sobre la superficie de la tierra se pueden usar varias aproximaciones. Si la separación entre dos puntos es de unos pocos kilómetros, se puede suponer que la tierra es plana y aplicar simplemente trigonometría. Si la distancia es de decenas a cientos de kilómetros (menor a 500km), se considera la tierra como una esfera perfecta y se aplica la fórmula de Haversine [16]. Si la distancia es aún mayor, se considera la tierra como un elipsoide y se puede aplicar la formula de Vincenty [17]. En nuestro caso, considerando que la embarcación se puede desplegar en lagunas, con áreas del orden de 30km2, se optó por la implementación de la fórmula de Haversine.

$$a = \sin^2(\Delta\varphi/2) + \cos\varphi 1 \cdot \cos\varphi 2 \cdot \sin^2(\Delta\lambda/2) \quad (1)$$

$$c = 2 \cdot \operatorname{atan2}(\sqrt{a}, \sqrt{(1-a)}) \quad (2)$$

$$d = R \cdot c \quad (3)$$

Donde:

$\varphi 1, \lambda 1$ latitud y longitud actual

$\varphi 2, \lambda 2$ latitud y longitud destino

$\Delta\varphi$ diferencia entre latitud destino y actual

$\Delta\lambda$ diferencia entre longitud destino y actual

R es el radio de la tierra

La figura N°2 se presenta el diagrama de flujo de la implementación de dichas formulas.

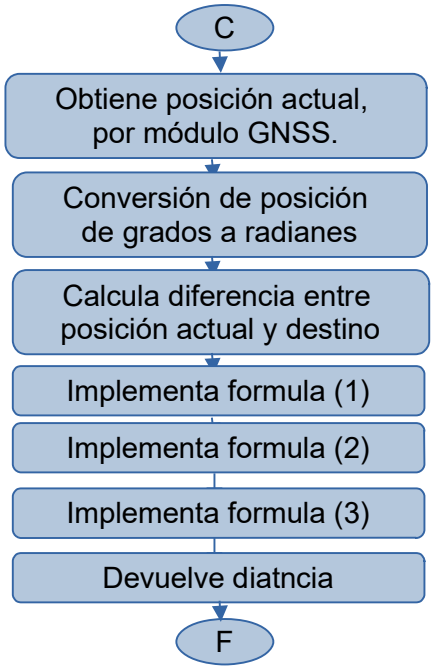


Fig. 2. Diagrama de flujo de obtención de distancia.

A continuación de detalla el código implementado:

```
double haversine(double lat1, double lon1, double lat2,
double lon2) {
 // Convertir las coordenadas de grados a radianes
 lat1 = lat1 * (M_PI / 180.0); //origen
 lon1 = lon1 * (M_PI / 180.0); //origen
 lat2 = lat2 * (M_PI / 180.0); //destino
 lon2 = lon2 * (M_PI / 180.0); //destino

 // Diferencias de latitud y longitud
 double dLat = lat2 - lat1;
 double dLon = lon2 - lon1;

 // Aplicar la fórmula de Haversine
 double fact_ang = sin(dLat / 2) * sin(dLat / 2) + cos(lat1) *
cos(lat2) * sin(dLon / 2) * sin(dLon / 2);
   double coef_dist = 2 * atan2(sqrt(fact_ang), sqrt(1 -
fact_ang));

   // Distancia en kilómetros
   double distance = RADIO_TIERRA * coef_dist;
   return distance;
} //end haversine()
```

Algunos aspectos relevantes que se tuvieron que tener en cuenta al momento de la implementación fueron: las fórmulas trabajan con la latitud y longitud en radianes, con lo cual debió realizarse una conversión de la posición obtenida por el GNSS, y la implementación de la fórmula (2), que

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

implementa *atan2(√a, √(1−a))* en lugar de *arcsin(√a)*, se debió a que esta es más estable cuando a es muy cercano a 1 (distancias casi opuestas en el globo) o muy pequeño (distancias ínfimas), porque atan2() maneja mejor las razones y el cuadrante que asin, reduciendo errores de redondeo [18].

Para calcular el desvío con respecto al rumbo ideal, se determina el rumbo que debería tener la embarcación, desde el punto en el que se encuentra hasta su destino. El rumbo es medido en grados, tomándose los 0º de rumbo como el que corresponde a apuntar en dirección al Norte, e incrementando en el sentido de las agujas del reloj (mirando el planisferio). Una vez obtenido este, la desviación se determina con la orientación de la embarcación, la cual es obtenida por medio la rutina "tarea_muestreoIMU". A continuación se detalla la fórmula implementada para determinar el rumbo deseado.

$$\theta = atan2(sin\Delta\lambda \cdot cos\varphi 2 \, , cos\varphi 1 \cdot sin\,\varphi 2 - sin\varphi 1 \cdot cos\varphi 2 \cdot cos\Delta\lambda) \quad (4)$$

$$\Delta\theta = \theta - orientación \quad (5)$$

Donde:

θ rumbo a destino desde posición actual

$\Delta\theta$ desvío entre el rumbo y la orientación del USV

En la figura N°3 se presenta el diagrama de flujo de la obtención del rumbo a destino y a continuación de este el código realizado.

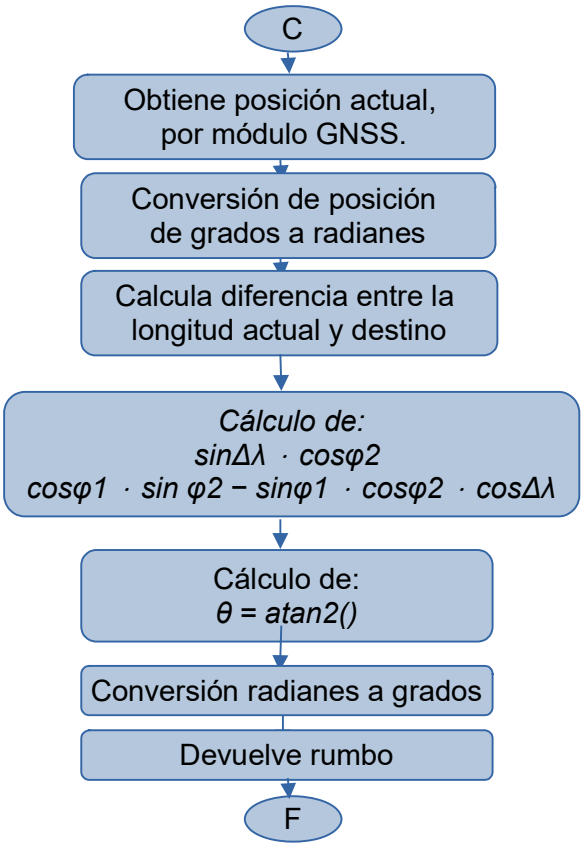


Fig. 3. Diagrama de flujo de obtención del rumbo actual.

```
/*El rumbo estará en el rango de 0° a 360°, donde:
0° representa el norte.
90° es el este.
180° es el sur.
270° es el oeste.
*/
double calculateInitialBearing(double lat1, double lon1,
double lat2, double lon2) {
  // Convertir las coordenadas de grados a radianes
  lat1 = lat1 * (M_PI / 180.0); //origen
  lon1 = lon1 * (M_PI / 180.0); //origen
  lat2 = lat2 * (M_PI / 180.0); //destino
  lon2 = lon2 * (M_PI / 180.0); //destino

  // Calcular la diferencia de longitud
  double deltaLon = lon2 - lon1;
  // Aplicar la fórmula para el rumbo
  double x_r = sin(deltaLon) * cos(lat2);
  double y_r = cos(lat1) * sin(lat2) - sin(lat1) * cos(lat2) *
cos(deltaLon);

  // Calcular el ángulo en radianes
  double initialBearing = atan2(x_r, y_r);

  // Convertir el ángulo de radianes a grados
  initialBearing = fmod(initialBearing * (180.0 / M_PI) +
360.0, 360.0);

  return initialBearing;
} //end calculateInitialBearing()
```

III. PRUEBAS REALIZADAS

Para realizar las pruebas de las funciones anteriormente mencionadas, se planteó simular un escenario real. Esto se debió a que el desempeño de los motores fuera de borda desarrollados [9] no fue óptimo, a pesar de que sirvieron para las pruebas iniciales [10], con lo cual, se decidió adaptar al USV nuevos motores. Dicha adaptación, al momento de realizar el presente trabajo, se encuentra en proceso. El escenario que se seleccionó fue la laguna de Chascomús de la provincia de Buenos Aires. En esta, se definió como recorrido a realizar, una línea recta que cruza a dicha locación. Se tomo como origen la coordenada latitud -35.593463, longitud -58.018704 (correspondiente con la orilla de la zona de camping "Punta Negra") y como destino la coordenada latitud -35.582380, longitud -58.018704 (correspondiente a la orilla junto al muelle de los pescadores). Entre ambos puntos existe una distancia de aproximadamente 2,09km y el rumbo corresponde a unos 53,897°. Se consideró que el USV se encontraría inicialmente detenido en la coordenada origen, orientado hacia el noreste (orientación 45,00º). La figura N°4 presenta la trayectoria a simular. Las pruebas se basaron en la evaluación de ambas funciones y el cálculo del desvío en una serie de puntos intermedios a la trayectoria planteada. Las coordenadas aquí utilizadas fueron obtenidas de la aplicación Google Maps, que entrega los datos de latitud y longitud en [º] formato decimal (parte entera en [º] y su correspondiente fracción, representados como un número en punto flotante). Esto implicó transformar dichas coordenadas al formato que es entregado por los módulos GNSS, en donde los datos de latitud y longitud están en [º] formato sexagesimal (esto es, grados [º] minutos ['], en el formato "ddmm.mmm", donde "dd" representa los grados [º] y "mm.mmmm" representa los minutos ['] en punto flotante).

Ajustadas las coordenadas, se ingresaron los datos al sistema embebido y se realizaron los cálculos. Por tratarse de una simulación, no se cuenta con los datos de orientación, por lo que para el cálculo de desvío se empleó el rumbo del USV, calculado como diferencia entre la posición actual y la anterior. Obtenidos los resultados del sistema embebido, se compararon estos con los realizados en una PC. La tabla N°1

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

presenta los resultados del las primeras 10 coordenadas evaluadas, mientras que la figura N°5 presenta el error entre el cálculo de distancia a destino realizado por el sistema embebido y la PC, en el total de los puntos evaluados. Mientras que la tabla N°2 y la figura N°6 muestran, para los mismos puntos, el desvío calculado y el error entre el cálculo del sistema embebido y la PC respectivamente.



Fig. 4. Trayectoria a simular.

TABLA 1. Datos de simulación de Distancia a destino.

Latitud	Longitud	Distancia PC [km]	Distancia SBC [km]
-35,593463	-58,037388	2,0912293603 1795	2,0912737184 0219
-35,592792	-58,036476	1,9806727243 8373	1,9804656222 6694
-35,59212	-58,035564	1,8701282103 3211	1,8699838693 7522
-35,591449	-58,034653	1,7598138882 6277	1,7595941728 6697
-35,590778	-58,033741	1,6495353841 5877	1,6495605610 9577
-35,590107	-58,032829	1,5393900709 4155	1,5394125806 7845
-35,589436	-58,031917	1,4294088582 9451	1,4294298019 3209
-35,588765	-58,031005	1,3196329060 1886	1,3196536599 0074
-35,588094	-58,030094	1,2101951803 5602	1,2101328346 0641
-35,587423	-58,029182	1,1010207384 9772	1,10096



Fig. 5. Error entre el cálculo de distancia a destino en el sistema embebido y la PC.

TABLA 2. Datos de la simulación del desvío de rumbo.

Latitud	Longitud	Desvío según PC [º]	Desvío según SBC [º]
-35,593463	-58,037388	8,8976833306 4012	8,8951759772 587
-35,592792	-58,036476	0,3377321155 58254	0,3490063736 81789
-35,59212	-58,035564	0,3804453494 03658	0,3798200973 83572
-35,591449	-58,034653	0,4269665433 81639	0,4275177834 83609
-35,590778	-58,033741	0,4822876760 60082	0,4723212103 51879
-35,590107	-58,032829	0,5513714446 66188	0,5532086646 96115
-35,589436	-58,031917	0,6363103854 16493	0,6384309400 69497
-35,588765	-58,031005	0,7423077702 94474	0,7447806737 09386
-35,588094	-58,030094	0,8791128779 28833	0,8795576990 03215
-35,587423	-58,029182	1,0512448381 4956	1,0545700245 5665
-35,586751	-58,02827	60,673218990 7206	60,680607557 1171

En lo que respecta al cálculo de la distancia a destino, podemos apreciar que el mayor error obtenido se observa en la muestra 17, y es de 0,6m en una medición mayor a 370m. Lo que equivale a un error no mayor al 0,17%. Por otro lado, de los resultados obtenidos en el calculo del desvío, se observó que el máximo error de estimación entre ambos sistemas está por debajo de 0,1°, salvo en las muestras 23 y 24. En el caso de la muestra 23, al encontrarse el USV a una distancia estimada de 3m y poseer error de desvío menor los 5º, de seguir con dicho rumbo, el error de posicionamiento seria del orden de los 25cm, el cual es aceptable. En el caso de la muestra 24 ya encontrándose en destino, pierde sentido la estimación del desvío.

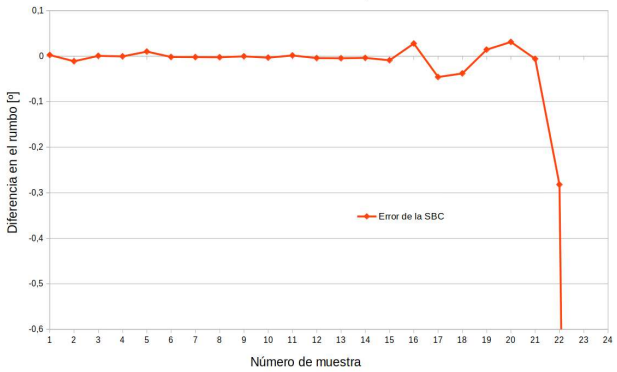


Fig. 6. Error entre el cálculo de desvío en el sistema embebido y la PC.

IV. CONCLUSIONES

En base a los resultados obtenidos en las simulaciones realizadas, podemos concluir que se logró el desarrollo de funciones que permiten obtener de manera confiable la distancia a destino y la desviación del rumbo de un vehículo no tripulado de superficie.

Entre los siguientes pasos a llevar adelante se tiene programada la realización de pruebas en conjunto con el algoritmo de control planteado (inicialmente un control proporcional- integral- derivativo), tanto a nivel simulación

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

como, una vez finalizada la adaptación de los nuevos motores, en campo.

REFERENCIAS

[1] Organizacion Mundial de la Salud, “Agua para consumo humano”, (n.d.). [On line]. Disponible: https://www.who.int/es/news-room/fact-sheets/detail/drinking-water. [Accedida: Sep. 2025].

[2] Oreste D. Lupi, Ignacio J. Zaradnik, Monica B. Canziani. “Estado del arte de los sistemas de monitoreo de calidad de agua”. Revista Digital de Ingeniería e Investigaciones Tecnológicas de la Universidad Nacional de la Matanza, Vol. 5, Nro. 2, 2020.

[3] Lupi; Zaradnik; Turconi; Slawiski; Caccaviello, “Miniboyas ambientales para monitoreo de ecosistemas acuáticos”, Congreso Argentino de Sistemas Embebidos (CASE 2023), 10,2023, pp 69-71.

[4] NauticExpo, “Vehiculos no tripulados Marinos”, (n.d).. [On line]. Disponible: https://www.nauticexpo.es/fabricante-barco/vehiculo-no-tripulado-marino-23029.html.[Accedida: Sep. 2025].

[5] Alexander T. Demetillo, et al, “Real-Time Water Quality Monitoring For Small Aquatic Area Using Unmanned Surface Vehicle”. Engineering, Technology & Applied Science Research Vol. 9, No. 2, 2019, pp 3959-39643.

[6] Wonse Jo, et al, “A low-cost and small USV platform for water quality monitoring”. HardwareX Vol 6, 2019.

[7] Gabriele Ferri, et, al, “Design, fabrication and first sea trials of a small-sized autonomous catamaran for heavy metals monitoring in coastal Waters”. 2011 IEEE International Conference on Robotics and Automation Shanghai International Conference Center May 9-13, 2011, Shanghai, China.

[8] Gabriele Ferri, et, al, “The HydroNet ASV, a Small-Sized Autonomous Catamaran for Real-Time Monitoring of Water Quality: From Design to Missions at Sea”. IEEE JOURNAL OF OCEANIC ENGINEERING, VOL. 40, NO. 3, JULY 2015.

[9] Slawiski, Javier, Ignacio J. Zaradnik, Turconi, Diego; Agüero, Mabel, “Diseño y construcción de un sistema de propulsión para una embarcación experimental”. Revista Digital de Ingeniería e Investigaciones Tecnológicas de la Universidad Nacional de la Matanza, Vol. 9, Nro. 2, 2024.

[10] Ignacio Zaradnik, Oreste Daniel Lupi, Luciano Salvatore, Diego Caccaviello, “Prototipo de vehículo no tripulado de superficie para aplicaciones ambientales”. Libro de Actas del Cuarto Congreso Virtual de Microcontroladores y sus Aplicaciones, 9, 2024, pp.130-135.

[11] Ignacio Zaradnik, Luciano Salvatore, Oreste Daniel Lupi, Diego Turconi, Juan Pablo Calabro, “Determinación de la Orientación en Vehículos No Tripulados”. Libro de Actas: XXIX Congreso Argentino de Ciencias de la Computación – CACIC, 10, 2023, pp. 524-530.

[12] Erwin Nur Pratomo, “COG vs Heading”, (202). [On Line]. Disponible: https://www.linkedin.com/pulse/cog-vs-heading-erwin-nur-pratomo/. [Accedida: Sep. 2025].

[13] Orange_Pi, “Orange_Pi PC2”, (n.d.). [Online]. Disponible: http://www.orangepi.org/html/hardWare/computerAndMicrocontrollers/details/Orange-Pi-PC-2.html. [Accedida: Sep. 2025].

[14] Arbiam. [Online]. Disponible: https://www.armbian.com/

[15] Linaro, “Arm Solutions at Lightspeed” (n.d.). [Online]. Disponible: https://www.linaro.org/about/. [Accedida: Sep. 2025].

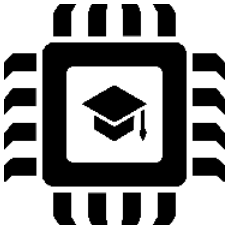
[16] E. Maria, E. Budiman, Haviluddin, and M. Taruk, “Measure distance locating nearest public facilities using Haversine and Euclidean Methods,” Journal of Physics: Conference Series, vol. 1450, no. 1, p. 012080, 2020. doi: 10.1088/1742-6596/1450/1/012080

[17] C. F. F. Karney, “Algorithms for geodesics,” *arXiv preprint arXiv:1109.4448*, Sep. 2011. [Online]. Disponible: https://arxiv.org/abs/1109.4448. [Accedida: Sep. 2025].

[18] J. Hewlett, “Calculate distance and bearing between two Latitude/Longitude points using haversine formula in JavaScript,” Movable-Type.co.uk, [Online]. Disponible: https://www.movable-type.co.uk/scripts/latlong-nomodule.html. [Accedida: Sep. 2025].G. Eason, B. Noble, and I. N. Sneddon, “On certain integrals of Lipschitz-Hankel type involving products of Bessel functions,” Phil. Trans. Roy. Soc. London, vol. A247, pp. 529–551, April 1955. *(references)*

Eje Temático

Aplicaciones en Educación y Enseñanza



AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Diseño de un oscilador de puente de Wien con control digital mediante arduino y Matlab

1st Yeison Stiven Henao
Facultad de ingeniería
Universidad del Valle
Santiago de Cali, Colombia
yeison.henao@correounivalle.edu.co

2nd Julián Esteban López
Facultad de ingeniería
Universidad del Valle
Santiago de Cali, Colombia
julian.lopez@correounivalle.edu.co

3rdRamiro Alejandro Plazas Rosas
Facultad de Ingeniería
Universidad del Valle
Institución Universitaria Antonio José Camacho
ORCID: 0000-0001-6595-3839

***Abstract*—En el presente proyecto se desarrolló un oscilador de puente de Wien con control digital, empleando un microcontrolador Arduino Uno y una interfaz con Matlab. La generación de señales sinusoidales estables se logró mediante un amplificador operacional LM741, mientras que el ajuste dinámico de la frecuencia fue posible gracias a la incorporación de un potenciómetro digital X9C103P. Los resultados obtenidos demuestran una correlación directa entre el valor de la resistencia controlada digitalmente y la frecuencia de salida, evidenciando la viabilidad del diseño para aplicaciones didácticas y experimentales en entornos de ingeniería electrónica.**

***Index Terms*—Habilidades, programación, sistemas microcontrolados, proyectos**

I. Introducción

Los osciladores sinusoidales desempeñan un papel esencial en el diseño de equipos de prueba, en dispositivos de laboratorio y en sistemas de telecomunicaciones [1]. Gracias a su estabilidad en frecuencia y a la precisión de su forma de onda, resultan indispensables para la generación de señales de referencia y la evaluación rigurosa de circuitos electrónicos [2], [3].

El presente proyecto se centra en la enseñanza y la experimentación práctica de osciladores sinusoidales mediante metodologías de aprendizaje activo, como la presentada por [4] . En este marco, se propone el diseño e implementación de un oscilador de puente de Wien con control digital, basado en un microcontrolador Arduino Uno [5] y una interfaz desarrollada en MATLAB [6]. Esta configuración permite ajustar la frecuencia de oscilación a través de un potenciómetro digital, facilitando la exploración de configuraciones dinámicas y favoreciendo el desarrollo de competencias técnicas en instrumentación electrónica y control digital.

II. Metodología

El sistema propuesto utiliza un microcontrolador que desempeña dos funciones principales. En primer lugar, ajusta dinámicamente la frecuencia del oscilador de puente de Wien modificando la resistencia de la red de realimentación mediante un potenciómetro digital X9C103P controlado por el propio microcontrolador. En segundo lugar, el microcontrolador monitorea la señal de salida a través de su ADC interno, procesa los datos para calcular la frecuencia y muestra el resultado en un display LCD. Además, toda la información se envía por el puerto USB al entorno MATLAB, donde se habilita una interfaz para la selección interactiva de la frecuencia, el registro de datos en tiempo real y su análisis posterior.

A. Selección de componentes

Para garantizar un sistema de bajo costo y alta reproducibilidad, se optó por componentes comerciales de amplia como:

- Amplificador operacional LM741, destinado a la etapa de ganancia y realimentación del puente de Wien.
- Microcontrolador Arduino Uno, empleado para la generación de la señal de control y la adquisición de datos de los sensores.
- Potenciómetros digitales X9C103P, controlados vía SPI, con valores máximos de 10 kΩ y 100 kΩ, acompañados de dos condensadores para fijar la frecuencia de oscilación.
- Red de estabilización de amplitud, implementada a través de diodos (1N4004) o mediante una realimentación no lineal adicional, con el fin de limitar la ganancia y mantener constante la amplitud de salida.
- Potenciómetros analógicos, incorporados para el ajuste manual y la calibración inicial del sistema.

B. Diseño e implementación del circuito analógico

La Figura 1 presenta el circuito analógico implementado. El puente de Wien se configuró con dos resistencias y dos condensadores para establecer la frecuencia central de oscilación. El amplificador operacional trabaja en lazo cerrado, proporcionando la ganancia necesaria y, mediante diodos de realimentación, se define un límite dinámico de ganancia que asegura una auto-oscilación estable.

Los potenciómetros digitales y analógicos permiten variar la resistencia efectiva del puente, lo que posibilita

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

un ajuste preciso de la frecuencia de oscilación y simplifica la calibración del dispositivo.

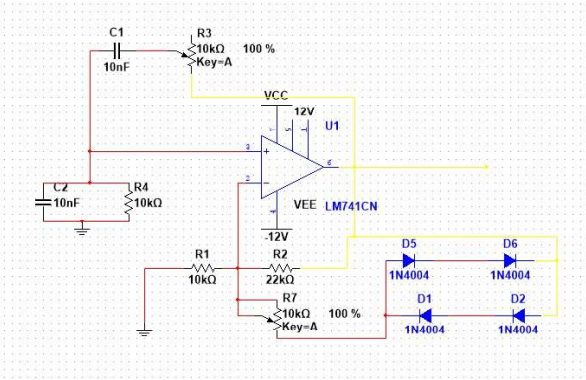


Fig. 1. Esquema electrónico del sistema desarrollado

C. Desarrollo de interfaz

El firmware se desarrolló en el entorno Arduino IDE, mientras que MATLAB se empleó para la adquisición de datos por USB y para el diseño de la interfaz gráfica de usuario (ver Figura 2). La interfaz gráfica incorpora los siguientes elementos:

- Barras deslizantes que permiten ajustar en tiempo real los valores de resistencia de los potenciómetros digitales.
- Etiquetas informativas que despliegan el puerto COM activo y la placa microcontroladora a la que está conectada la interfaz.
- El botón salir para terminar la aplicación.

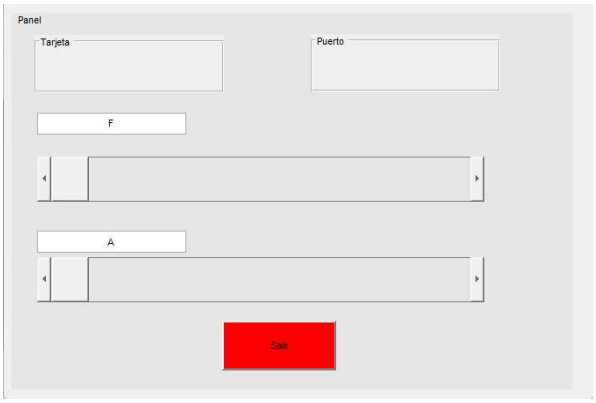


Fig. 2. Interfaz desarrollada en Matlab

La Figura 3 presenta el diagrama de flujo correspondiente al funcionamiento de la interfaz gráfica desarrollada en MATLAB, la cual establece comunicación serial con un microcontrolador. El flujo inicia con la ejecución del programa, seguido por la inicialización de la interfaz mediante `GUIDE`, la configuración del puerto serial (`COM7`, 9600 baudios) y la apertura de la conexión con el dispositivo.

Posteriormente, se configuran los elementos gráficos: los deslizadores se inicializan en el rango de 0 a 99 y se establecen los valores predeterminados en los campos de texto. Una vez mostrada la interfaz al usuario, el sistema queda en espera de interacción.

El flujo contempla dos rutas paralelas, activadas por el movimiento del deslizador:

- En la primera, al modificar el `Slider1`, se ejecuta la función de retorno (`slider1_callback`), se lee el valor del deslizador y se envía el comando `'Axxx'` por el puerto serial, donde `xxx` representa el valor ajustado. A continuación, se calcula la resistencia equivalente mediante la expresión:

$$R = \left(\frac{\text{valor}}{99}\right) \times 10\,000\ \Omega$$

- En la segunda ruta, se repite el proceso con el mismo deslizador, pero se envía el comando `'Bxxx'`, lo que permite diferenciar el canal o el potenciómetro digital asociado.

En ambos casos, el flujo concluye cuando el usuario presiona el botón `Salir`, lo que desencadena la finalización del programa y el cierre de la conexión serial.

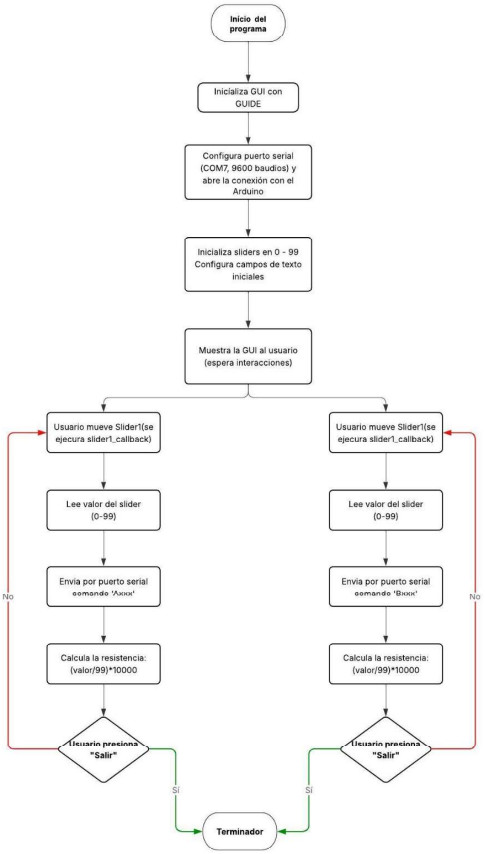


Fig. 3. Diagrama de flujo del programa de Matlab

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

III. Resultados experimentales

A. Montaje del circuito

Como parte del desarrollo experimental, se realizó el montaje físico del oscilador de Wien utilizando un microcontrolador Arduino Uno, potenciómetros, un amplificador operacional y componentes pasivos. La interconexión entre elementos se efectuó mediante cables tipo *jumper*, asegurando una disposición rápida y accesible para pruebas.

La alimentación del sistema se proporcionó a través del puerto USB del microcontrolador, complementada con un adaptador de corriente para garantizar estabilidad durante las mediciones. La Figura 4 muestra el prototipo, evidenciando la integración modular de los elementos electrónicos.

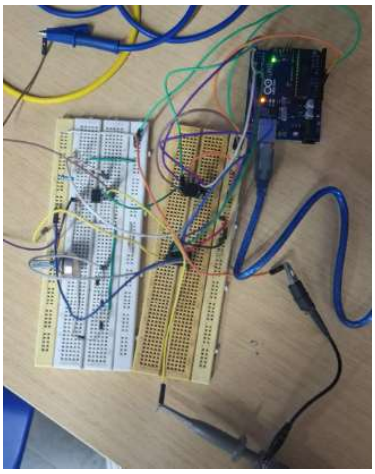


Fig. 4. Montaje físico del circuito

B. Comportamiento del sistema

Durante las pruebas realizadas, se observó que al modificar el valor de la resistencia mediante la interfaz desarrollada en MATLAB, la frecuencia de salida del oscilador disminuye progresivamente. Este comportamiento es coherente con el principio de funcionamiento del puente de Wien, cuya frecuencia de oscilación está determinada por una red RC (resistencia-capacitancia). La relación entre los componentes de la red y la frecuencia generada se describe mediante la expresión:

$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

Donde:

- f es la frecuencia de oscilación en Hertz (Hz),
- R es la resistencia (en ohmios),
- C es la capacitancia (en faradios).

Adicionalmente, se analizó el efecto de la variación de la resistencia sobre la dinámica de la red RC en el oscilador de Wien. Esta red actúa como un filtro de frecuencia que determina el punto de operación estable del circuito. Los resultados muestran que al incrementar el valor de la resistencia:

- Se incrementan los tiempos de carga y descarga del capacitor, lo que ralentiza la respuesta del circuito ante variaciones de voltaje.
- Como consecuencia, la frecuencia de oscilación disminuye, dado que el sistema requiere más tiempo para completar cada ciclo.

Este comportamiento fue consistente en todas las pruebas realizadas, confirmando la sensibilidad del sistema a los parámetros de la red RC y su impacto directo sobre la frecuencia generada.

La Tabla I presenta los valores registrados de frecuencia de oscilación en función de la resistencia configurada mediante el programa en MATLAB. Se observa una tendencia general decreciente en la frecuencia conforme aumenta la resistencia, lo cual concuerda con el comportamiento teórico de la red RC en el oscilador de Wien.

Tabla I
Relación entre resistencia configurada y frecuencia de oscilación medida

Resistencia (kΩ)	**Frecuencia (Hz)**
1	2044
2	2160
3	1836
4	1596
5	1439
7	1317
8	1210
9	1100
10	1098

Aunque se presenta una ligera anomalía en el valor correspondiente a 2 kΩ (frecuencia mayor que la de 1 kΩ), el resto de los datos confirma la relación inversa esperada entre resistencia y frecuencia. Esta variación puntual puede atribuirse a tolerancias de los componentes o a condiciones transitorias durante la medición. En conjunto, los resultados validan el control funcional de la frecuencia mediante ajuste resistivo y demuestran la sensibilidad del sistema a los parámetros de la red RC.

IV. Conclusiones

La automatización del ajuste de frecuencia en el oscilador de puente de Wien, mediante el uso de un microcontrolador Arduino Uno y un potenciómetro digital, permitió mejorar significativamente la precisión y repetibilidad del sistema en comparación con métodos de control manual. Los resultados experimentales validaron la relación inversa entre la resistencia de la red RC y la frecuencia de oscilación, en concordancia con el modelo teórico. La implementación de una interfaz gráfica en MATLAB facilitó el monitoreo en tiempo real de la señal generada, así como la selección interactiva de parámetros, el registro de datos y la visualización dinámica del comportamiento del sistema. Esta integración tecnológica refuerza conceptos clave de

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

electrónica analógica —como osciladores, filtros RC y realimentación— y de sistemas embebidos —incluyendo control digital, adquisición de datos y comunicación serial. En conjunto, la interoperabilidad entre el entorno de desarrollo de Arduino, la plataforma MATLAB y el circuito analógico demostró ser una herramienta versátil, programable y de alto valor didáctico para la enseñanza y exploración de fenómenos de oscilación en contextos educativos y experimentales.

V. Agradecimientos

Los autores agradecen a la Universidad del Valle y especialmente a la Escuela de Ingeniería Eléctrica y Electrónica (EIEE) por su respaldo institucional y los recursos facilitados para el desarrollo del presente proyecto.

References

[1] Texas Instrumens, ”Application Report: AN-263 Sine Wave Generation Techniques” [En línea]. Disponible en: https://www.ti.com/lit/an/snoa665c/snoa665c.pdf. [Consultado: 16-ago-2025].
[2] Yun, S., and Bae, J.. A Sinusoidal Current Generator IC with 0.04% THD for Bio-Impedance Spectroscopy Using a Digital $\Delta\Sigma$ Modulator and FIR Filter. Electronics, 13(22), 4450. 2024 https://doi.org/10.3390/electronics13224450
[3] A. S. Sedra and K. C. Smith, Circuitos microelectrónicos, 4th ed. Oxford, UK: Oxford University Press, 1998.
[4] Plazas-Rosas, R. A. “Fortalecimiento de habilidades de programación en ingeniería electrónica mediante sistemas microcontrolados”. 4to Congreso Virtual de Microcontroladores y sus Aplicaciones, pp. 153–156. 2024. Facultad Regional Paraná UTN. https://doi.org/10.33414/ajea.1757.2024
[5] Arduino.cc, “Arduino Uno Technical Specifications.” Disponible en: https://www.arduino.cc [Accedido: 22-jul-2025].
[6] Matlab, ”The MathWorks Inc.” Disponible en: http://www.mathworks.com/ [Accedido: 22-jul-2025].

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

PARKCONTROL: Sistema Automatizado de Gestión de Cupos para Estacionamientos Pequeños

Gilberth Abarca Barahona
Universidad Técnica Nacional
Ingeniería Electrónica
Alajuela, Costa Rica
https://orcid.org/0009-0001-2911-5296

Esteban Rojas Jiménez
Universidad Técnica Nacional
Ingeniería Electrónica
Alajuela, Costa Rica
https://orcid.org/0000-0003-0032-3347

Resumen— Parkcontrol presenta el diseño e implementación de un sistema automatizado de control de cupos para estacionamientos pequeños, utilizando el microcontrolador PIC16F628A y componentes de bajo costo. El sistema cuenta con sensores de entrada y salida que detectan el paso de vehículos, permitiendo mantener un conteo en tiempo real de los espacios ocupados. El estado del sistema se visualiza mediante un display de 7 segmentos, además de señales luminosas que indican si hay disponibilidad o si el estacionamiento está lleno. El sistema fue simulado en Proteus y programado en MPLAB X usando lenguaje C. Los resultados muestran que el sistema cumple con los objetivos planteados y puede ser implementado fácilmente en escenarios reales de baja escala.

Palabras clave: estacionamiento, PIC16F628A, display de 7 segmentos, sensores, control automatizado.

I. INTRODUCCIÓN

PARKCONTROL es un sistema automatizado de conteo y señalización de espacios disponibles en un parqueo, utilizando el microcontrolador PIC16F628A. Sensa el funcionamiento de un parqueo con capacidad limitada, en el cual se detecta la entrada y salida de vehículos mediante sensores, se muestra en un display de 7 segmentos la cantidad de vehículos presentes, y se indican los estados “disponible” o “lleno” por medio de LEDs tipo semáforo.

El sistema ha sido programado en lenguaje C utilizando el entorno MPLAB X IDE y el compilador XC8, y su funcionamiento ha sido verificado mediante simulaciones en Proteus ISIS, lo que permitió validar la lógica y la funcionalidad del diseño sin requerir una implementación física. El objetivo principal es brindar una solución funcional, didáctica y accesible que refuerce las habilidades técnicas del estudiante en el desarrollo de sistemas digitales simples pero relevantes, alineados con los requerimientos reales de automatización.

II. OBJETIVOS

A. Objetivo General:

Implementar un sistema automatizado de conteo de vehículos utilizando un microcontrolador PIC16F628A, que permita indicar en tiempo real la disponibilidad de espacios de parqueo.

B. Objetivos específicos:

1. Configurar correctamente las entradas y salidas del microcontrolador PIC16F628A para interactuar con sensores virtuales y salidas visuales.
2. Programar en lenguaje C, bajo MPLAB X y compilador XC8, la lógica de conteo de vehículos en función del ingreso y la salida detectada por sensores.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

3. Visualizar el número de vehículos presentes mediante un display de 7 segmentos conectado al puerto B.

4. Implementar un sistema de señalización visual con LEDs que indique cuando el parqueo está disponible (verde) o lleno (rojo).

III. FUNDAMENTO TEÓRICO

El PARKCONTROL se fundamenta en el uso de microcontroladores, sensores digitales, displays y simuladores. A continuación, se describen las herramientas y conceptos utilizados:

Los microcontroladores de la familia PIC (Peripheral Interface Controller) de Microchip Technology son ampliamente utilizados en aplicaciones de sistemas embebidos debido a su bajo costo, eficiencia energética y facilidad de programación. Están diseñados para operar con un conjunto reducido de instrucciones, y permiten controlar periféricos digitales de manera eficiente. [1][3]

Este microcontrolador de 8 bits cuenta con 18 pines, oscilador interno de 4 MHz, memoria flash, EEPROM, temporizadores y puertos de entrada/salida digital, como se visualiza en la figura 1. Dispone además de comparadores analógicos y pines configurables, lo cual lo hace ideal para aplicaciones de control digital como la que se propone en este proyecto.[2][5]



Figura 1. PIC 16F628A

El MK5101 es un sensor inductivo cilíndrico con ranura en T, diseñado principalmente para aplicaciones de automatización industrial, como la detección de posiciones finales en actuadores neumáticos. Opera sin contacto físico, lo que le permite una alta durabilidad y confiabilidad en entornos con polvo, vibración o humedad. [6].

El MK5101 como se muestra en la figura 2, se utiliza para detectar el paso de vehículos por el punto de entrada o salida del parqueo. Su señal digital es interpretada por el microcontrolador para actualizar el conteo disponible de espacios, sin necesidad de mecanismos móviles ni sensores ópticos sensibles a luz ambiental.



Figura 2. Sensor MK5101

El PC817 es un optoacoplador de propósito general fabricado por SHARP, ampliamente utilizado para el aislamiento galvánico entre circuitos de distinta tensión. Contiene un diodo emisor infrarrojo (LED) acoplado ópticamente a un fototransistor, encapsulado en un solo componente.

El PC817 se emplea para aislar eléctricamente el circuito de entrada de sensores del microcontrolador, previniendo daños por ruido o voltajes transitorios generados por motores, relés u otros dispositivos industriales. Su rápida conmutación permite una lectura limpia de señales digitales. [7]

Los displays de 7 segmentos permiten representar visualmente números decimales del 0 al 9 mediante la activación selectiva de 7 LEDs internos. En este proyecto se utiliza un display de cátodo común controlado directamente por salidas digitales del PIC para indicar la cantidad de espacios ocupados en el parqueo. [8]

Simulación en Proteus se utilizó para simular el funcionamiento del circuito antes de llevarlo a la práctica. La simulación permite validar el diseño, verificar la lógica, observar el comportamiento del contador y ajustar detalles sin necesidad de hardware físico.

El IDE y compilador fueron usados para programar el microcontrolador PIC elpermite escribir código en lenguaje C, compilarlo y simularlo. Estas herramientas ofrecen integración con simuladores y programadores físicos, lo que facilita el desarrollo completo de proyectos embebidos.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

IV. **DISEÑO**

El sistema PARKCONTROL se estructuró a partir de una estrategia de desarrollo progresivo, basada en pruebas por etapas y validación funcional desde las primeras fases. Esta metodología permitió identificar errores de lógica y asegurar la correcta interacción entre los módulos antes de su integración final. El microcontrolador PIC16F628A fue seleccionado como núcleo del sistema debido a su bajo costo, facilidad de adquisición local y compatibilidad con entornos de programación.

La lógica del sistema se fundamenta en la detección de eventos de entrada y salida de vehículos, simulados mediante pulsadores conectados a las entradas RA0 y RA1 del PIC. Cada evento modifica el valor de un contador interno, el cual representa la cantidad actual de vehículos dentro del parqueo. Este valor es visualizado en tiempo real mediante un display de 7 segmentos conectado al puerto B, mientras que el estado general del parqueo (disponible o lleno) se indica mediante LEDs conectados a las salidas RA2 y RB7.

4.1 Componentes electrónicos:

- PIC 16F628A
- Protoboard
- Fuente de 5V
- Resistencias, 1K, 220Ohm
- Leds indicadores
- Display 7 segmentos
- Sensor MK5101
- Optoacoplador P817

4.2 Diagrama de bloques del circuito:



Figura 3. Diagrama de bloques

Antes de la implementación física, el sistema fue simulado en Proteus ISIS 8.17, utilizando un entorno virtual que replicó los sensores mediante botones y observación directa del conteo en el display. Esta fase permitió depurar errores lógicos y verificar el funcionamiento del sistema sin necesidad de hardware real según la tabla 1 en la cual se explica la función de cada pin y una descripción para mejor entendimiento:

Pin	Función	Descripción
RA0	Entrada	Sensor de entrada (vehículo entra)
RA1	Entrada	Sensor de salida (vehículo sale)
RA2	Salida	LED rojo – indica parqueo lleno
RB0–RB6	Salida	Display de 7 segmentos (Salidas 0-4)
RB7	Salida	LED verde – indica campo disponible

Tabla 1. Tabla de asignación de pines.

En la siguiente tabla 2 se explica los estados del proceso, donde muestran cada cambio de entradas de acuerdo al momento de activación del sensor.

Conteo de Vehículos	Display	LED Verde (RB7)	LED Rojo (RA2)	Estado del Sistema
0	0	Encendido	Apagado	Todo libre
1	1	Encendido	Apagado	Campo disponible
2	2	Encendido	Apagado	Campo disponible
3	3	Encendido	Apagado	Campo disponible
4	4	Apagado	Encendido	Parqueo lleno – ingreso bloqueado

Tabla 2. Tabla de estados.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

La secuencia según la figura 4 del inicio de la programación que se va a utilizar en MPLAB



Figura 4. Secuencia de inicio de programa.

El proceso de codificación según la figura 5 en C de cómo va a funcionar la programación que se va a utilizar en MPLAB para después ser subido al PIC.

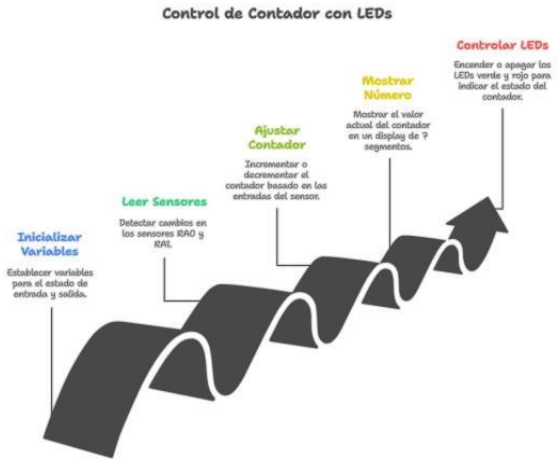


Figura 5. Proceso del código.

La figura 6 muestra una parte de la estructura del código elaborado en el cual cumple con el proceso de codificación.

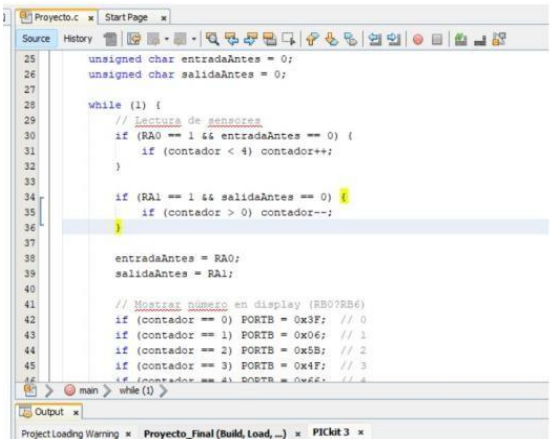


Figura 6. Código en C.

Por parte del diseño electrónico simulado, sobre cómo será la conexión del proyecto, los elementos que se van a utilizar y como será su conexión física se muestran en la figura 7.

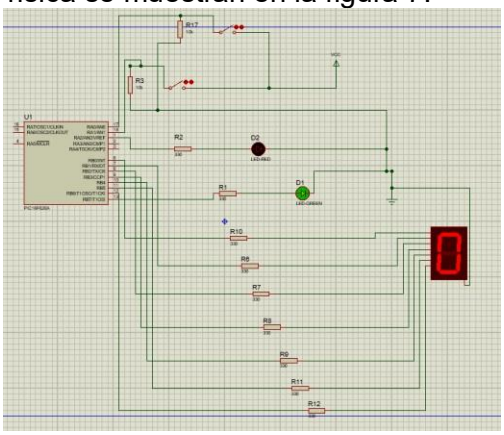


Figura 7. Código en C.

V. RESULTADOS

Se comprobó que el sistema de conteo y señalización para el parqueo respondió correctamente a los eventos de entrada y salida de vehículos. La lógica implementada en el microcontrolador PIC16F628A permitió mantener un seguimiento preciso de la cantidad de espacios ocupados, representada en un display de 7 segmentos conectado al puerto B.

Cuando el parqueo estaba vacío, se visualizaba el número “0” en el display y el LED verde encendido, indicando disponibilidad. Conforme se simulaba el ingreso de vehículos mediante un pulsador, el contador incrementaba hasta alcanzar el máximo definido (cuatro vehículos). Al llegar a la capacidad máxima, el sistema encendía un LED rojo como señal de parqueo lleno y bloqueaba nuevos ingresos, respetando la lógica programada.

También se verificó que, al simular la salida de vehículos, el sistema disminuía el contador adecuadamente y restauraba la señal de disponibilidad. No se observaron errores en la visualización de números ni en el encendido de los LEDs indicadores, y el comportamiento general fue estable y predecible durante toda la simulación.

Las siguientes figuras 8 y 9 muestran parte del comportamiento simulado del microcontrolador en las diferentes condiciones.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

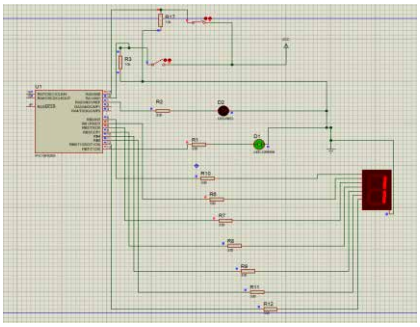


Figura 8 Estado 1

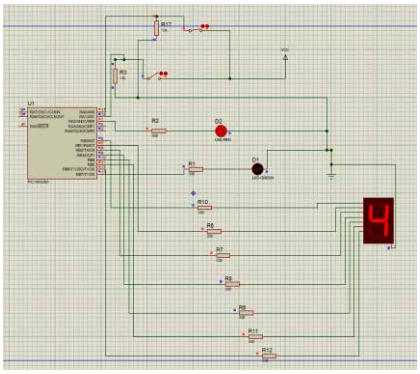


Figura 9. Estado 4.

Y como parte de la comprobación en físico, según la figura 10, se logran apreciar imágenes del montaje físico en donde se corroboro el funcionamiento del programa:

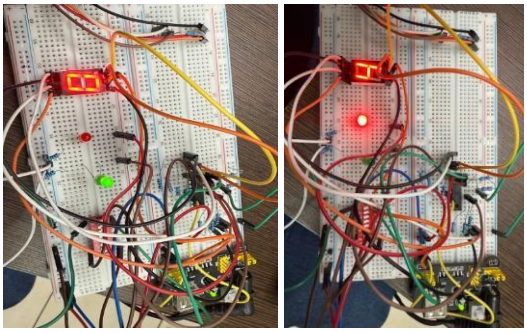


Figura 10. Montaje físico.

VI. Conclusiones

- La correcta configuración de entradas y salidas del PIC16F628A permitió una interacción fluida entre el microcontrolador y los dispositivos externos, demostrando que este componente es adecuado para tareas de automatización básica como el control de parqueo simulado.

- La programación en lenguaje C utilizando MPLAB X y XC8 resultó ser eficiente para desarrollar la lógica de control. Se logró un sistema estable y funcional sin recurrir a estructuras complejas, lo cual facilita su comprensión y mantenimiento.

- El uso del display de 7 segmentos conectado al puerto B permitió representar de forma clara y precisa el número de vehículos dentro del parqueo. La asignación de pines y patrones binarios fue clave para lograr una visualización intuitiva y sin errores.

- La implementación de señalización mediante LEDs cumplió su función como sistema de alerta simple pero efectivo, mostrando al usuario el estado del parqueo (disponible o lleno) sin necesidad de interfaces complejas.

- Las simulaciones en Proteus confirmaron que el sistema responde correctamente a las entradas de sensores, actualizando el estado del conteo y de los indicadores en tiempo real. Este entorno facilitó la verificación funcional del diseño antes de una implementación física.

VII. Referencias

[1] M. Ali Mazidi, R. D. McKinlay y D. Causey, PIC Microcontroller and Embedded Systems: Using Assembly and C for PIC18, 1ra ed., Pearson, 2008.

[2] Microchip Technology Inc., PIC16F62X Datasheet, DS40300C, 2002.

[3] Ayala, K. “The 8051 Microcontroller”, 3rd ed., Thomson Delmar Learning, 2004.

[4] J. Valvano, Embedded Systems: Introduction to Microcontrollers, Vol. 1, 2011.

[5] Y. Kanetkar, Let Us C, 15th ed., BPB Publications, 2016.

[6] IFM electronic, “MK5101 T-slot cylinder sensor,” *Datasheet*, 2025. [En línea]. Disponible: https://octopart.com/es/datasheet/mk5101-ifm+electronic- 18626430. [Accedido: 24-jul-2025].

[7] SHARP Corporation, “PC817 optocoupler datasheet,” *Datasheet*, Alldatasheet.es, 2025. [En línea]. Disponible: https://www.alldatasheet.es/datasheet-pdf/download/43368/SHARP/PC817.html. [Accedido: 30-jul-2025].

[8] ETC, “TOS5121 single-digit 7-segment display datasheet,” *Datasheet*, Alldatasheet.com, 2025. [En línea]. Disponible: https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/download/89363/ETC/TOS5121.html. [Accedido: 30-jul-2025].

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Estación de monitoreo agrícola con un brazo robótico.

Abarca Avendaño Valery
Universidad Técnica Nacional
Alajuela, Costa Rica
vabarcaav@est.utn.ac.cr

Chacón Carvajal Dashyra
Universidad Técnica Nacional
Alajuela, Costa Rica
dchaconcar@est.utn.ac.cr

Fonseca Vargas Joseph
Universidad Técnica Nacional
Alajuela, Costa Rica
jfonsecav@est.utn.ac.cr

Resumen — El diseño e implementación de una estación de monitoreo agrícola automatizada, la cual utiliza el microcontrolador PIC16F877A como unidad de control para todo el sistema. El principal objetivo es medir los cambios ambientales que son claves para el cuidado de los cultivos, como; la temperatura, la humedad y la intensidad de la luz. Es por ello, que se integra en la estación sensores analógicos que faciliten dicho objetivo. El sistema se caracteriza por la facilidad en la toma de decisiones basada en los datos que recopila, ya que a partir de ciertos límites el usuario que controla la estación puede decidir en tiempo real la opción que permita optimizar la gestión y cuidado del entorno.

En condiciones de humedad inadecuadas para los cultivos, el sistema posee un botón que habilita una bomba de agua que se encarga de nivelar dicha humedad, evitando así el daño de estos.

Palabras claves: Monitoreo, sensores, riego, pic16f877a, actuadores, temperatura, humedad, iluminación.

I. Introducción

La estación de monitoreo agrícola está diseñada para un sistema de riego automatizado que está basado en el microcontrolador PIC16F877A, una ventaja que ofrece la estación de monitoreo es la facilidad para brindar datos claros y en tiempo real que muestran las condiciones ambientales de los cultivos.

Los sensores conectados al sistema miden continuamente variables clave como la humedad del suelo, la temperatura ambiental y la intensidad de la luz.

Estos factores son de suma importancia para determinar la salud de los cultivos y su capacidad para crecer de manera sana. La estación obtiene y procesa estos datos de forma constante, brindando al usuario una visión clara de las condiciones actuales del entorno agrícola.

II. Objetivo

Objetivo general:

- Desarrollar una estación de monitoreo agrícola utilizando un brazo robótico por medio del microcontrolador PIC 16F877A.

III. Descripción

En la etapa del monitoreo

Esta etapa se encarga de la recolección de datos ambientales a través de sensores analógicos conectados al microcontrolador PIC16F877A. El código tendrá la función llamada ‘LeerADC()’ para leer los valores de estos sensores.

Lectura de sensores:

- Temperatura: Se leer el sensor LM35 a través del canal analógico AN(). El valor crudo se (temp_raw) se convertirá a grados Celsius (temperatura_C).

- Humedad: Se lee el sensor FC-28 a través de canal analógica. AN1. El valor crudo (humedad_raw) se convertirá en porcentaje (humedad _pct).

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

- Intensidad de Luz: Se lee la fotoresistencia a través del canal analógico AN2. El valor crudo (luz_raw) se utiliza para detectar para detectar cambios en la iluminación.

- Decisiones automático: El sistema incluye una lógica de control simple para la bomba de agua. Si el valor de la luz es menor a 200 (poca luz), la bomba se enciende por 500ms. Esto podría simular la necesidad de riego cuando hay sombra. Según [3], en un mundo ideal, el mejor momento para regar un huerto es por la mañana, cuando aún hace fresco. Esto permite que el agua se filtre por la tierra y llegue a las raíces de las plantas sin perder el exceso de agua por evaporación. Cuando sale el sol y suben las temperaturas, la evaporación aumenta y las plantas pierden agua más rápido.'

En la etapa del brazo robótico

Esta etapa se enfoca en el control de los servomotores, que son los actuadores del sistema. El código define varias funciones como son servo_write, servo_write1, etc; que permiten mover los servomotores a los diferentes ángulos específicos.

Control remoto:
Los servos se controlan mediante comandos recibidos a través de la comunicación UART. Cuando el microcontrolador recibe un carácter especifico, y se ejecuta la función correspondiente para mover un servo en particular.

Estas definiciones estarán dadas por las siguientes instrucciones:

- 'a': Mueve el Servo 1 a 0 grados.
- 'b': Mueve el Servo 2 a 90 grados.
- 'c': Mueve el servo 3 a 180 grados.
- 'd': Mueve el Servo 4 a 180 grados.
- 'e': Apaga todos los servos.

Movimiento y pulso:

La posición de cada servo se controla mediante la señal de modulación por ancho de pulso (PMW) generado por las funciones servo_write. El ancho de pulso (pulse_width) determina el ángulo de servo, y esta señal se envía a través de los pines RC2, RC3, RC4 y RC5 del microcontrolador.

Etapa de comunicación UART

La etapa UART es crucial para la interacción bidireccional entre el microcontrolador y un usuario o sistema externo como es una PC.

- Inicialización:
  La comunicación se inicializa por medio de la función Uart_Init(9600) a una velocidad de 9600 baudios. Al iniciar, el sistema envía el mensaje "Sistema UART listo" para confirmar que la comunicación está activa.

- Recepción de datos:
  El sistema verifica constantemente si hay datos disponibles en el puerto UART usando la función Uart_Available(). Si se recibe un bite de datos (datos_rx), este se utiliza para controlar los servos, como se describe en la etapa del robot.

- Transmisión de datos:
  El sistema verifica constantemente por medio de la función Uart_Send_String() para enviar información al usuario incluyendo los mensajes de confirmación sobre el movimiento de los servos.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

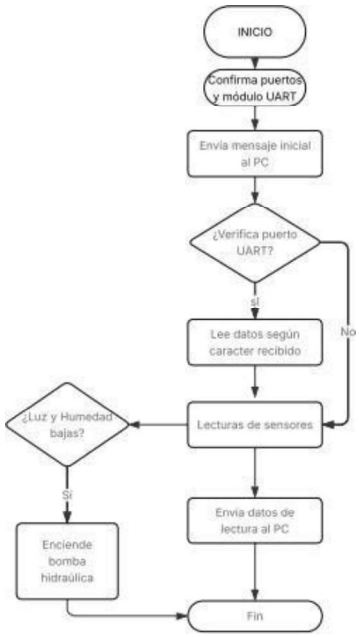


Figura 1. *Diagrama de flujo del proceso de la estación de monitoreo por medio de un brazo robótico.*

IV. DISEÑO

Como parte del proceso del diseño de la estación de monitoreo agrícola se puede indicar las diferentes etapas de construcción con el fin de garantizar cultivos de calidad dentro de un ambiente controlado.

A. PROGRAMACIÓN:

MPLAB X IDE:
En términos de programación, se utiliza el programa conocido como MPLAB XC8, el cual realiza compilaciones y depuraciones del código permitiendo de esta manera generar un archivo '.hex' con el que se carga el microcontrolador.

MPLAB IPE:
Programa que se encarga de realizar la programación del pic. Para ejecutar dicha acción se requiere de una conexión entre el pic, el pickit y dicho programa.

B. CIRCUITO:

- Bases de diseño

El diseño del circuito fue generado a partir de la necesidad en la agricultura, ya que, en el campo, la mayoría de las labores son realizadas directamente por el usuario, es por esta razón que se generó un prototipo que facilitara la carga física del usuario, con base a esto se crea un brazo robótico que ejecuta el riego puntualizado y monitoreo del ambiente para llevar un control del estado de los cultivos.

- Circuito

En la figura 2 se muestra el circuito del prototipo del sistema de monitoreo, en ella se visualiza un brazo robótico con cuatro servomotores, la conexión del PIC 16F877A con los sensores que se encargan del monitoreo.

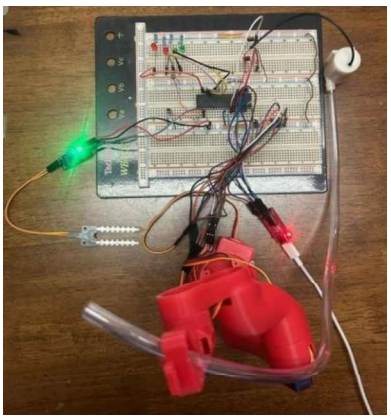


Figura 2 Montaje del circuito en placa de pruebas.

En la figura 3 se muestra la simulación del prototipo en Proteus, lo anterior se realiza con el fin de aplicar las pruebas necesarias antes de realizar el montaje físico.

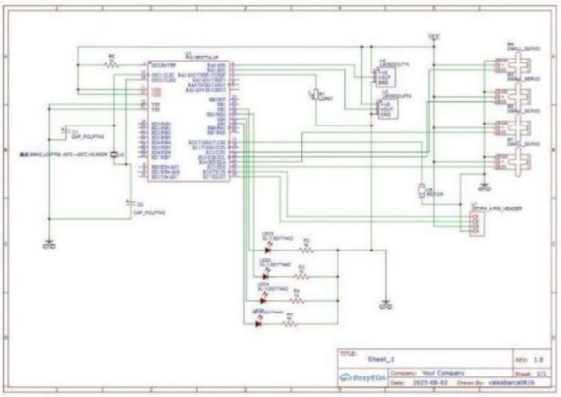


Figura 3 *Diagrama Esquemático del circuito del sistema*

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

En la figura 4 se muestra el diagrama esquemático del circuito, el mismo posee todos los elementos necesarios a utilizar para el montaje físico.

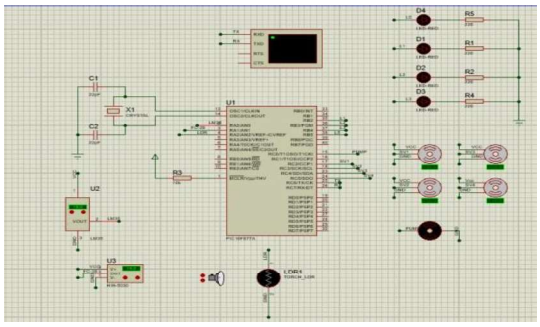


Figura 4 *Simulación del sistema de monitoreo agrícola en PROTEUS.*

Elaboración de la placa

En la figura 5 se muestra el diseño de la placa del sistema en 3D, en el mismo, se observa el uso del PIC 16F877A, los sensores, el espacio para los leds indicadores del estado de los servomotores del brazo robótico, el cristal de cuarzo, la bomba de agua y capacitores.

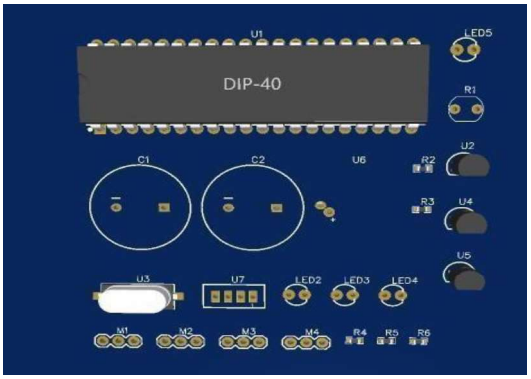


Figura 5 *Diseño de la placa del sistema de monitoreo agrícola*

C. COMUNICACIÓN

UART:
La comunicación UART es un método utilizado para transmitir (TX) y recibir (RX) datos de manera serial generando una conexión directa entre dos dispositivos, sin necesidad de un reloj.

Para aplicar la comunicación UART en el sistema se utiliza un módulo UART y un software que facilite la visualización de los datos.

SOFTWARE HERCULES:

En la figura 6 se visualiza la interfaz de Hércules el cual es un software que funciona como terminal de comunicación. Permite la depuración y prueba de datos. En este caso se está utilizando un protocolo UART, ya que se están enviando y recibiendo datos por medio de un puerto físico de la computadora.

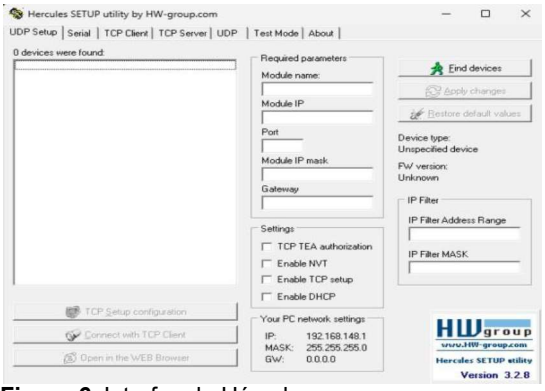


Figura 6. Interfaz de Hércules.

- Adquisición de datos:

En la figura 7 se muestra la simulación de la comunicación UART aplicada en el sistema.

Esto se realiza con el fin de verificar el funcionamiento de la transmisión de datos antes de realizar el montaje en físico.

En el mismo se visualizan los porcentajes de humedad, temperatura e intensidad de la luz, a partir de estos datos se toman las decisiones necesarias con respecto al bienestar de los cultivos.

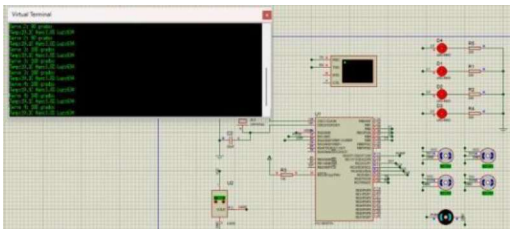


Figura 7 *Función del puerto UART en Proteus*

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

D. APLICACIÓN: PUESTO EN MARCHA

La realización de la estación de monitoreo agrícola se pone en marcha con la integración del PIC16F877A, los sensores analógicos de temperatura, humedad e iluminación, como así mismo implementando los actuadores necesarios para el control del riego, como la bomba de agua.

Cuando se tiene el sistema de prueba montado en la placa se procede a verificar las conexiones mediante los jumpers y la colocación de componentes, para seguidamente proceder a cargar el código en el microcontrolador, el cual se va encarga de realizar las constantes lecturas para determinar si las condiciones ambientales se encuentran dentro de los rangos establecidos.

Durante las pruebas realizadas se observa en tiempo real como el sistema responde confirmando la correcta visualización y registro de los cambios ambientales. También demuestra como en caso de que detecte niveles fuera de los parámetros establecidos permite la toma de decisiones rápidas y efectivas por parte del usuario, cumpliendo con el objetivo de mejorar la gestión de los cultivos mediante un monitoreo.

E. PROGRAMACIÓN FUENTE

El código realiza la lectura de tres sensores conectados al PIC16F877A mediante su convertidor analógico a digital, en donde muestra un sensor de temperatura LM35 conectado al pin AN0, un sensor de humedad FC-28 conectado al pin AN1 y una fotorresistencia para medir la luz conectada al pin AN2.

Como se observa en el código si la intensidad de luz es baja, se activa la bomba de agua conectada al pin RC0 durante medio segundo, seguidamente realiz segundo para de repetir el ciclo.

```
        //------------------LECTURA DE
SENSORES ----------
        unsigned int temp_raw =
LeerADC(0);       // LM35 en AN0
        unsigned int humedad_raw =
LeerADC(1);  // FC-28 en AN1
        unsigned int luz_raw =
LeerADC(2);       // Fotorresistencia en
AN2

        float temperatura_C = (temp_raw
* 5.0 / 1023.0) * 100.0; // 10mV/°C
        float humedad_pct =
(humedad_raw * 100.0) / 1023.0;

        //------------------DETECCIÓN DE
OBJETO ----------
        if (luz_raw < 200) {
            PORTCbits.RC0 = 1; // Bomba
encendida
            __delay_ms(500);
            PORTCbits.RC0 = 0;
        }

        //------------------ENVÍO UART A
PC ----------
        sprintf(buffer, "Temp:%.1fC
Hum:%.1f%% Luz:%u\r\n",
temperatura_C, humedad_pct,
luz_raw);
        Uart_Send_String(buffer);

        __delay_ms(1000);
    }
}
```

Figura 8 *Código del programa*

F. ANÁLISIS

El código presentado en la figura 8, está diseñado para controlar un sistema de monitoreo agrícola, implementado en un entorno de simulación Proteus que integra sensores analógicos, actuadores y comunicación serial.

La configuración inicial del microcontrolador establece varios pines de los puertos B y C como salidas digitales, que se utilizan para controlar LEDs indicativos, servomotores y una bomba. Los pines RA0, RA1 y RA2 se configuran como entradas analógicas para la lectura de sensores, específicamente un sensor de temperatura LM35, un sensor de humedad FC-28 y una fotorresistencia (LDR), respectivamente.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

La función de lectura ADC está implementada para seleccionar el canal deseado, activar el convertidor analógico- digital del microcontrolador, esperar la conversión y retornar el valor digital resultante de 10 bits.

Esta lectura permite convertir las señales analógicas en valores digitales que el microcontrolador puede procesar. En particular, la temperatura se convierte a grados Celsius aplicando una escala basada en la salida del LM35, mientras que la humedad se calcula en porcentaje según la señal analógica recibida, la cual es enviada por medio del sistema comunicación que cuenta con un mecanismo de control vía UART para la activación y posicionamiento de hasta cuatro servomotores.

Mediante la recepción de caracteres específicos desde la interfaz serial, el microcontrolador activa indicadores LED asociados y envía mensajes de confirmación a la terminal serial.

Cada comando mueve un servo a un ángulo predeterminado (0°, 90°, 180°), y existe un comando para apagar todos los servos, desactivando las salidas correspondientes.

Adicionalmente, el código evalúa la lectura de la fotorresistencia para detectar condiciones de baja luminosidad. Cuando la señal analógica de luz es inferior a un umbral (valor digital menor a 200), el microcontrolador activa una bomba durante medio segundo, simulando una respuesta automática a la detección ambiental. Esta acción se implementa en el pin RC0, configurado como salida digital.

Finalmente, el programa realiza un envío periódico de datos mediante la comunicación UART, transmitiendo la temperatura, humedad y nivel de luz actuales hacia una terminal virtual. Esto permite monitorear en tiempo real las condiciones del entorno y el estado del sistema desde una computadora o dispositivo conectado.

G. RECOMENDACIONES

- El sistema se puede beneficiar con sensores de mayor precisión.
- Las lecturas analógicas pueden ser ruidosas, por lo que se debe de realizar un estudio para evitar las pequeñas fluctuaciones en las mediciones o señales que cause activaciones erróneas.
- El control de los servos por comandos fijos es funcional, pero se podría mejorar. En lugar de solo tener comandos para 0°, 90° y 180°, podrías permitir el envío de un ángulo específico a través de la comunicación serial.

H. CONCLUSIONES

- La lógica de control permitió una respuesta eficiente en tiempo real ante los cambios detectados en temperatura, humedad y luminosidad.
- El proyecto demostró que es posible integrar sensores ambientales, actuadores y un brazo robótico en una arquitectura basada en el microcontrolador PIC16F877A, logrando un sistema de monitoreo eficiente.
- El proyecto permitió adquirir y aplicar conocimientos en la estructuración eficiente de código, orientado a garantizar la funcionalidad y estabilidad del sistema en tiempo real.

  Lo cual optimizó el rendimiento del sistema y facilitó su depuración, estabilidad y resistencia ante interferencias externas.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

- El uso del simulador Proteus fue una herramienta importante para probar y corregir el funcionamiento del sistema antes de hacer un montaje físico.
  Esto ayuda a ahorrar tiempo y recursos al detectar errores o ajustes necesarios en el diseño y la programación

- La conversión de las señales analógicas a digitales es fundamental para que tanto el microcontrolador como el usuario puedan interpretar los datos de los sensores y tomar decisiones adecuadas, como encender la bomba cuando la luz baja de cierto nivel.

- La comunicación con la computadora a través de la UART facilita el manejo del sistema, ya que permite enviar comandos para mover los servos y recibir los datos de los sensores en tiempo real. Esto hace que sea más sencillo supervisar y controlar el sistema desde cualquier lugar.

I. REFERENCIA

- MPLAB X IDE. (s. f.). Microchip Technology. https://www.microchip.com/en-us/tools-resources/develop/mplab-x-ide

- MPLAB® Integrated Programming Environment (IPE). (s. f.). Microchip Technology. https://www.microchip.com/en-us/tools-resources/production/mplab-integrated- programming-environment

- Rhoades, H. (2023) When is the best time to water plants? Gardening Know How. Recuperado el 8 de agosto de 2025, de https://www.gardeningknowhow.com/pla nt-problems/environmental/when-to- water-plants.htm

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Placa Educativa Logic Tester

Esteban Thousbourne
Universidad Técnica Nacional
Carrera de Ingenieria Electronica
Alajuela, Costa Rica
https://orcid.org/0009-0005-8561-1277

Esteban Rojas Jiménez
Universidad Técnica Nacional
Carrera de Ingenieria Electronica
Alajuela, Costa Rica
https://orcid.org/0009-0007-8929-199X

Esteban Rojas Jiménez
Universidad Técnica Nacional
Carrera de Ingenieria Electronica
Alajuela, Costa Rica
https://orcid.org/0000-0003-0032-3347

***Resumen* —** *La implementación de una herramienta educativa basada en una placa de desarrollo diseñada para realizar pruebas de secuencia con compuertas lógicas. El diseño se construye utilizando el microcontrolador PIC16F628A, elegido por sus características que lo hace ideal para aplicaciones didácticas electrónica digital la placa incorpora diversos componentes electrónicos como interruptores, resistencias, LEDs, entre otros dispositivos que permiten a los estudiantes interactuar con circuitos reales, realizar prácticas y modificar configuraciones para fortalecer su compresión teórico-práctica. El objetivo principal es facilitar el aprendizaje de los sistemas lógicos, brindando una experiencia tangible y dinámica en el laboratorio. Además, se especifica el proceso de diseño ensamble de la placa, así como el funcionamiento interno de la secuencia lógicas implementadas mediante el microcontrolador. Este enfoque permite una enseñanza más efectiva y aplicada, fomentando el desarrollo de habilidades técnicas esenciales en los estudiantes.*

Palabras clave: microcontroladores, compuertas lógicas, placa electrónica, placa educativa

I. Introducción

En el sector educativo y la formación académica técnica en electrónica y similares, las placas de uso didáctico representan una herramienta fundamental para el aprendizaje práctico. La placa educacional Logic Tester está diseñada con el propósito de facilitar la comprensión de conceptos clave como la lógica digital, el control de dispositivos electrónicos y la interacción con sistemas basados en microcontroladores.

Esta placa integra diversos principios de la electrónica que son esenciales en un entorno globalizado y altamente conectado, donde la electrónica desempeña un papel crucial. La creciente demanda de sistemas digitales y soluciones basadas en microcontroladores ha llevado a muchas empresas a buscar profesionales capacitados en estas áreas. Por lo cual estos temas se vuelven indispensables en la formación de ingenieros electrónicos y herramientas como el Logic Tester resultan valiosas para preparar a los estudiantes frente a los retos del entorno tecnológico actual.

El diseño y el ensamble de una placa de desarrollo interactiva controlada mediante el PIC16F628A, la cual pretende ser una herramienta esencial para la enseñanza de la electrónica digital, dándole un fuerte énfasis a las herramientas necesarias para el estudio de esta especialización. El cual tendrá elementos relevantes, como lo van a hacer puertos de conexión, registro de entrada y salida, indicadores LED, interruptores para el usuario.

Se explicará en el transcurso del documento cómo se va a realizar la interacción presente de los módulos de salida y entrada para la interacción del proyecto.

II. OBJETIVOS

A. Objetivo General

Desarrollar una placa interactiva educativa por medio de un microcontrolador PIC16F628A que permita el estudio de las compuertas lógicas.

B. Objetivos Específicos

1) Diseñar el esquemático electrónico de la placa Logic Tester.
2) Diseñar el código de la placa Logic Tester.
3) Evaluar el rendimiento y la funcionalidad de la placa.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

III. FUNDAMENTO TEÓRICO

El aprendizaje en el área de la electrónica digital, especialmente en sistemas lógicos, requiere de una comprensión teórica-práctica que debe de estar a la mano, conociendo estrechamente como se puede presentar en la cotidianidad de muchas industrias. Para esto las prácticas de laboratorio representan una ayuda al estudiante para tener la oportunidad de tener un proceso educativo eficiente. Sin embargo, el valor de estas prácticas depende en gran parte de las herramientas utilizadas durante el proceso de enseñanza.

Entendiendo esto, el diseño de una placa educativa interactiva orientada a compuertas lógicas representa una alternativa novedosa para mejora de tiempo y calidad de aprendizaje. Este tipo de dispositivos electrónicos permite realizar pruebas, entender secuencias lógicas digital que se pueden dar, verificación de resultado, observar el comportamiento lógico de manera clara sin necesidad de armar circuitos o realizar cálculos de diagramas lógicos. La facilidad de visualizar las salidas lógicas mediante un display LCD y activar entradas con interruptores, convierte el estudio de la lógica digital en una experiencia mucho más integral y comprensible.

A diferencia de los métodos convencionales, de los cuales muchos implican el uso de protoboards, cables y componentes discretos, una placa educativa preconfigurada minimiza errores comunes de conexión y tiempo de preparación previos a las prácticas interactivas.

Cuando se implementa métodos interactivos autodidactas, se puede fomentar un entorno de aprendizaje centrado al análisis, la interpretación y la validación de resultados que en tareas mecánicas y de montaje.

Esta herramienta es especialmente valiosa en los niveles introductorios de formación, donde la ayuda visual y la interacción directa con los componentes son claves para la compresión de conceptos abstractos.

Además de ser un elemento clave para la reutilización de la misma placa para múltiples prácticas, que también permiten al docente estructurar el contenido de las operaciones lógicas básicas hasta aplicaciones más complejas, como lo son los restadores, sumadores o sistemas de control de varias combinaciones.

A continuación, en la figura 1, se va a presentar un estudio de un artículo que realizaron para conocer la efectividad de implementar secuencias didácticas para mejorar el proceso de aprendizaje en cursos de electrónica digital.

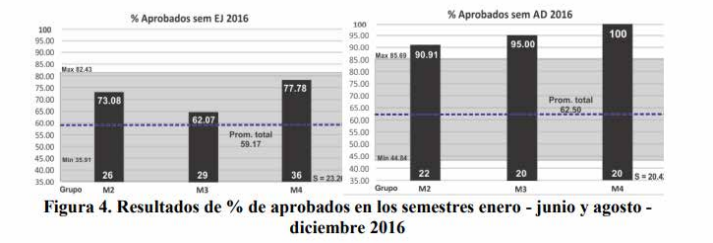


Figura 4. Resultados de % de aprobados en los semestres enero - junio y agosto - diciembre 2016

fig. 1. Porcentaje de aprobados mediante la utilización de recursos didácticos. [1]

Cómo se puede observar en la figura 1, el porcentaje del grupo entre agosto-diciembre muestra un aumento de estudiantes aprobados en cursos de electrónica digital. Este aumento refleja de forma cuantitativa el impacto positivo que tiene las herramientas en el proceso de aprendizaje, validando la hipótesis de que el uso de medios didácticos, como lo puede ser una placa de pruebas, facilita la comprensión de los contenidos.

El salto en niveles de aprobación evidencia que los estudiantes no solo se enfrentan con mayor seguridad a los desafíos teóricos, sino que también adquieren una comprensión más sólida de los circuitos lógicos al interactuar directamente con los sistemas.

IV. ETAPAS

A. Diseño Electrónico

El diseño electrónico del presente proyecto, como anteriormente se menciona, hace uso del PIC16F628A, donde en su puerto B es utilizado en su totalidad para entradas lógicas, donde el usuario interactúa con el sistema ya programado, la implementación de una LCD de tipo 16x2 usándola en modo de 4 bits de funcionamiento; tenemos la implementación de electrónica digital, en la cual es necesario el uso de resistencias. Para este caso de tipo pull-up, tanto para el selector de RB0-RB3 como para la entrada de bits lógicos de RB4-RB7, seleccionando los bits de uso mediante el uso de un dip-switch, se activa el uso de reset o MCLR del PIC por lo cual este lleva una botonera tipo pull-down y, por último, se hace uso de 5 LEDs, 4 de ellos a manera de demostración de la activación de las entradas físicas del selector para que el aprendiz sepa la dirección solicitada al PIC16F628A para que este gestione la lógica.

En la siguientes figura 2, 3, 4 se observa el circuito del Logic Tester más a detalle para poder entender más sobre su montaje físico.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

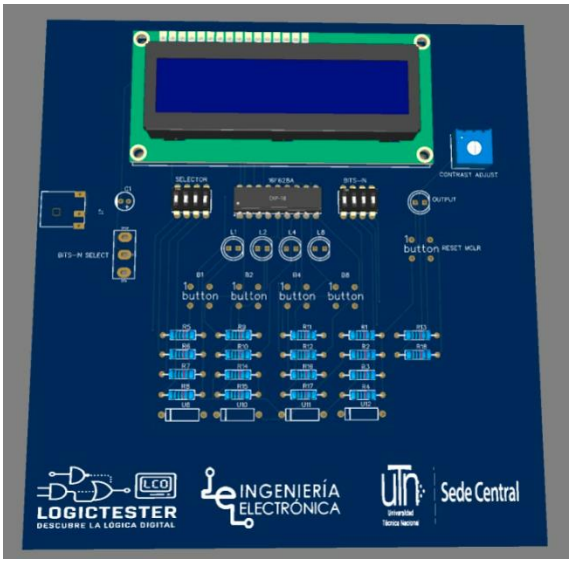


Fig. 2. imagen en 3D de la tarjeta prototipo. Elaboración propia.

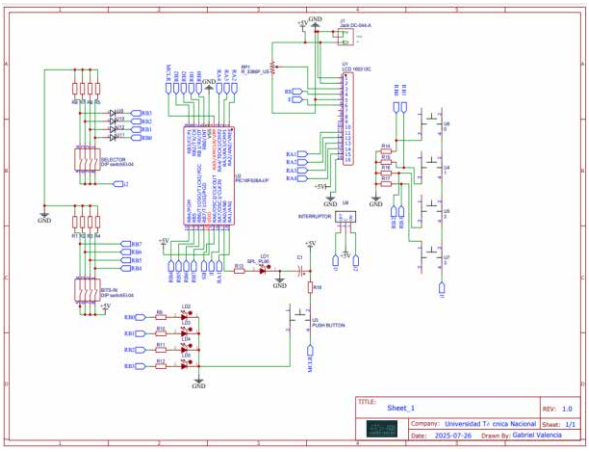


Fig. 3. Imagen esquemático del Logic Tester.Elaboración propia.

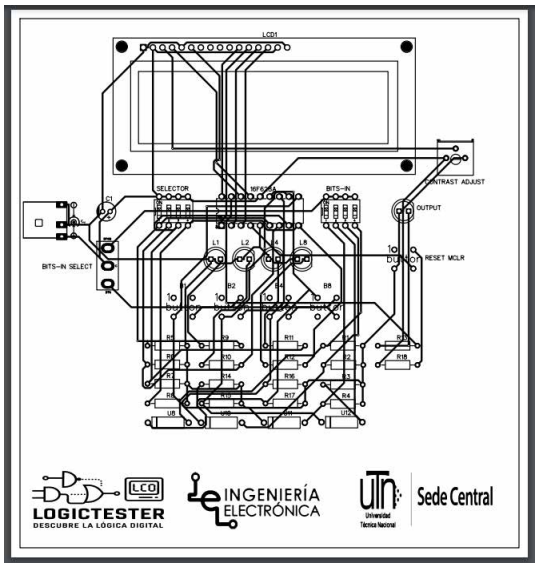


Fig. 4. Ruteo y dimensionamiento de las pistas.

Seguidamente, hablaremos de la tarjeta prototipo que se consigue desarrollar para este proyecto. Una tarjeta algo compacta en lo que a sus componentes se refiere donde en la parte superior tenemos la LCD 16x2, debajo de ella el PIC16F628A y su lado izquierdo el selector, y al lado derecho las entradas lógicas seguidamente, debajo de estos tres componentes tenemos las 4 botoneras que funcionan como inputs lógicos que a modo de diseño se implementaron para tener otro tipo de interacción entre la tarjeta y el aprendiz, y también debajo de ellas tenemos los 4 LEDs que muestras las direcciones del selector, alrededor de estos componentes tenemos todas las resistencias respectivas para cada componente que haga uso de ellas y en el lado derecho de la tarjeta tenemos el LED de salida y al lado izquierdo tenemos el potenciómetro de contraste para la LCD, el botón de reset, la entrada de alimentación de 5V y un capacitor de 220uF.

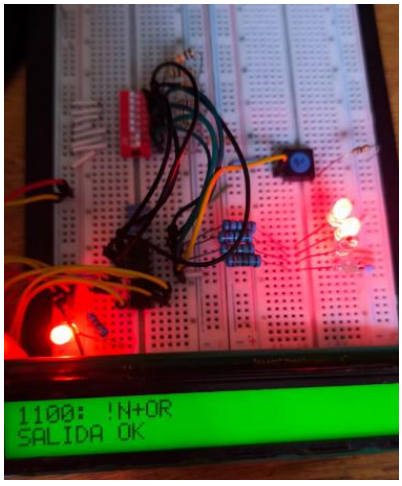


Fig. 5. Imagen de montaje en físico. Elaboración propia.

V. PROGRAMACIÓN

Para el desarrollo de la placa Logic Tester, se utilizó el entorno de desarrollo MPLAB X IDE en conjunto con el compilador XC8, en el cual se utiliza un lenguaje de programación en C. El código fue cargado al microcontrolador PIC16F628A mediante el programador PICkit, con lo cual se logra implementar una lógica combinacional configurable por el usuario aprendiente.

Primeramente, se necesita actualizar los fuses de configuración, en los cuales se pretende usar el oscilador interno como fuente de reloj; el master clear (MCLR) se activa para realizar el reseteo interno; el BOREN se activa si este presenta alguna caída de voltaje; el PWRTE se activa para garantizar que el voltaje se estabilice antes de ejecutar el código como se logra visualizar en la figura 6.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

```
// CONFIG
#pragma config FOSC = INTOSCIO   // Os
#pragma config WDTE = OFF        // Wa
#pragma config PWRTE = ON        // Po
#pragma config MCLRE = ON        // RA
#pragma config BOREN = ON        // Br
#pragma config LVP = ON          // Lo
#pragma config CPD = OFF         // Da
#pragma config CP = OFF          // Fl
```

Fig. 6. Configuración de fuse en el programa. Elaboración propia.

El programa requiere una estructura, la cual se basa en la lectura de entradas digitales a través del puerto B del microcontrolador. Estas entradas se logran dividir en dos grupos:

Conjunto de bits que actúan como selector de operaciones lógicas.

```
unsigned char selector = PORTB & 0x0F;
```

Fig.7. Bit selector de operaciones. Elaboración propia.

Este apartado extrae las 4 bits menos significativos (RB3-B0) del PORTB.

Conjunto de valores lógicos de entrada, el cual ejecutará operaciones lógicas como AND, OR, NOT, XOR.

Para realizar estas operaciones se deben de asignar los valores lógicos de entrada.

```
unsigned char inputs = (PORTB >> 4) & 0x0F;
```

Fig. 8. Asignación de valores lógicos de entrada. Elaboración propia.

El cual realiza un corrimiento de los 4 bits asignados hacia la derecha del PORTB, lo que significa que se están extrayendo los bits RB7-RB4 como entradas lógicas.

Posterior a esto, se debe realizar individualmente la extracción para trabajar esas entradas en forma lógica.

```
unsigned char b4 = (inputs >> 0) & 1;
unsigned char b5 = (inputs >> 1) & 1;
unsigned char b6 = (inputs >> 2) & 1;
unsigned char b7 = (inputs >> 3) & 1;
```

Fig.9. Asignación de puertos para las entradas lógicas. Elaboración propia.

Las combinaciones necesarias para realizar la secuencia lógica de lo que espera testear, mantienen una estructura con las condicional if e if-else, las cual recrearán la opción seleccionada por entradas configuradas como lectura del selector.

```
// === Lógica combinacional ===
if(selector == 0b0000) { salida = (b4 & b5) && (b6 & b7); }
else if(selector == 0b0001) { salida = (b4 | b5) && (b6 | b7); }
else if(selector == 0b0010) { salida = (!b4) && (!b5); }
else if(selector == 0b0011) { salida = (b4 ^ b5) && (b6 ^ b7); }
else if(selector == 0b0100) { salida = (b4 & b5) && (b6 | b7); }
else if(selector == 0b0101) { salida = (b4 & b5) && (b6 ^ b7); }
else if(selector == 0b0110) { salida = (b4 & b5) && (!b6); }
else if(selector == 0b0111) { salida = (!b4) && (!b5) && (b6 ^ b7); }
else if(selector == 0b1000) { salida = (!b4) && (!b5) && (b6 & b7); }
else if(selector == 0b1001) { salida = (!b4) && (!b5) && (b6 | b7); }
else if(selector == 0b1010) { salida = (b4 | b5) && (b6 ^ b7); }
else if(selector == 0b1011) { salida = (!b4) && (b5 & b6 & b7); }
else if(selector == 0b1100) { salida = (!b4) && (b5 | b6 | b7); }
else if(selector == 0b1110) { salida = (!b4) && (b5 ^ b6 ^ b7); }
else if(selector == 0b1111) { salida = (!b4) && (!b5) && (!b6) && (!b7); }
```

Fig.10. Combinación lógica del Logic Tester. Elaboración propia.

Este sistema lógico de comparación de las compuertas debe seguir integrando algún dispositivo visual para reflejar los datos. Por lo cual se integra una LCD. Este será conectado a los pines del PORTA, con lo cual el código de la LCD se logra conectar al PIC, inicializar la pantalla y la ejecución de lectura de datos.

```
//*********************COMANDOS Y VARIABLES DE LA LCD*********************
void lcd_pulse_enable() {
    LCD_E = 1; __delay_us(1); LCD_E = 0; __delay_us(100);
}

void lcd_send_nibble(unsigned char nibble) {
    LCD_PORT &= 0xE1;            // limpieza del puerto A en RA1-RA4
    LCD_PORT |= (nibble << 1);  // mueve bits para RA1-RA4
    lcd_pulse_enable();          // pulso Enable
}

void lcd_send_byte(unsigned char value, unsigned char rs) {
    LCD_RS = rs;
    lcd_send_nibble(value >> 4);
    lcd_send_nibble(value & 0x0F);
    __delay_ms(2);
}

void lcd_command(unsigned char cmd) {
    lcd_send_byte(cmd, 0);
}

void lcd_write_char(char c) {
    lcd_send_byte(c, 1);
}

void lcd_write_string(const char *str) {
    while(*str) {
        lcd_write_char(*str++);
    }
}

void lcd_set_cursor(unsigned char row, unsigned char col) {
    unsigned char pos;
    pos = (row == 0) ? 0x80 + col : 0xC0 + col;
    lcd_command(pos);
}

void lcd_clear() {
    lcd_command(0x01);
    __delay_ms(2);
}
```

Fig.11. Codigo integración de la LCD. Elaboración propia.

VI. COMPONENTES

Para el funcionamiento de la placa Logic Tester, se debe integrar diversos componentes electrónicos fundamentales, los cuales, cada uno, cumple con una función específica para la integración con el usuario final. A continuación, se describen los elementos principales para conformar la placa diseñada.

PIC 16F628A

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

[2] Microcontrolador de 18 pines con memoria Flash, CMOS completamente estáticos, de bajo costo y alto rendimiento de 8 bits.

Logran típicamente una comprensión del código de 2:1 y una mejora de velocidad de 4:1 en comparación con otros microcontroladores de 8 bits de su clase.

Además de poseer 8 configuraciones de osciladores. El oscilador RC de un solo pin ofrece una solución económica. El oscilador LP minimiza el consumo de energía, el XT es un cristal estándar y el INTOSC es un oscilador interno de dos velocidades con precisión incorporada.

Este PIC tiene dos puertos (PORTA Y PORTB), los cuales, algunos pines de estos puertos de entrada/salida están multiplexados con funciones alternativas para las características periféricas del dispositivo. En general, cuando un periférico está habilitado, este pin no puede utilizarse como un pin de propósito general para entradas/salidas.

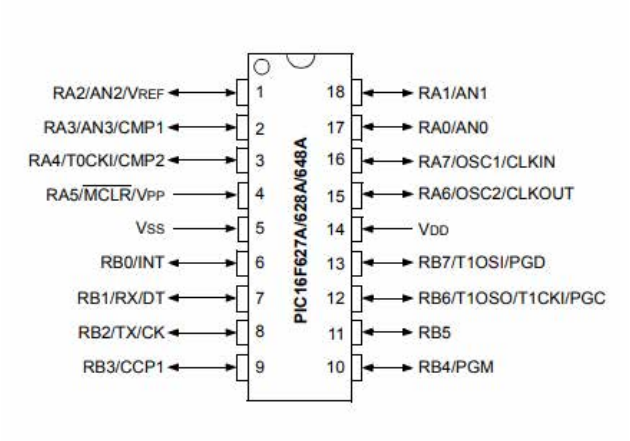


Fig. 12. Diagrama de pines del PIC16F628A.

LCD 16x2

[3] Display LCD (Liquid Crystal Display) es una pequeña pantalla para mostrar caracteres a través de una matriz de puntos luminosos. Estos displays tienen unos pines para conectarlos a un microcontrolador. Están compuestos por 16 columnas y 2 filas.

Dip-Switch

[4] El interruptor DIP (DIP Switch en inglés) se trata de un conjunto de micro interruptores eléctricos de tipo palanca, presentados en un formato encapsulado, conformado por una carcasa rectangular y dos filas paralelas de pines de conexión (denominado Dual In-line Package o DIP). El interruptor puede montarse en los orificios de una placa de circuito impreso (PCB), insertarse en un zócalo o socket, o montarse en una protoboard.

El DIP switch se puede utilizar para la creación de circuitos electrónicos que requieran una interrupción, creando una combinación lógica binaria (encendido o apagado). Lo que corresponde a un número natural , asignado a un canal en específico.

Diodo LED

[5] Sus siglas provienen de “Light-Emiting Diode” y básicamente es un material semiconductor cuyo propósito es emitir luz al ser excitado con corriente. Según el material del que esté hecho, emitirá un color diferente. Cuando el diodo LED se encuentra en polarización directa, los electrones cruzan la unión desde el material tipo n al tipo p. Los huecos del material tipo p y los electrones del material tipo n, son ambos impulsados hacia la región activa, liberando energía en forma de fotones, fenómeno que se denomina electroluminiscencia.

Resistencia

[6] La resistencia es la oposición a la circulación de corriente en cualquier circuito. La resistencia se mide en Ohm.

Los materiales que son buenos conductores de la corriente eléctrica son el cobre y la plata. El vidrio o el caucho son materiales aislantes que no permiten la circulación de corriente. La plata es uno de los mejores conductores, y el vidrio es uno de los mejores aislantes. Entre estos dos extremos se encuentran muchos materiales que permiten que la corriente circule en mayor o menor medida.

VII. TABLAS Y FIGURAS

Según la siguiente tabla 1, tabla de verdad presente para el uso de la Logic Tester, la cual será muy importante para entender qué secuencia es la necesaria para un resultado de salida deseado.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

RB3	RB2	RB1	RB0	Binario	HEX	(RB4-RB5)(RB6-RB7)
0	0	0	0	0000	0x0	AND+AND
0	0	0	1	0001	0x1	OR + OR
0	0	1	0	0010	0x2	NOT + NOT
0	0	1	1	0011	0x3	XOR + XOR
0	1	0	0	0100	0x4	AND + OR
0	1	0	1	0101	0x5	AND + XOR
0	1	1	0	0110	0x6	AND + NOT (RB7 no)
0	1	1	1	0111	0x7	NOT + NOT + XOR
1	0	0	0	1000	0x8	NOT + NOT + AND
1	0	0	1	1001	0x9	NOT + NOT + OR
1	0	1	0	1010	0xA	OR + XOR
1	0	1	1	1011	0xB	(RB4=NOT) + AND 3 INPUT
1	1	0	0	1100	0xC	(RB4=NOT) + OR 3 INPUT
1	1	1	0	1110	0xE	(RB4=NOT) + XOR INPUT
1	1	1	1	1111	0xF	NOT + NOT + NOT + NOT

Tabla.1. Tabla de secuencia lógica de la Logic Tester.

En la tabla No1 se observa la secuencia que debe tener cada bit de selección utilizada (RB0 a RB3) del puerto B. Estas combinaciones, al igual que se representan en la tabla, en una secuencia hexadecimal, añadiendo un resultado asociado a una operación doble (RB4 y RB5) (RB6 y RB7) que se ejecutará.

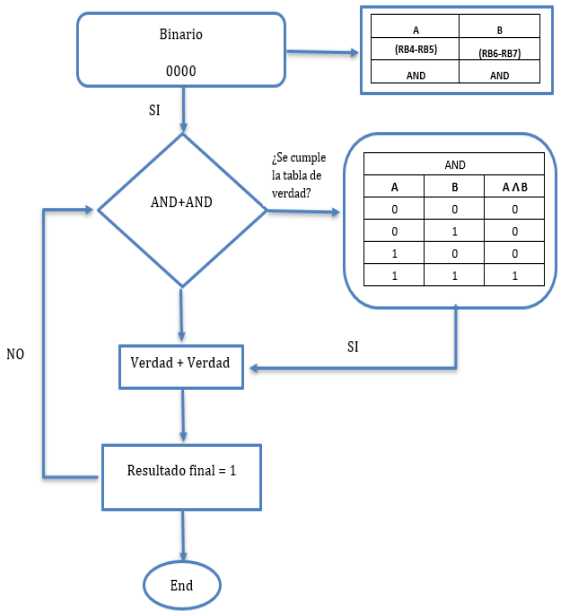


Fig.13. Ejemplo de diagrama de flujo de trabajo de la placa Logic Tester.

En la figura No.13 muestra la representación del diagrama de trabajo que se ejecutará en una de las secuencias ya diseñadas, en la cual se pretende entender con mayor claridad el uso de la Logic Tester.

Además de realizar el estudio en las secuencias del Logic Tester , es importante que el usuario reconozca la lógica de las compuertas a utilizar en la placa, ya que esto proporcionará un mejor análisis e identificación de la lógica a utilizar, como las presentes a continuación en las siguientes tablas 2, 3, 4, 5.

NOT	
A	**¬A**
0	1
1	0

Tabla.2. Tabla de verdad NOT.

AND		
A	**B**	**A ∧ B**
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Tabla.3. Tabla de verdad AND.

OR		
A	**B**	**A ∨ B**
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Tabla.4. Tabla de verdad OR.

XOR		
A	**B**	**A ⊕ B**
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Tabla.5. Tabla de verdad XOR.

VIII. ANÁLISIS DE RESULTADOS

El desarrollo presente en la implementación de la placa educativa Logic Tester compuesta con el microcontrolador PIC16F628A demostró tener un enfoque efectivo para las necesidades de aprendizaje práctico en temas como lógica de compuertas en la electrónica digital.

La placa a realizar se diseña en el software Easy EDA, en la cual se comprueba la integración de componentes como los Dip- switch, LEDs, resistencias y pantalla LCD, facilitando la visualización de los resultados en las operaciones lógicas (AND, NOT, OR, XOR) en tiempo real.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

La Logic Tester ayuda a la necesidad de montar circuitos complejos en protoboards, reduciendo errores de conexión y tiempo en laboratorios. Cómo se demuestra en uno de los artículos agregados en el documento, se logra demostrar que a las herramientas didácticas para estudiantes que cursan este tipo de materias se les hace más fácil y práctico entender los temas vistos y avanzar en la gran enseñanza de la electrónica digital.

En temas de rendimiento, se logra demostrar que el PIC16F628A es adecuado para la aplicación necesaria, logrando ser un proyecto muy eficiente a bajo costo, consumiendo menor energía en relación con la capacidad de controlar múltiples entradas y salidas.

Se logra realizar con éxito la programación en C++ mediante el IDE MPLAB X, el cual permitió desarrollar las secuencias lógicas de manera eficiente e integral. El código fue capaz de integrar las entradas (selector y valores lógicos) y mostrar mediante un LCD los resultados seleccionados sin retrasos significativos.

Al realizar el análisis del rendimiento y funcionalidad de la placa, si bien este cumple con lo requerido y establecido. La placa actual está limitada a operaciones con solamente 4 bits, por lo cual esto podría ser mejorable para incluir operaciones más complejas.

Añadiendo otro punto escalable, será la interfaz del usuario final, ya que, aunque la LCD es funcional, se puede recomendar utilizar otro tipo de interfaz para mejorar la experiencia que tendrá el usuario.

Los resultados obtenidos durante el desarrollo de este proyecto, como logro principal es la fabricación de la PCB y que esta quede funcional, desde el diseño en EASYEDA donde se desarrollo el diseño de la PCB y el ruteo y dimensiones de las pistas, pasando por el acomodo de los componentes, hasta la realización del diseño en 3D del prototipo que posteriormente se creo el documento Gerber para mandar a fabricar 5 placas a la empresa JBLPCB en china, este proceso tuvo una duración aproximada de 7 días donde seguidamente se realiza el montaje y la prueba de los componentes que van sobre el PCB.
se trata de una placa de mascará de soldadura de color blanco la cual nos protege las pistas de la oxidación y dará un aspecto más profesional al proyecto,
A continuación en la figura 14 se mostrará ambos lados de nuestra PCB:

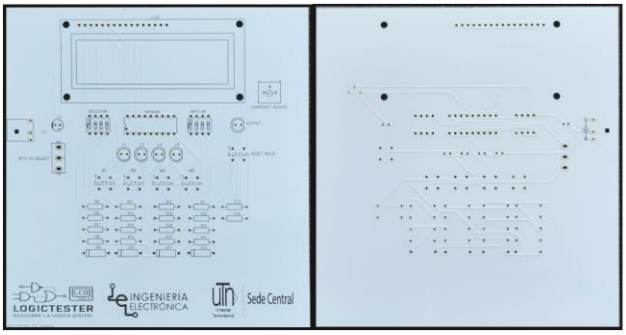


Fig.14 Diseño de la PCB digital

En la parte inferior de la tarjeta se muestran los siguientes logos: Logo de LOGICTESTER, Logo de la carrera de ingeniería electrónica y la universidad a la que formamos parte.

En la figura 15 se muestra la tarjeta con sus componentes ya montados y funcional:

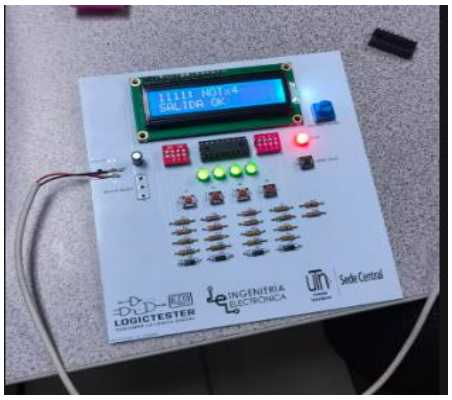


Fig.15 Diseño de la PCB real.

Se observa que tenemos la dirección 1111 lo que quiere decir que seran NOTs en todas las inputs por lo que al no haber ninguna señal en el puerto donde se configuro para la entrada de bits, se enciende la salida, esta es una forma visual de verlo trabajar ya que todos los leds se encienden.

IX. Reconocimientos

Finalmente, queremos agradecer a nuestro profesor y guía del proyecto, Esteban Rojas Jiménez, por su respaldo y guía, que fueron esenciales para alcanzar los objetivos planteados en el proceso del curso. Además, por su gran experiencia y conocimiento en el área, no solo ayudó a guiarnos, sino que nos enriqueció e impulsó a la calidad y la mejora en el proceso de trabajo realizado.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

X. CONCLUSIONES.

Durante la realización del proyecto y la puesta en marcha del dispositivo podemos concluir que la implementación dispositivos interactivos facilita y mejora el proceso de aprendizaje.

También se puede incluir como conclusión que, se logra crear un dispositivo interactivo para la educación de la electrónica.

Por otro lado, esta experiencia fortaleció nuestros conocimientos en la electrónica digital y el diseño de PCBs.

XI. REFERENCIAS

[1] J.A. Garza Garza, M. Hinojosa, A. Treviño "EFECTIVIDAD DE SECUENCIAS DIDÁCTICAS Y TÉCNICA DE APRENDIZAJE ACTIVO EN CURSO DE ELECTRÓNICA DIGITAL". Revista electrónica Anfei Digital,2018

[2] Microchip Technology Inc., PIC16F627A/628A/648A Data Sheet, DS40044G, 2009,[Online]. Available: https://ww1.microchip.com/downloads/aemDocuments/documents/MCU08/ProductDocuments/DataSheets/40044G.pdf.

[3] Blog AVERROES,"Arduino.Display LCD", IESBellavista, 2018

[4] DCR, DIP SWITCH DE 10 POSICIONES TIPO PIANO, AG electrónica, 2019,[Online]. Available: https://agelectrónica.lat/pdfs/textos/D/DIP-10_PIANO.PDF.

[5] S. César, "ESTUDIO DE LA FIABILIDAD MEDIANTE ENSAYOS ACELERADOS DE DIODOS ULTRAVIOLETA DE ALTA POTENCIA," UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID, 2014. https://oa.upm.es/34006/1/PFC_cesar_segura_antunez.pdf.

[6] INET, Electrónica Guía de estudio 1: Resistencias, Ministro de educación Argentina. https://www.inet.edu.ar/wp-content/uploads/2020/07/ELECTRONICA_Gu--a01-Resistencias.pdf.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Detector de Humo y Temperatura

David Jiménez
Universidad Técnica Nacional
Carrera de Ingeniería electrónica
Alajuela, Costa Rica
https://orcid.org/0009-0005-6899-6531

Josue Vargas
Universidad Técnica Nacional
Carrera de Ingeniería electrónica
Alajuela, Costa Rica
https://orcid.org/0009-0006-7974-9322

Esteban Rojas Jimenez
Universidad Técnica Nacional
Carrera de Ingeniería electrónica
Alajuela, Costa Rica
http://orcid.org/0000-0003-0032-3347

Abstract— El sistema de detección de humo y temperatura consiste en el diseño de un sistema de monitoreo con el microcontrolador PIC16F628A, capaz de medir temperatura y detectar humo en tiempo real y visualizarlo en una interfaz gráfica. Utiliza el sensor LM35 para la temperatura, por su precisión y comunicación digital y el sensor MQ-2 con módulo LM393 para la detección de humo. Los datos se transmiten por comunicación serial hacia una interfaz gráfica desarrollada en Python, usando PySerial y Tkinter, lo que permite visualizar la información de forma clara y accesible. El sistema tiene aplicaciones en entornos industriales, domésticos o institucionales, y puede ampliarse con más sensores o funciones como alarmas. El desarrollo incluyó diseño teórico, simulación en Proteus. Se abordaron aspectos técnicos, de programación y de seguridad electrónica. El sistema es replicable, de bajo costo y útil como herramienta educativa, fomentando habilidades en electrónica, programación y diseño de interfaces, a partir de una necesidad práctica del entorno real.

Keywords— microcontrolador, sensor de temperatura y humo, comunicación serial, interfaz gráfica, Python.

I. INTRODUCCIÓN

En la actualidad, la integración de sistemas embebidos en aplicaciones de monitoreo ha adquirido gran relevancia. La necesidad de contar con dispositivos que detecten variaciones en las condiciones del entorno, como la presencia de humo o el aumento de temperatura, es crucial tanto en ámbitos residenciales como industriales.

Estos sistemas permiten no solo la prevención de incidentes, sino también la automatización de respuestas mediante alertas tempranas.

El sistema de monitoreo de detección de temperatura y humo basado en el microcontrolador PIC16F877A, es capaz de detectar la presencia de humo y medir la temperatura en el ambiente que se encuentre, enviando los datos a una interfaz gráfica desarrollada en Python mediante comunicación serial USART. La elección del PIC16F877A se debe a su bajo costo, facilidad de programación y versatilidad en aplicaciones de control digital [Microchip, 2022]. Asimismo, se utilizarán sensores digitales ampliamente conocidos por su eficiencia en aplicaciones educativas y de prototipado el sensor de humo MQ-2 y el sensor de temperatura LM35. Ambos serán integrados al sistema y sus datos serán visualizados en una interfaz gráfica, lo que facilitará su interpretación por parte del usuario.

II. ANTECEDENTES

La detección temprana de humo y temperaturas anómalas es crucial para prevenir incendios, tanto en entornos domésticos como industriales. Sin embargo, muchos sistemas comerciales resultan costosos o difíciles de implementar en contextos educativos o de bajo presupuesto. Por esta razón, es importante desarrollar soluciones accesibles, funcionales y replicables que permitan supervisar condiciones de riesgo en tiempo real.

Este proyecto busca ofrecer una solución de bajo costo y fácil implementación mediante el uso del microcontrolador PIC16F628A y sensores comunes como el LM35 y el MQ-2. Su diseño modular permite, además, futuras ampliaciones como la incorporación de alarmas, sistemas de notificación o almacenamiento de datos.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

El diseño como se muestra en la figura 1 se enfoca en integrar sensores de temperatura y humo con una interfaz gráfica desarrollada en Python, conectada vía comunicación serial (USART) con una PC. No se contemplan tecnologías inalámbricas ni control de actuadores externos, lo que permite mantener la simplicidad del sistema y facilitar su uso como herramienta educativa o prototipo técnico funcional.

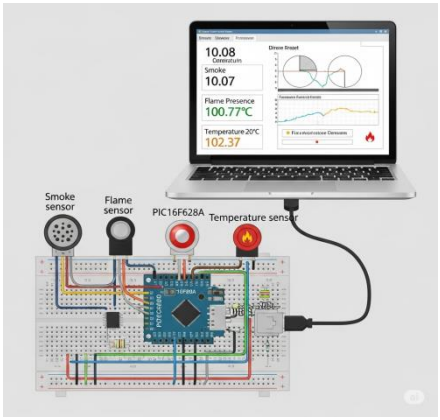


Figura 1

III. DISEÑO

Para el desarrollo del sistema de detección de humo y temperatura se siguió una metodología por etapas, permitiendo una construcción organizada y escalable.

La primera etapa fue definir qué se quería que hiciera el sistema que pudiera medir la temperatura del ambiente, detectar si había humo y enviar esa información a una computadora usando comunicación serial como se muestra en la figura 2.

A partir de estos requerimientos, se procedió con la selección de componentes electrónicos, priorizando bajo costo, compatibilidad con el microcontrolador PIC16F628A y disponibilidad comercial. Se eligieron el sensor de temperatura LM35, el sensor de gases MQ-2 con comparador LM393, y el módulo de comunicación USB-Serial CH340.

Luego se diseñó el circuito esquemático, integrando sensores y módulos al microcontrolador de forma lógica. Este circuito fue implementado y simulado en el software Proteus, permitiendo comprobar el funcionamiento del sistema sin necesidad de hardware físico.

Finalmente, se realizó el diseño del PCB usando la plataforma EasyEDA, optimizando el espacio y la disposición de los componentes, y generando los archivos Gerber necesarios para su fabricación.

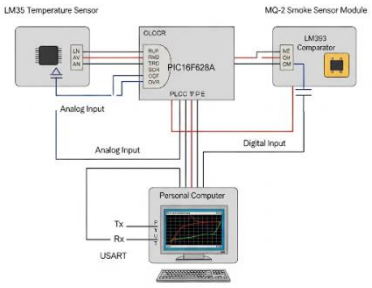


Figura 2

Procedimiento general de desarrollo

1. Selección de sensores.
2. Desarrollo de código fuente en .C utilizando MPLAB X con compilador XC8.
3. Configuración de USART: 9600 baudios, 8 bits.
4. Lectura de sensores: El LM35 se comunica por 1-Wire, el MQ-2 se lee como binario (1 o 0).
5. Envío de datos por USART al puerto serial cada 1 segundo.
6. Visualización de datos en la PC mediante Python.
7. Simulación en Proteus.

A. PROGRAMACIÓN

En la programación del microcontrolador PIC16F628A, se utilizó el entorno de desarrollo MPLAB X IDE es una plataforma oficial de Microchip Technology que permite escribir, compilar, depurar y cargar código en los microcontroladores PIC. MPLAB X IDE es una herramienta que ofrece un entorno amigable para desarrolladores de sistemas embebidos. A través de este entorno es posible integrar el compilador XC8, especialmente diseñado para la familia PIC de 8 bits, como el PIC16F628A.

En este proyecto, todo el código fue escrito en lenguaje C utilizando el compilador XC8, el cual traduce las instrucciones de alto nivel a lenguaje máquina que el microcontrolador puede interpretar. El proceso de desarrollo incluye las siguientes etapas dentro de MPLAB X IDE:

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

1. Creación del proyecto.
2. Escritura del código fuente.
3. Compilación.
4. Simulación o carga al microcontrolador.

La Figura 3 muestra un ejemplo del entorno de trabajo en MPLAB X IDE, donde se puede observar un parte del código desarrollado en el proyecto con su estructura. Esta vista permite al desarrollador tener control total sobre cada sección del programa, facilitando la depuración, organización del sistema y configuración de bits.

```
#include <xc.h>
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>

// CONFIGURACIÓN DEL MICROCONTROLADOR
#pragma config FOSC = XT        // Oscilador externo
#pragma config WDTE = OFF       // Watchdog Timer desactivado
#pragma config PWRTE = OFF      // Power-up Timer desactivado
#pragma config BOREN = ON       // Brown-out Reset activado
#pragma config LVP = OFF        // Programación en baja tensión desactivada
#pragma config CPD = OFF        // Protección de datos EEPROM desactivada
#pragma config WRT = OFF        // Escritura en memoria desactivada
#pragma config CP = OFF         // Protección de código desactivada

#define _XTAL_FREQ 4000000

// Definiciones de pines
#define SENSOR_HUMO RA0
#define SENSOR_TEMP RA1
#define ALARMA_HUMO RD0
#define ALARMA_TEMP RD1

void UART_Init(void) {
    TRISC6 = 0;  // TX como salida
    TRISC7 = 1;  // RX como entrada (no usado)
    SPBRG = 25;  // Baud rate para 9600 con 4MHz
    TXEN = 1;
    BRGH = 1;
    SYNC = 0;
    SPEN = 1;
}

void UART_Write(char data) {
    while (!TXIF);
    TXREG = data;
}
```

Figura 3

La visualización de los datos obtenidos por el microcontrolador se realiza mediante un programa desarrollado en Python, el cual permite construir interfaces gráficas simples pero efectivas utilizando bibliotecas como Tkinter. Python fue elegido por su facilidad de uso, compatibilidad multiplataforma y su capacidad para integrarse con dispositivos externos a través de puertos de comunicación.

Se utiliza la librería PySerial para establecer una conexión serial con el microcontrolador PIC16F628A, que transmite continuamente los datos de temperatura y detección de humo a través del módulo USART.

La interfaz gráfica de usuario es una forma de interacción visual entre el usuario y el sistema, que permite representar datos e información mediante elementos gráficos como botones, ventanas, textos o indicadores. Se diseñó una GUI sencilla pero funcional, con el objetivo de mostrar al usuario el estado en tiempo real de la temperatura ambiente y la presencia de humo, sin necesidad de interpretar datos técnicos o líneas de texto.
La interfaz fue desarrollada utilizando Tkinter, la biblioteca estándar de Python para crear interfaces gráficas de escritorio. Su diseño se centró en la visualización clara e intuitiva de las variables monitoreadas por el sistema.

Se utilizaron elementos gráficos como rectángulos y círculos. El rectángulo contiene un valor numérico que indica la temperatura actualizado continuamente conforme el microcontrolador envía los datos. Por otro lado, el círculo cambia de color dependiendo de la presencia o ausencia de humo.

Esta forma de representación permite que cualquier usuario sin necesidad de conocimientos técnicos pueda interpretar rápidamente el estado del ambiente monitoreado.

La Figura 4 muestra un ejemplo visual de la interfaz desarrollada. En ella se observan los elementos gráficos mencionados, actualizados en tiempo real con los datos provenientes del microcontrolador PIC16F628A.

Para lograr esta comunicación fluida, se utilizó la biblioteca PySerial, la cual permite establecer una conexión UART entre el microcontrolador y la computadora.

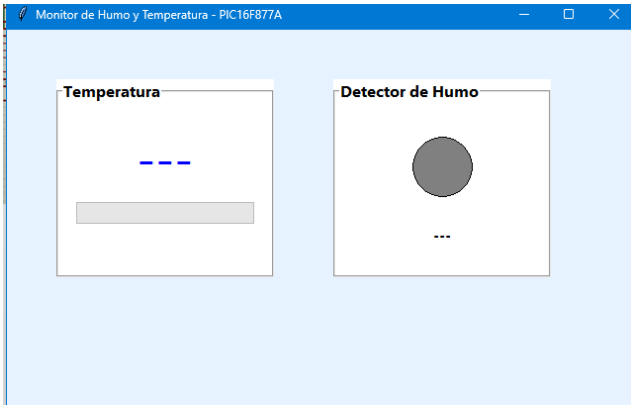


Figura 4

El uso de comunicación serial mediante USART ofrece múltiples beneficios para sistemas embebidos de monitoreo como:

- Simplicidad: No requiere configuración compleja ni protocolos avanzados.
- Estabilidad: Comunicación confiable entre el microcontrolador y el PC.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

- Bajo costo: No se necesita hardware inalámbrico adicional.
- Facilidad de desarrollo de GUI: Gracias a la interfaz serial, se pueden recibir y visualizar datos fácilmente en Python.
- Ampliable: La interfaz gráfica puede evolucionar con más funcionalidades, como alarmas, gráficas o almacenamiento de datos.

B. ELECTRONICO

Se llevó a cabo una etapa de simulación en el software Proteus con el fin de validar el funcionamiento. Proteus es una herramienta de diseño electrónico que permite construir esquemas de circuitos, simular su comportamiento y visualizar la interacción entre componentes como microcontroladores, sensores y módulos de comunicación.

Se programó el microcontrolador con el mismo archivo .hex generado desde MPLAB X IDE, lo que permite verificar que el código funciona correctamente sin necesidad de conectar físicamente los componentes y así poder ver las señales que nos da los sensores y cómo se comportan también visualizar esos datos en la interfaz gráfica usando el componente de "Virtual Terminal" en Proteus.

Esta etapa de pruebas fue fundamental para detectar posibles errores en el diseño, verificar conexiones lógicas y asegurar que el código funcione correctamente.

La comunicación entre el microcontrolador y la computadora se realiza mediante el protocolo UART (Universal Asynchronous Receiver/Transmitter), que permite el envío de datos de forma secuencial, bit a bit, sin necesidad de reloj compartido.

Esta comunicación es asíncrona, por lo que ambos dispositivos deben estar sincronizados en los mismos parámetros de transmisión velocidad en baudios, número de bits de datos, paridad y bits de parada.

Para establecer esta comunicación, el microcontrolador envía los datos por su módulo USART a través del pin TX, y puede recibir datos por el pin RX.

Estos pines trabajan con niveles lógicos TTL (0–5V), por lo que es necesario utilizar un convertidor USB-Serial que convierta estas señales a nivel USB para que puedan ser reconocidas por la computadora.

En el lado del microcontrolador, la configuración del USART se realiza dentro del código fuente en lenguaje C, utilizando el compilador XC8 en el entorno MPLAB X IDE.

Se habilitan los registros del módulo USART, se define la velocidad de transmisión en este caso 9600 baudios y se activan las funciones de transmisión y recepción.

En la Figura 5 muestra una captura de la simulación realizada en Proteus, donde se puede ver el microcontrolador, los sensores conectados y el terminal virtual que simula la recepción de datos por parte de la computadora.

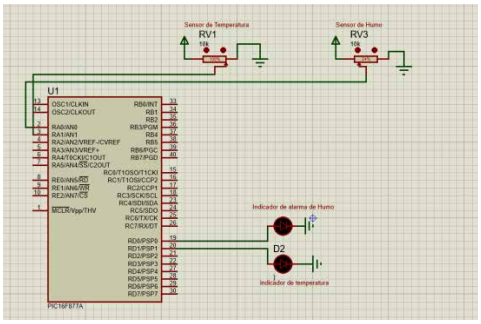


Figura 5

C. HARDWARE

Una vez validado el funcionamiento del sistema, se procedió a realizar el diseño del PCB (Printed Circuit Board) utilizando EasyEDA, una herramienta gratuita para el diseño de circuitos impresos, que permite crear esquemas electrónicos, diseñar placas de circuito, y generar archivos Gerber listos para fabricación.

EasyEDA ofrece una interfaz intuitiva y una amplia librería de componentes electrónicos, permitiendo organizar de manera ordenada todos los elementos del sistema: el microcontrolador PIC16F628A, el sensor de temperatura LM35, el sensor de humo MQ-2 con LM393, el módulo USB-Serial, y los demás componentes necesarios.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Además, permite visualizar tanto el diseño en 2D como una vista previa en 3D del PCB final en las figuras 6 y 7 muestran el resultado del diseño del circutio en la PCB en EasyEDA:

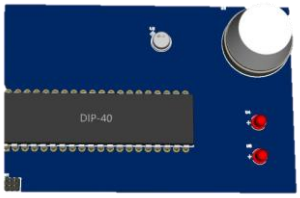


Figura 6

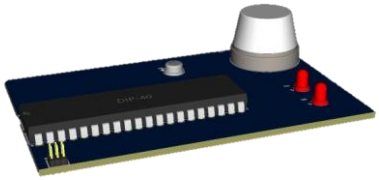


Figura 7

D. *COMPONENTES*

- PIC16F628A

El PIC16F628A es un microcontrolador muy utilizado en electrónica por su facilidad de programación y múltiples funciones. Tiene 18 pines, incluye conversores analógico-digital, comunicación serial y es ideal para proyectos de control automático.

- Sensor de temperatura LM35

Es un sensor de temperatura analógico con buenas, económico, sencillo de usar, dimensiones reducidas. Permite medir temperatura en un rango desde -55ºC hasta 150ºC. Su salida es de tipo analógica y lineal.

- Sensor de humo MQ-2 con LM393

El sensor MQ-2 con LM393 permite detectar gases combustibles y humo. El MQ-2 capta concentraciones de gases como LPG, metano, alcohol o humo, y el comparador LM393 genera una salida digital cuando se supera un umbral ajustable mediante un potenciómetro, facilitando la lectura con microcontroladores.

- Módulo USB-Serial CH340

El módulo USB-Serial CH340 permite establecer comunicación entre un microcontrolador y una computadora a través del puerto USB. Convierte señales USB a niveles TTL (3.3 V o 5 V), compatibles con UART.

- PICKIT 3

Programador y depurador oficial de Microchip para microcontroladores PIC y dsPIC. Permite cargar el archivo .hex al PIC16F628A y realizar depuración en circuito (ICSP), todo directamente desde MPLAB X IDE

- Protoboard

Plataforma para realizar prototipos de circuitos electrónicos sin necesidad de soldar. Facilita el armado y conexión rápida de componentes mediante cables

E. ***Análisis del diseño***

El diseño del sistema de detección de humo y temperatura utilizando el microcontrolador PIC16F628A se enfocó en lograr simplicidad, efectividad y una integración adecuada entre hardware y software. La elección de este microcontrolador se basó en su bajo costo, facilidad de programación en el entorno MPLAB X IDE y la incorporación de un módulo USART, el cual permite una comunicación serial confiable con dispositivos externos sin requerir hardware adicional. Para la detección de las variables del sistema se utilizaron dos sensores principales el MQ-2 para la detección de humo y gases inflamables, y el LM35 como sensor de temperatura analógica. El MQ-2 funciona con un voltaje de operación de 3.3 V o 5 V, lo que facilita su conexión directa al microcontrolador, mientras que el LM35 entrega una señal analógica lineal de 10 mV por cada grado Celsius, simplificando el procesamiento de la temperatura sin necesidad de calibraciones complejas.

La comunicación entre el microcontrolador y la computadora se estableció a través de su módulo USART, el cual se integró con la librería PySerial en Python para el monitoreo de datos en tiempo real.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

El uso de Python resultó ser una excelente elección, ya que su entorno simplifica el manejo de la comunicación serial sin requerir protocolos avanzados, permitiendo desarrollar una interfaz gráfica que muestra de manera continua las lecturas de humo y temperatura.

El software de simulación Proteus permitió validar el correcto funcionamiento del diseño sin comprometer recursos de hardware reales. Gracias a esta simulación fue posible verificar la estabilidad de las lecturas, depurar errores de programación, confirmar la comunicación serial y realizar ajustes en la lógica del firmware, reduciendo significativamente los posibles problemas durante la etapa de implementación física y comprobado de una vez el correcto funcionamiento optimizando tiempo y recursos.

IV. ESPECIFICACIONES TECNICAS

Microcontrolador PIC16F877A

- **Voltaje de operación:** 2.0V – 5.5V
- **Reloj interno:** 4 MHz
- **Periféricos:** 16 pines I/O, UART, comparadores, temporizadores
- **Comunicación:** UART síncrono y asíncrono
- **Consumo:** hasta 1 mA en modo activo
- **Referencia:** Microchip Technology Inc. (2022), PIC16F877A Datasheet.

Sensor de temperatura LM35

- **Rango de temperatura:** -55 °C a +125 °C
- **Precisión:** ±0.5 °C entre -10 °C y +85 °C
- **Comunicación:** Comunicación: salida analógica lineal (0.01V/°C)
- **Alimentación:** 3.0V – 5.5V Referencia: Maxim Integrated (2008), *DS18B20 Digital Thermometer Datasheet*.

Sensor de humo MQ-2 con comparador LM393

- **Gases detectados:** Propano, butano, humo, metano, alcohol
- **Voltaje de operación:** 5V
- **Salida:** Analógica y digital (ajustable vía potenciómetro) Referencia: Hanwei Electronics (2017), *MQ-2 Sensor Datasheet*.

Módulo USB-Serial (CH340 o FTDI)

- **Voltaje de operación:** 3.3V o 5V
- **Comunicación:** UART TTL a USB Referencia: WCH Electronics (2021), *CH340G Datasheet*.

Parámetros relevantes se pueden observar en la tabla 1.

Componente	Voltaje	Corriente	Interfaz	Justificación
PIC16F877A	5V	<1 mA (modo activo)	UART	Bajo consumo, fácil programación
LM35	3.3–5V	<1 mA	Analógica	Preciso, fácil lectura analógica
MQ-2	5V	~150 mA	Digital	Alta sensibilidad al humo
CH340	5V	50 mA	USB/UART	Compatibilidad universal

Tabla 1

V. CONCLUSIONES

El desarrollo de un sistema funcional de monitoreo de temperatura y detección de humo utilizando el microcontrolador PIC16F628A, sensores digitales y comunicación serial con una interfaz gráfica en Python, demostró ser eficaz, confiable y replicable como prototipo de bajo costo para entornos domésticos o académicos.

Durante el desarrollo, se aplicaron conocimientos fundamentales de electrónica digital, programación embebida y protocolos de comunicación UART, además de realizar simulaciones y pruebas físicas que validaron el funcionamiento.

El trabajo refuerza la importancia de la documentación técnica, la selección adecuada de componentes y la integración correcta entre hardware y software para lograr sistemas funcionales y prácticos en el mundo real.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

VI. BIBLIOGRAFIA

[1] Microchip Technology Inc., *PIC16F877A Datasheet*, 2022. [Online]. Available: https://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/40044f.pdf [Accessed: 01-Aug-2025].

[2] Texas Instruments, *LM35 Precision Centigrade Temperature Sensors (Rev. H)*, Dec. 2017. [Online]. Available: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm35.pdf [Accessed: 01-Aug-2025].

[3] Hanwei Electronics, *MQ-2 Datasheet*, 2017. [Online]. Available: http://www.futurlec.com/Datasheet/Sensor/MQ2.pdf [Accessed: 01-Aug-2025].

[4] Microchip Technology Inc., *MPLAB X IDE User Guide*, 2022. [Online]. Available: https://www.microchip.com/en-us/tools-resources/develop/mplab-x-ide [Accessed: 01-Aug-2025].

[5] Labcenter Electronics, *Proteus Design Suite*, 2023. [Online]. Available: https://www.labcenter.com [Accessed: 01-Aug-2025].

[6] National Instruments, “Guía de comunicación UART,” 2014. [Online]. Available: https://www.ni.com/es-co/support/documentation/supplemental/06/serial-communication.html [Accessed: 01-Aug-2025].

[7] J. Hernández, *Sensores en sistemas embebidos*, Ediciones Técnicas, 2020.

[8] R. García, *Instrumentación electrónica moderna*, Alfaomega, 2019.

[9] WCH (Nanjing QinHeng Corp.), *CH340 Datasheet - USB Bus Converter Chip, Rev. 1.0*, Sep. 2008. [Online]. Available: http://www.wch-ic.com/downloads/CH340DS1_PDF.html [Accessed: 01-Aug-2025].

[10] Microchip Technology Inc., “PICkit 3 In-Circuit Debugger/Programmer, Part Number: PG164130,” *Microchip*, [Online]. Available: https://www.microchip.com/en-us/development-tool/pg164130 [Accessed: 01-Aug-2025].

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Soldadura y Entrenamiento en Chips BGA: Estudio comparativo de procesos.

Gustavo Rodríguez, Diego Brengi, Sergio Guberman y Marcelo Acevedo
Departamento de Integración de Sistemas Micro y Nanoelectrónicos
Dirección Técnica de Micro y Nanotecnologías
Instituto Nacional de Tecnología Industrial
Buenos Aires, Argentina
Email: {grodriguez, brengi, sguberman, macevedo}@inti.gob.ar

***Resumen*—Este trabajo presenta las actividades realizadas para la soldadura e inspección de encapsulados Ball Grid Array (BGA). Para tal fin se diseñaron y utilizaron cupones de pruebas específicos, en combinación con diferentes chips BGA. Las pruebas se llevaron a cabo en tres escenarios complementarios: una planta piloto de prototipado en el INTI, una línea industrial de montaje superficial en la empresa Pixart S.R.L., y una estación de retrabajo especializada en BGA. Se abordaron aspectos críticos como los métodos de posicionamiento, la configuración de perfiles térmicos de soldadura y la inspección mediante rayos X. Los resultados obtenidos demostraron la utilidad de los cupones en procesos de entrenamiento, permitiendo validar procedimientos, identificar limitaciones operativas y consolidar buenas prácticas de manufactura en entornos industriales y educativos. La experiencia sentó además bases sólidas para futuros entrenamientos prácticos, la incorporación de conceptos de diseño para la manufactura y la transferencia de conocimientos sobre tecnología BGA.**

***Palabras clave*—PCB, circuitos impresos, cupones, BGA, ensamblaje, SMT, inspección, caracterización, entrenamiento, montaje superficial, rayos X.**

I. Introducción

La tecnología de montaje superficial ó SMT (“Surface-Mount Technology” en inglés) consiste en un método de ensamblaje de placas electrónicas, en el cual los componentes se colocan directamente sobre la superficie de la placa de circuito impreso [1]. En la actualidad, constituye una de las técnicas de ensamblaje más difundidas dentro de la industria electrónica, debido a que posibilita una mayor densidad de componentes y contribuye a mejorar la eficiencia en la producción de placas. A medida que la industria electrónica evoluciona, también lo hacen los diferentes tipos de encapsulados empleados en el montaje superficial. En este marco, los encapsulados *Ball Grid Array (BGA)* han adquirido una presencia significativa, lo que hace necesario contar con un manejo adecuado de esta tecnología durante el proceso de ensamblado de placas electrónicas.

Esto se logra mediante los procesos de puesta en marcha, calibración y entrenamiento de las líneas de ensamblaje SMT, los cuales generalmente se realizan utilizando placas de prueba, comúnmente denominadas *cupones*. Estas pueden ser de diseño propio, comerciales o provistas por alguno de los proveedores del equipamiento involucrado en la línea. Para la realización del presente trabajo se emplearon cupones de diseño propio.

I-A. Cupones

Los *cupones* son estructuras de prueba y/o control de calidad que se ubican en el mismo panel de ensamble, generalmente en los márgenes del circuito impreso que se desea fabricar. Por este motivo, suelen tener dimensiones reducidas, de modo que no afecten significativamente el área útil disponible. La Figura 1 muestra un ejemplo de la disposición de estos cupones dentro de un panel de fabricación.

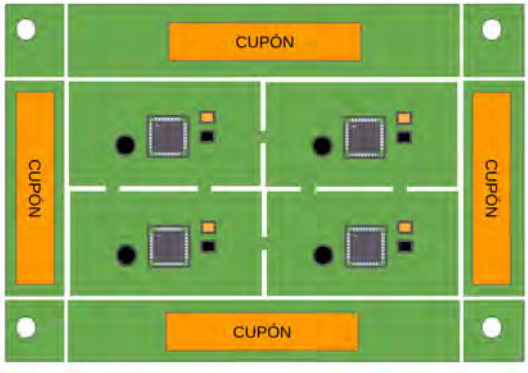


Figura 1. Panelizado de un circuito impreso con una distribución de cupones típica.

La norma IPC-2221B [2], en sus apéndices A y B, definen varios cupones de prueba orientados a evaluar características de fabricación. Algunos ejemplos son:

- **Cupón A/B:** Contiene agujeros metalizados que se utilizan para evaluar estrés térmico, retrabajo y fisuras en el cilindro metalizado (vía).
- **Cupón C:** Utilizado para testear la fuerza necesaria para despegar el cobre del sustrato.
- **Cupón D:** Evalúa la resistencia de interconexión y continuidad.
- **Cupón M:** Destinado a probar la soldabilidad en componentes SMD.

Ninguno de los cupones mencionados en la norma IPC-2221B tienen como finalidad la prueba ni el entrenamiento con el

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

equipamiento que integra una línea de ensamblaje SMT. Por este motivo, se diseñaron cupones específicos para el presente trabajo. En [3] se detallan los criterios adoptados para su diseño y la forma en que fueron implementados. Estos diseños también se emplean con fines de entrenamientos, actividad considerada fundamental para la enseñanza y el perfeccionamiento de los conceptos de *Diseño para la Manufacturabilidad (DFM)* [4] [5].

I-B. Chips de encapsulados BGA

Los encapsulados *BGA (Ball Grid Array)* constituyen una tecnología ampliamente consolidada en el sector electrónico, reconocida por su capacidad para alojar una alta densidad de conexiones en un espacio reducido (Ver Fig 2). Dentro de la familia de este tipo de encapsulados (*Grid Array*), ofrecen una mejor relación entre costo y facilidad de uso en comparación con alternativas como *Pin Grid Array (PGA)* o *Land Grid Array (LGA)*. En la actualidad, es común que

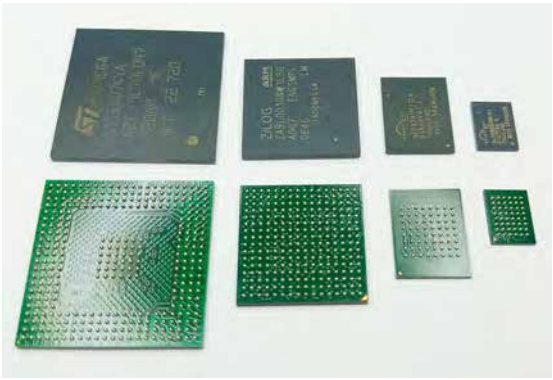


Figura 2. Chips BGA con diferentes encapsulados BGA-324, BGA-256, BGA-64 y BGA-48. Estos son los que fueron utilizados para desarrollar el presente trabajo.

los nuevos circuitos integrados con funcionalidades avanzadas estén disponibles únicamente en este formato. Esta tendencia ha impulsado la estandarización del uso de encapsulados BGA en la industria local. Sin embargo, su adopción plantea diversos desafíos técnicos [6], tanto en el diseño como en la precisión del posicionamiento durante el ensamblaje, la definición de perfiles térmicos de soldadura y las posteriores tareas de inspección. En un escenario global donde la fabricación y el ensamblaje de dispositivos electrónicos se concentran en países como China, podría parecer innecesario promover la producción local de placas electrónicas con estos encapsulados. No obstante, existen varias razones para hacerlo:

- Aplicaciones sensibles o estratégicas, como sistemas militares o de seguridad nacional.
- Entrenamiento y capacitación en temáticas de DFM (diseño para la manufacturabilidad) y DFA (diseño para el ensamblaje) [4].
- Fabricación de primeros prototipos y ciclos de desarrollo más ágiles (diseño, fabricación, armado y rediseño).
- Tiempos logísticos y control directo del stock.
- Escenarios geopolíticos cambiantes.

II. Diseño de Cupones y Panel de Prueba

Los circuitos electrónicos suelen tener una gran variedad de componentes electrónicos. Por ese motivo, para llevar a cabo el presente trabajo se diseñó una placa que integra diferentes encapsulados, incluyendo chips BGA.
Basándose en los diseños de cupones presentados en trabajos previos [3], se desarrollaron dos cupones adicionales (MIX-01 y MIX-02) con el objetivo de incluir distintos tipos de encapsulados. Como resultado, se obtuvo una placa de pruebas conformada por la combinación (ver Fig. 3) de tres cupones diferentes:

- **Cupón MIX-01:** Contiene encapsulados del tipo 0402, SOD80C/MiniMELF, SOT23, SOIC-14, BGA-48, BGA 256 y BGA-324.
- **Cupón MIX-02:** Contiene encapsulados del tipo 0805, 0603, 0402 y 0201.
- **Cupón DO-214AC-SO8:** Contiene encapsulados DO-214AC y encapsulado SO8.

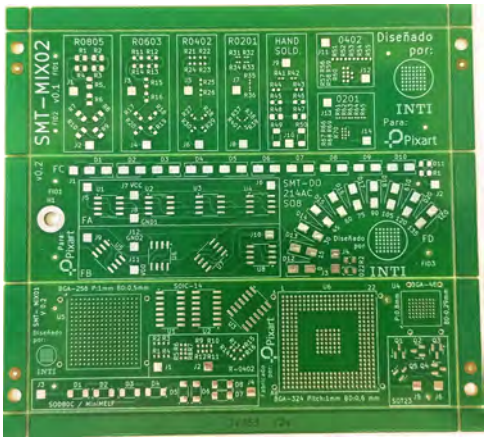


Figura 3. Placa de prueba conformada por la combinación de tres cupones diferentes.

El tamaño y la forma de los cupones diseñados tuvieron como objetivo facilitar su ubicación en los bordes de un panelizado o su combinación entre sí para obtener un panel de prueba. Cada cupón posee un tamaño de 10x3 cm, fue diseñado en KiCad [7] [8] y pensado para fabricarse en una sola capa (simple faz).

III. Escenarios del Proceso

Utilizando el mismo panel, se realizaron pruebas en dos líneas de ensamblaje SMT y en una estación de retrabajo especializada en chips con encapsulados BGA.
En ambas líneas de ensamblaje se empleó el mismo esténcil de acero inoxidable y la misma pasta de estaño con plomo, marca ALPHA modelo OM-5300 (62Sn/36Pb/2Ag).
A continuación, se presentan los diferentes escenarios empleados y sus respectivos casos de aplicación.

III-A. Planta Piloto de armado en INTI

En el área de Micro y Nanotecnologías del INTI funciona una planta piloto para el prototipado de circuitos impresos [9],

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

que cuenta con equipamiento para el armado, la inspección y el retrabajo en baja escala. Esta línea está orientada a la producción de los primeros prototipos de un producto o sistema electrónico, así como a actividades de capacitación. Los equipos involucrados (ver Fig. 4) en esta línea son:

- Impresora para esténcil modelo NeoDen FP2636 (manual).
- Pick and Place modelo LE40V de la firma DDM Novastar.
- Horno de refusión modelo GF-12HC-HT de 3 zonas, de la firma DDM Novastar.



Figura 4. Línea SMT de prototipado en INTI. De izquierda a derecha: pick-and-place y horno de refusión.

III-B. Línea de armado en Pixart S.R.L

La empresa Pixart S.R.L. [10], ubicada en la Plaza Industrial de Escobar, provincia de Buenos Aires, dispone de dos líneas de montaje superficial: una de alto volumen y otra de volumen medio. Para el presente trabajo se empleó esta última línea, conformada (ver Fig. 5) por el siguiente equipamiento:

- Impresora para esténcil modelo G5 de la firma GKG (automática).
- Pick and Place modelo HW-T6-64F de la firma Beijing Huawei SMT Electronic Technology.
- Horno de refusión modelo 1000M de 10 zonas de la firma Shenzhen Shengdian Electronic Equipment.



Figura 5. Línea SMT en Pixart S.R.L. De izquierda a derecha: Impresora de esténcil, pick-and-place y horno de refusión.

III-C. Estación de Retrabajo PACE IR-3000

Dentro del laboratorio de electrónica en el área de Micro y Nanotecnologías del INTI, junto a la planta piloto para el prototipado de circuitos impresos, se encuentra una estación de retrabajo especializada en chips de tecnología BGA. El equipo utilizado (ver Fig. 6) corresponde al modelo IR-3000 de la firma PACE, el cual emplea tecnología de calor por infrarrojos para realizar procesos soldadura y desoldadura de estos chips. Este cuenta con un sistema visual compuesto de un prisma y una mecánica de alta precisión para el posicionamiento del componente.

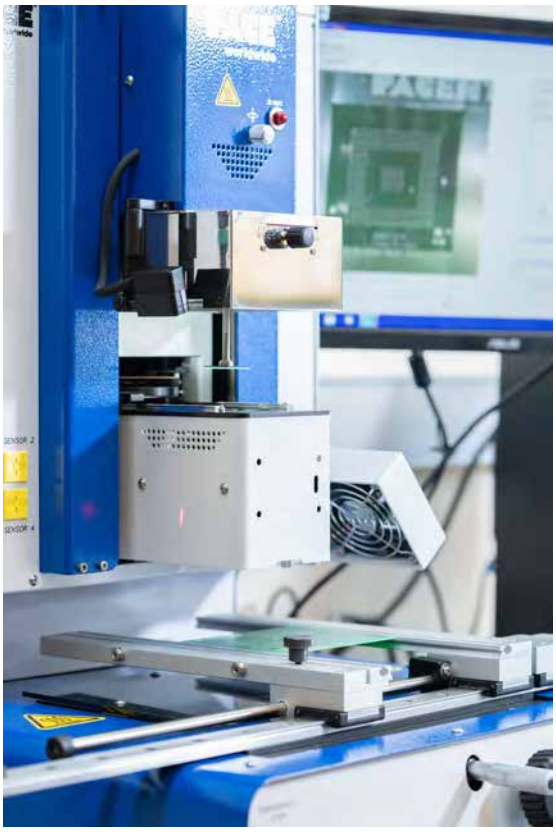


Figura 6. Equipo PACE IR-3000 para retrabajo de chips BGA. En el centro de la imagen se observa el sistema de prisma entre el chip bga y la placa.

IV. Actividades realizadas

En esta sección se describen algunos de los aspectos más críticos y relevantes del entrenamiento de soldadura de chips BGA y del posterior tratamiento y análisis de las imágenes radiográficas. Se hace especial énfasis en las etapas de posicionamiento, soldadura e inspección.
Existen numerosos factores que deben considerarse para utilizar un BGA correctamente, desde la etapa inicial de diseño del PCB hasta la inspección final. En la presente experiencia se emplearon varios encapsulados, mostrados en la Figura 2, cuyas características principales se resumen en la tabla I:

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Tabla I
ENCAPSULADOS BGA UTILIZADOS EN LAS PRUEBAS.

Nombre	N° bolitas	Pitch	Diámetro bolita
BGA-324	324	1,0 mm	0,6 mm
BGA-256	256	1,0 mm	0,5 mm
BGA-64	64	1,0 mm	0,6 mm
BGA-48	48	0,8 mm	0,29 mm

IV-A. Posicionamiento con sistema de visión

En la línea de ensamblaje para prototipado se utilizó un equipo pick-and-place modelo LE40V, provisto de un sistema de visión que mejora la precisión mecánica en la colocación de componentes. Para operar este sistema, se configuró previamente un patrón de reconocimiento para cada componente. El procedimiento consistió en que el equipo levantara el componente con una boquilla, lo trasladara hasta la cámara fija, comparara la imagen con el patrón y verificara su correcta orientación. En caso afirmativo, el componente era ubicado en su posición final sobre el PCB. La Figura 7 muestra un ejemplo del reconocimiento de patrón y la verificación del posicionamiento.

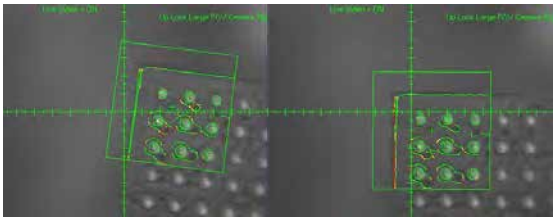


Figura 7. Reconocimiento de patrón en un chip BGA. Con error de posicionamiento (izquierda). Posición correcta (derecha).

IV-B. Posicionamiento con prisma

El equipo IR-3000 emplea un sistema óptico basado en prisma para superponer la imagen de la huella del PCB con la de las bolitas del BGA. Esta imagen combinada se envía a una cámara y se visualiza en la PC, lo que permite al operador, mediante micrómetros de alta precisión, alinear el componente hasta que los pads coincidian con las bolitas. Una vez alcanzada la alineación, el prisma se retira y el chip desciende sobre la placa.
La Figura 8 ilustra este proceso de alineación.

IV-C. Soldadura

La soldadura de los encapsulados BGA se realizó principalmente mediante hornos de refusión multizona, ajustados de modo que siguieran el perfil térmico recomendado para este tipo de componentes. Para las pruebas, se utilizaron dos hornos distintos: uno de 3 zonas y otro de 10 zonas. En la Figura 9 se muestra el cupón específico para BGA, con los componentes ya soldados.
Por otro lado, se empleó el equipo IR-3000 el cual dispone de fuentes de calor por infrarrojo superior e inferior, monitoreo de temperatura, y control en lazo cerrado. Estas características permiten definir en el software perfiles térmicos personalizados, adecuados a las necesidades del componente.

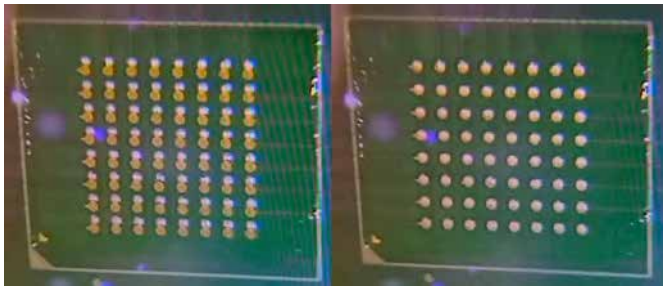


Figura 8. Vista compuesta de un chip BGA-64 y la placa, usando un prisma. Placa y chip desalineados (izquierda). Placa y chips alineados (derecha).

El proceso de soldadura y las consideraciones de cada caso requieren de conocimientos y experiencia previa. Los detalles de este procedimiento exceden el alcance de este artículo.



Figura 9. Cupón MIX-01, específico para encapsulados BGA finalizado el proceso de soldadura.



Figura 10. Equipo de rayos X con el que se obtuvieron las imágenes radiográficas.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

IV-D. Inspección con rayos X

Una de las principales dificultades en el uso de encapsulados BGA es la imposibilidad de inspeccionar visualmente todos los puntos de soldadura para verificar contacto eléctrico, ausencia de cortocircuito, calidad de la soldadura, entre otros aspectos. Por este motivo, se recurrió a la inspección mediante equipos de rayos X para controlar el proceso e investigar fallas. Para este trabajo se utilizó un radiógrafo modelo X5600 (ver Fig. 10) de la firma Seamark [11], con un rango de voltaje de operación del tubo entre 40 y 90 kV. Este equipo trabaja fuera de la línea de ensamblaje.
Algunas de las imágenes obtenidas se pueden ver en las Figuras 11 y 12.

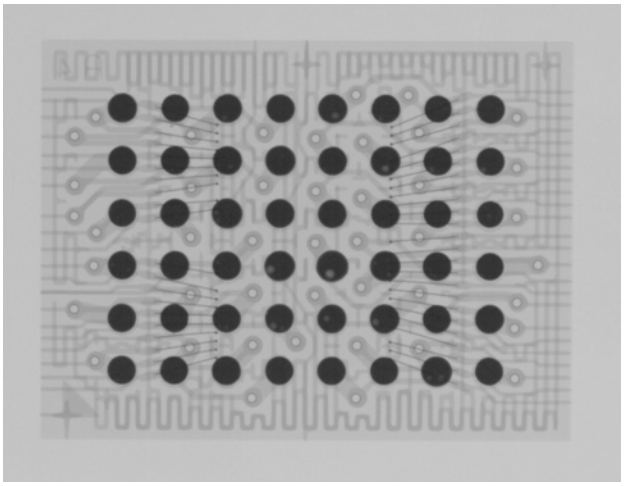


Figura 11. Radiografía del chip BGA-48, soldado en la placa de pruebas.

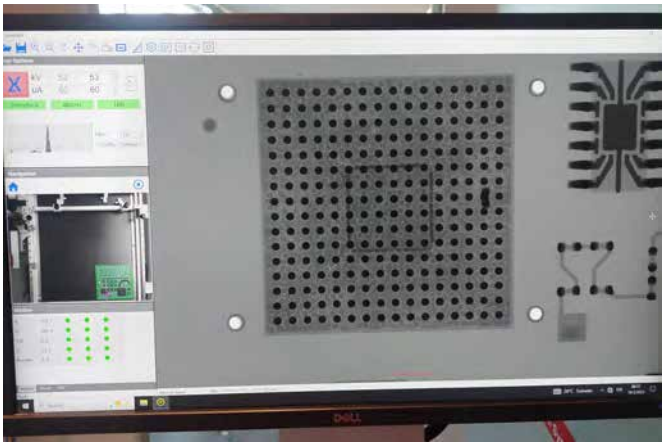


Figura 12. Pantalla del equipo radiográfico, al inspeccionar un chip BGA-256 soldado en la placa de pruebas.

IV-E. Realce y superposición de imágenes

Una vez obtenidas las imágenes de rayos X, se plantearon dos modalidades para su tratamiento:

Realce : Utilizando un programa de edición de imágenes se alteran parámetros como brillo, contraste y curva de colores para mejorar la visualización en general, o para resaltar detalles específicos de interés. En la Fig. 13 se muestra un caso donde se quitaron dos bolitas al BGA antes de soldarlo. Alterando la curva de colores se logra limpiar la imagen para que solo queden visibles las bolitas del BGA (estaño), resultando más evidentes las soldaduras faltantes.

Superposición : En esta técnica se superpone una imagen fotográfica de la placa vacía con la imagen radiográfica. Para lograrlo en forma precisa es necesario aplicar transformaciones como escalado, rotación o perspectiva a una de las imágenes. Esta técnica necesita de puntos de referencia en ambas, para lo cual se colocaron vías (agujeros metalizados) en los alrededores del BGA, debido a que las mismas se visualizan tanto en la foto como en la radiografía. En la Fig. 14 se observa una imagen obtenida con esta técnica, donde se pueden ver los pads, alineados con las bolitas, además de detalles como la serigrafía. Las "sombras" que se observan alrededor de los pads se deben a la pequeña desalineación entre bolitas soldadas y los pads. Estas imágenes pueden servir para un análisis más detallado cuando la radiografía sola no es concluyente.

En todos los casos, se utilizó el software GIMP [12] para la edición de imágenes.

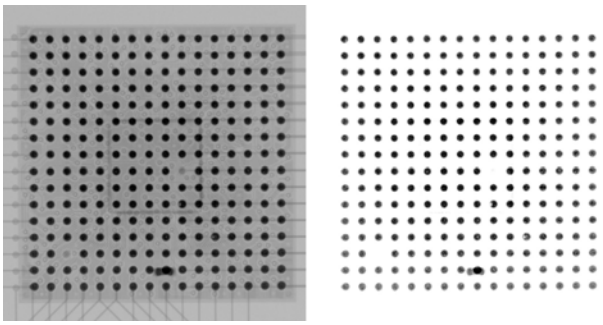


Figura 13. Radiografía de chip BGA-256 con dos bolitas faltantes. Imagen sin procesar (izquierda). Imagen postprocesada para realzar la falla (derecha).

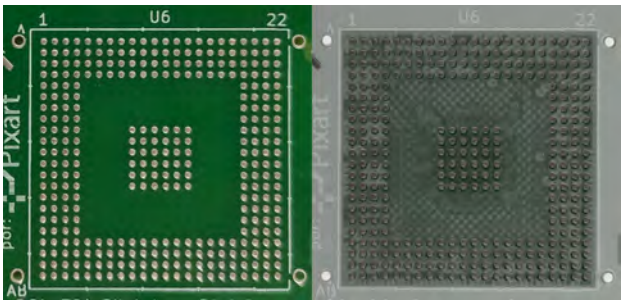


Figura 14. Placa vacía (izquierda). Radiografía de chip BGA-324 superpuesta con una foto de la placa vacía, usando cuatro vías de referencia (derecha).

V. Resultados y Conclusiones

A lo largo del trabajo se emplearon distintos encapsulados, placas de prueba, equipos y métodos aplicados al

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

posicionamiento y la soldadura. En los tres escenarios analizados, el proceso de soldadura de componentes BGA arrojó resultados aceptables. En todos los casos se recurrió a imágenes de rayos X para observar y analizar los resultados. Esta revisión resultó relevante para validar los procesos de soldadura, identificar fallos y proponer posibles soluciones.

Se trabajó con pasta con plomo, cuya menor temperatura de refusión frente a la pasta sin plomo facilitó la configuración del perfil térmico en los hornos. El análisis comparativo entre dichas líneas evidenció una diferencia significativa en las competencias requeridas por el personal operativo.
En la línea de ensamblaje industrial, equipada con una impresora de esténciles automatizada y un horno de refusión de diez zonas, el factor clave para el éxito radicó en la capacidad del operario para configurar y optimizar de los procesos. La destreza se manifiestó en la parametrización precisa del equipo —como la velocidad de impresión, la presión del squeegee y la separación del esténcil—, así como en el diseño de perfiles térmicos complejos y estables que garantizaron la repetibilidad en miles de unidades.
En contraste, la línea de prototipado, que empleó una impresora de esténciles manual y un horno de tres zonas, demandó un conjunto de habilidades marcadamente diferentes. En este caso, la pericia manual y agudeza visual del operario constituyeron el eje central del proceso. El éxito del ensamblaje de componentes BGA dependió directamente de la precisión en la alineación del esténcil sobre los pads del PCB y de la deposición uniforme de la pasta de soldar. Además, la gestión del horno de tres zonas exigió un profundo conocimiento práctico para definir un perfil térmico robusto, compensando de esta manera las limitaciones operativas del equipo.

La diversidad de escenarios abordados permitió consolidar conocimientos y perfeccionar las habilidades de todo el personal involucrado, además de facilitar un estudio más profundo de la temática. En conjunto, el trabajo validó procesos, identificó limitaciones operativas y estableció bases sólidas para futuros entrenamientos prácticos con tecnología BGA en entornos locales. De este modo, se favorece la vinculación con el sector industrial, que puede encontrar en esta tecnología una oportunidad para fortalecer sus procesos de manufactura.

VI. Agradecimientos

Agradecemos el apoyo y la confianza brindados por la empresa Pixart S.R.L., en especial a Gabriel Ortiz y Juan Pablo Menditto. También destacamos la buena predisposición y colaboración de Alejandro y Marcos Mayer, de la empresa Mayer S.A. Por último, agradecemos a Mike y María, de PACE Worldwide, por la donación de los kits con componentes BGA que fueron utilizados en las pruebas realizadas.

Referencias

[1] Wikipedia, The Free Encyclopedia, “Surface-mount technology”, en.wikipedia.org/wiki/Surface-mount_technology (accedido el 19 de agosto, 2025).
[2] IPC, Association Connecting Electronics Industries, “IPC-2221B, Generic Standard on Printed Board Design, APENDIX A”, versión 4.0, abril de 2022. Link.
[3] Brengi, D., S. Guberman, G. Rodríguez, and M. Acevedo, “Diseño de placas para entrenamiento y puesta a punto de una línea de ensamble de circuitos impresos con tecnología de montaje superficial”, Congreso Argentino de Sistemas Embebidos 2024, ISBN: 978-631-90145-2-5, pp. 102–105, 2024. Link
[4] Happy Holden, Clyde F. Coombs; “Planning for Design, Fabrication and Assembly”, Printed Circuits Handbook, Sixth Edition, McGraw-Hill, Chapter 19.1.,2008.
[5] M. K. Bhatti et al., “Hands on training on surface mount technology (SMT) assembly line for development of LED based lights”, 2013 IEEE 5th Conference on Engineering Education (ICEED), Kuala Lumpur, Malaysia, 2013, pp. 37-42, doi: 10.1109/ICEED.2013.6908299. Link.
[6] Brengi D., Tropea S., Parra V. y Huy C. , “Soldadura, inspección y verificación, en laboratorio, de un prototipo con chip BGA”, II Congreso de Microelectrónica Aplicada (uEA 2011), ISBN: 978-950-34-0749-3, pp. 95–100, 2011. Link
[7] “KiCad EDA - Schematic Capture & PCB Design Software”, www.kicad.org (accedido el 6 de mayo, 2024).
[8] Medrano, A., Ángel Serra and Carlos Hernández Soto. “KiCad, Herramienta de Software Libre de Modelado de Circuitos Impresos para el Desarrollo de Hardware”, Revista Ciencia e Ingeniería. Vol. 38, No. 2, pp. 177-186, 2017. ISSN 1316-7081. ISSN Elect. 2244-8780. Universidad de Los Andes (ULA). Link.
[9] Brengi, D., S. Guberman, G. Rodríguez, M. Acevedo, and A. Lozano, “Nueva planta piloto para prototipado e investigación de circuitos impresos”, Congreso Argentino de Sistemas Embebidos 2024, ISBN: 978-631-90145-2-5, pp. 63–66, 2024. Link
[10] Pixart S.R.L, “Pixart Argentina”. Link.
[11] X5600 X-ray Inspection System, “Seamark SMT Solutions”. Link.
[12] The GIMP Team, “GNU Image Manipulation Program (GIMP)”. Link.
[13] IPC, Association Connecting Electronics Industries, “IPC-A-610, Acceptability of Electronic Assemblies”, versión J, marzo de 2024. Link.
[14] IPC, Association Connecting Electronics Industries, “IPC-7095C, Design and Assembly Process Implementation for BGAs”, versión C, enero de 2013. Link.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Tablero didáctico para prácticas académicas del protocolo CAN BUS

1st Daniel Márquez
Dpto. de Sistemas e Informática (DSI.) (FCEIA.)
Rosario, Argentina
dmarquez@fceia.unr.edu.ar

2nd Walter Wagner
Dpto. de Sistemas e Informática (DSI.) (FCEIA.)
Rosario, Argentina
wagner@fceia.unr.edu.ar

3rd Agustín Zuliani
Dpto. de Sistemas e Informática (DSI). (FCEIA.)
Rosario, Argentina
amzuliani02@gmail.com

***Abstract*—Esta publicación presenta el diseño e implementación de un tablero didáctico para simulación de un sistema en campo de comunicación CAN BUS para estudiantes de diferentes niveles; desde escuelas secundarias hasta Ingeniería Electrónica, pasando por cursos de capacitación. Esta herramienta permite realizar actividades prácticas específicas para la comprensión del protocolo y complementar los conocimientos incorporados desde los aspectos teóricos. También se pretenden mostrar las estrategias metodológicas en el proceso enseñanza/aprendizaje para lograr un aprendizaje significativo.**

***Palabras clave*—CAN BUS, didáctica, protocolo de comunicación, sistemas embebidos.**

I. Introducción

El protocolo CAN BUS (Controller Area Network) es un estándar de comunicación desarrollado para redes de control distribuidas. Originalmente creado por la empresa Bosch en 1983, el mismo surgió como respuesta a la creciente complejidad de los sistemas electrónicos automotrices, donde múltiples dispositivos y sensores necesitaban intercambiar información de manera rápida, fiable y robusta (ver [1] y [2]).

Desde su introducción en 1986, CAN BUS se ha convertido en un pilar fundamental para la comunicación en redes multiplexadas en vehículos, extendiéndose posteriormente a aplicaciones industriales, médicas y sistemas embebidos en general.

Una gran ventaja fue la de reemplazar los sistemas de cableado punto a punto, que aumentaban el peso, el costo y la complejidad de la comunicación dentro de los sistemas de transporte terrestre. La empresa Bosch propuso una arquitectura de red serie multiplexada que permitiera la comunicación entre unidades de control electrónicas (ECUs) utilizando un único par de cables (Bus de comunicación), reduciendo significativamente la cantidad de conexiones físicas.

Se emplea de manera predominante en el sector automotriz y de maquinaria agrícola, pero se ha comenzado a utilizar en aplicaciones para sistemas médicos y entornos de automatización industrial, consolidándose como una tecnología versátil y confiable para la comunicación entre dispositivos electrónicos.

Ha comenzado a reemplazar el uso de UART con el estándar RS-485 en los nuevos diseños y desarrollos de sistemas embebidos de aplicaciones generales, por sus grandes ventajas frente a este, y dado que no existen diferencias de costos en su uso. Un aspecto importante a tener en cuenta, es que la comunicación CAN BUS es orientada a mensajes con el paradigma productor/consumidor, a diferencia del típico esquema maestro/esclavo de las conexiones multipunto orientada a comunicación basada en direcciones de nodos, como la comunicación RS-485.

Con todo lo ya mencionado, CAN BUS es un protocolo que debe ser enseñado en los ambientes académicos, debido a su importancia en las diferentes industrias donde se encuentra presente. Por tal motivo es importante la elaboración de estrategias metodológicas durante el proceso de enseñanza para lograr un aprendizaje significativo. Dentro de estas estrategias metodológicas para abordar su estudio, es posible utilizar el aprendizaje basado en proyectos (ABP).

En el contexto académico, se debe trabajar en un correcto abordaje de la temática, donde el estudiante pueda incorporar conocimientos teóricos, conceptuales y prácticos sobre el protocolo. Principalmente generando un ambiente real de operación, en el cual en base a experimentaciones y observaciones, se pueda lograr el aprendizaje significativo.

El objetivo de la presente publicación es mostrar el recorrido realizado para el desarrollo de recursos didácticos para la enseñanza del protocolo CAN BUS. El enfoque es a través de una simulación en un ambiente real de operación y la elaboración de las estrategias metodológicas. De esta forma permite al estudiante, adquirir una base sólida sobre dicho protocolo, desde una mirada práctica y experimental.

II. Protocolo CAN BUS

A. Introducción a CAN BUS

El protocolo de comunicación CAN BUS, por sus siglas en inglés Controller Area Network (CAN), es un protocolo de comunicación serie. Está orientado a aplicaciones en tiempo real y se caracteriza por su robustez, bajo costo y tolerancia

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

a fallas. Es ampliamente utilizado en sectores como el sector vehicular [3], aeronáutico, maquinaria agrícola, industria, medicina, entre otros.

Su diseño permite que distintos dispositivos conectados al bus (*Nodos*) se comuniquen entre sí mediante un medio compartido sin la necesidad de un dispositivo central (*Maestro*), logrando un sistema distribuido confiable y eficiente. Esto lo convierte en una solución ideal para entornos donde la comunicación debe mantenerse funcional incluso en presencia de errores o interferencias.

B. Ventajas y similitudes de CAN respecto a RS-485

La comunicación CAN presenta varias ventajas frente a RS-485, entre las que se destacan:

- Arquitectura multi-maestro, que permite a cualquier nodo iniciar una transmisión.
- Mecanismos avanzados de detección y manejo de errores (CRC, monitoreo de bit, ACK, confinamiento de fallas).
- Escalabilidad: facilidad para añadir o retirar nodos sin reconfigurar el bus.
- Priorización de mensajes mediante identificadores, garantizando tiempos de respuesta predecibles.
- Mayores velocidades efectivas de comunicación, especialmente con CAN FD.

Como similitud relevante, ambos emplean transmisión diferencial, lo que incrementa la inmunidad frente a interferencias electromagnéticas (EMI). Esto resulta clave en entornos ruidosos como vehículos y plantas industriales, donde componentes como motores eléctricos, actuadores, interruptores o sistemas de audio generan ruido que puede acoplarse a las líneas de datos.

En la Figura 1, a continuación, se muestra un ejemplo de señal afectada por ruido eléctrico. Este tipo de perturbaciones puede introducir bits erróneos en la trama, provocando interpretaciones incorrectas del mensaje. Gracias a la transmisión diferencial y a los mecanismos de verificación de CAN, es posible detectar y gestionar estos errores para mantener la integridad de la comunicación.

C. Fundamentos del protocolo CAN BUS

Recordando el modelo OSI (Open System Interconnection), el protocolo CAN se define en la *capa de enlace de datos* y parte de la *capa física* [4], como puede observarse en la Figura 2.

La lógica de control de enlaces (LLC) administra el control de sobrecarga y notificaciones, así como el filtrado de mensajes. El control de acceso al medio (MAC) se encarga de encapsular / desencapsular, del control y detección de errores, de los bits de stuff y la serialización y deserialización.

Respecto a la capa física, las especificaciones del protocolo CAN, solamente abarca la Señal Física (PS). El resto mostrados no se definen mediante CAN.

D. Capa física

1) Elementos físicos: Un módulo CAN se compone de dos elementos básicos:

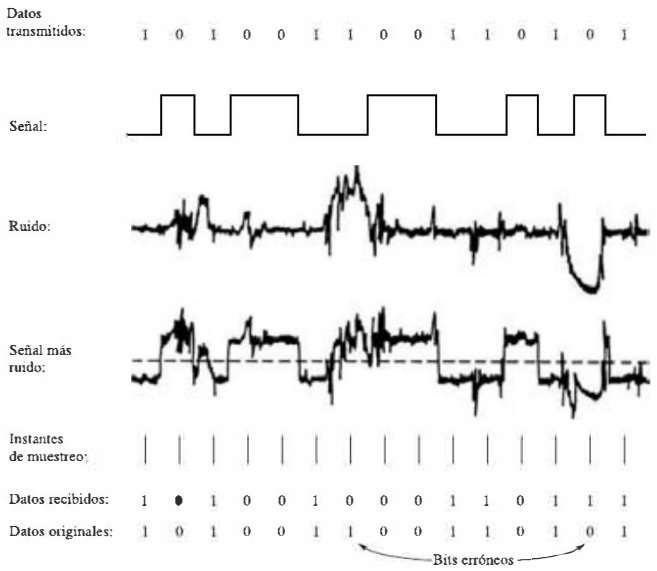


Figura 1. Representación de señal a la que se le adiciona ruido eléctrico. Observar los bits erróneos producidos.

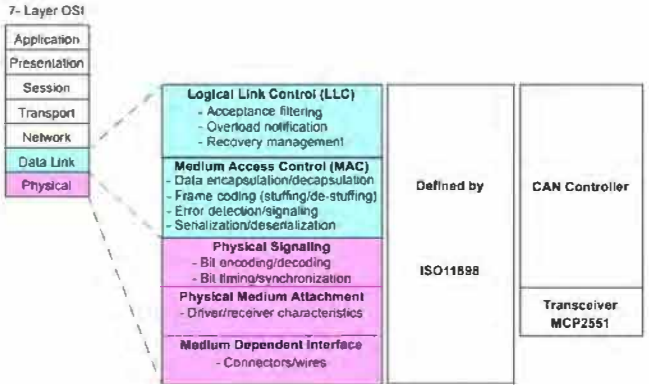


Figura 2. Capas del modelo OSI en las que trabaja CAN BUS.

- **Controlador**: Gestiona las tramas CAN, realiza la comprobación de errores en transmisión y detecta colisiones de mensajes. Un ejemplo es el MCP2515 [5], que se utilizará en las siguientes secciones para mostrar el tablero didáctico CAN.
- **Transmisor/Receptor**: También llamado transceptor. Se encarga de la codificación y decodificación de los mensajes en el bus. Un ejemplo de estos transceptores es el TJA1050 [6].

Tanto el controlador CAN como el transceptor son independientes del dispositivo conectado al bus (nodo), que como veremos más adelante, representa un microcontrolador específico. Esto tiene una ventaja significativa, ya que libera de carga adicional a la CPU del nodo conectado. Gracias a esto nos permite filtrar mensajes con identificadores específicos y evitar problemas de sincronización y colisión de mensajes.

Como mencionamos en la introducción no existe un maestro o esclavo, debido a esto cualquier nodo conectado al bus puede

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

enviar mensajes. Esta arquitectura responde a una filosofía de productor/consumidor. Donde el productor genera el mensaje CAN y los consumidores escuchan los mensajes transmitidos en el bus y en base a un identificador único (ID) del mensaje, deciden si deben procesarlo o descartarlo.

2) Estándares fijados por la industria: El protocolo CAN está diseñado bajo el estándar ISO 11898, el cual presenta diversas normas que abarcan distintos aspectos del funcionamiento. En particular, la ISO 11898-2 estandariza el protocolo CAN de alta velocidad, utilizado comúnmente en automóviles, permitiendo alcanzar velocidades de hasta 1 Mbps. Por otro lado, la ISO 11898-3 está diseñada para bajas velocidades y es tolerante a fallos, siendo adecuada para aplicaciones en maquinaria pesada o entornos con mucho ruido eléctrico.

A continuación, en la Tabla I: se presenta una comparación entre longitud de cable y velocidad de transmisión:

TABLA I
RELACIÓN ENTRE LONGITUD DEL BUS Y TASA DE TRANSFERENCIA EN CAN

Longitud del bus (m)	Tasa de transferencia (kbit/s)
40	1000
100	500
200	250
500	100
1000	50

3) Características eléctricas del bus: La transmisión de señales en un bus CAN se lleva a cabo a través de dos cables trenzados (esto se realiza para disminuir el acoplamiento magnético entre ambos). Las señales se denominan CAN_H (CAN high) y CAN_L (CAN low), en los cuales en sus extremos se conectan una resistencia terminadora, normalmente de 120 Ω (para evitar la reflexión de señales). El bus tiene dos estados definidos: estado dominante y estado recesivo. En la Figura 3 se puede ver una interpretación de esto. Observemos que cuando ambos cables del bus se encuentran al mismo nivel de tensión, se denomina estado recesivo y cuando existe una diferencia de tensión (de al menos 1.5 V), se denomina estado dominante.

E. Capa de enlace de datos

1) Control de acceso al medio: Una característica distintiva de CAN, es el denominado arbitraje, el cual se basa en el principio de CSMA/CA con AMP (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance and Arbitration on Message Priority), lo que significa que los nodos escuchan el estado del bus antes de transmitir y resuelven conflictos según la prioridad del mensaje. Este proceso es no destructivo, lo que garantiza que el mensaje de mayor prioridad se transmita sin interrupciones ni retrasos significativos. El arbitraje en CAN ocurre durante el campo de arbitraje de la trama de datos, que incluye el identificador del mensaje (ID). En CAN, la prioridad de un mensaje está determinada por su identificador:

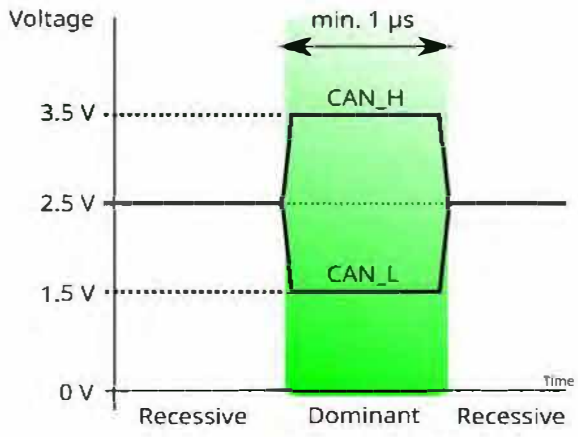


Figura 3. Estado del BUS CAN.

un identificador con un valor numérico más bajo tiene mayor prioridad. Ej: supongamos que tenemos dos mensajes uno con Id = 0x01 y otro con Id = 0x1A, cuando intentamos transmitir ambos mensajes, el primero en transmitirse será el de Id = 0x01.

F. Trama del protocolo CAN BUS

Una trama de datos en CAN se compone de los siguientes campos:

- **SOF (Start of Frame)**: 1 bit dominante que marca el inicio.
- **Arbitration Field**:
  - Identificador (11 bits estándar o 29 bits extendido).
  - Bit RTR (Remote Transmission Request).
- **Control Field**:
  - IDE (indica estándar o extendido).
  - DLC (Data Length Code, 4 bits).
- **Data Field**: hasta 8 bytes (CAN clásico) o 64 bytes (CAN FD).
- **CRC Field**: 15 bits de verificación + delimitador.
- **ACK Field**: bit de confirmación por los receptores + delimitador.
- **EOF (End of Frame)**: 7 bits recesivos que indican el fin.

G. Usos e Importancia en la Industria

El protocolo CAN BUS al ser tan confiable y robusto, se ha transformado en un valioso recurso para la Industria al momento de tener que establecer comunicaciones en sistemas críticos operando en entornos industriales exigentes. Entre los usos destacados podemos mencionar:

1) **Industria Automotriz**:
   a) *Control de sistemas automotrices*: Comunicación entre unidades de control electrónico (ECUs) que gestionan el motor, la transmisión, los frenos, los airbags, el sistema de climatización y las luces, entre otros.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

b) *Sistemas avanzados de asistencia al conductor (ADAS)*: Coordina sensores de radar, cámaras y sistemas de frenado automático o control de crucero adaptativo.
c) *Diagnósticos a bordo (OBD)*: Facilita el monitoreo de fallos y el diagnóstico de vehículos mediante la comunicación estandarizada entre componentes. Muy utilizado con scanners automotrices.

2) **Automatización Industrial**:
a) *Control de maquinaria*: Permite la comunicación entre PLCs (Controladores Lógicos Programables), sensores y actuadores en líneas de producción automatizadas.
b) *Robótica*: Coordina el movimiento de robots industriales, como en líneas de ensamblaje, mediante la transmisión en tiempo real de datos de sensores y comandos.
c) *Sistemas de monitoreo*: Integra sensores de temperatura, presión y flujo en entornos industriales para monitoreo y control en tiempo real.

3) **Industria Aeroespacial**:
a) *Sistemas de aviación*: CAN se usa en aeronaves para conectar sistemas de navegación, control de vuelo y monitoreo de motores, debido a su robustez y tolerancia a interferencias.
b) *Satélites y vehículos espaciales*: Gestiona la comunicación entre subsistemas en entornos extremos, aprovechando su bajo consumo de energía y fiabilidad.

4) **Equipos Médicos**:
a) *Dispositivos de monitoreo*: Conecta sensores en equipos como monitores de signos vitales, ventiladores mecánicos y máquinas de resonancia magnética.
b) *Sistemas quirúrgicos robóticos*: Facilita la comunicación entre componentes para movimientos precisos y coordinados durante procedimientos quirúrgicos.

5) **Transporte y Maquinaria Pesada**:
a) *Vehículos pesados*: En camiones, autobuses y maquinaria agrícola, CAN gestiona sistemas como el control de tracción, suspensión y monitoreo de combustible.
b) *Ferrocarriles*: Coordina sistemas de control de trenes, como frenos, puertas y sistemas de señalización.

6) **Energía y Redes Inteligentes**:
a) *Gestión de energía*: En sistemas de energía renovable, como turbinas eólicas o paneles solares, CAN conecta inversores, sensores y controladores.
b) *Redes inteligentes*: Permite la comunicación en sistemas de distribución eléctrica para monitoreo y control distribuido.

7) **Marina y Náutica**:
a) *Sistemas de navegación*: Integra sensores y sistemas de control en embarcaciones para monitorear motores, GPS y sistemas de propulsión.
b) *Sistemas de monitoreo remoto*: Gestiona datos de sensores en barcos para garantizar la seguridad y eficiencia operativa.

8) **Internet de las Cosas Industrial (IoT)**: CAN se utiliza en aplicaciones de IoT industrial para conectar dispositivos en redes de sensores y actuadores, especialmente en entornos donde se requiere robustez y baja latencia.

III. Estrategias metodológicas de enseñanza CAN BUS

La formación académica en la carrera Ingeniería Electrónica, el proceso enseñanza/aprendizaje involucra conceptos abstractos que desafían la vinculación de aspectos teóricos con los prácticos. Por tal motivo es necesario establecer estrategias que permitan al estudiante consolidar los conocimientos y apropiarse de la experiencia de campo que aplicará en un futuro en el ámbito profesional.

Es importante que el estudiantado alcance un aprendizaje significativo en cada temática abordada, el cual consiste de un proceso en el que se relaciona nueva información con conocimientos previos, construyendo activamente un entendimiento profundo y personal que facilita la retención y aplicación de los saberes incorporados. Por este motivo, y dado que el tema "Protocolo CAN BUS" curricularmente prosigue a otros protocolos y estándares de comunicación como UART, SPI, I2C, entre otros, es que se plantea un abordaje de enseñanza donde se relacionan conceptos anteriormente estudiados.

Las estrategias de enseñanza, se elaboran con los objetivos formativos del estudiante. Por tal motivo, planteamos: ¿Cuáles serían los objetivos formativos de un estudiante de Ingeniería Electrónica en cuanto al protocolo de comunicación CAN BUS?

a) Vincular los conceptos teóricos, normas y estándares para la comprensión del funcionamiento de la comunicación estudiada.
b) Comprender los ámbitos de utilización según las ventajas frente a otros protocolos.
c) La correcta implementación de la comunicación en diferentes plataformas de sistemas embebidos.
d) Incorporar el recurso de comunicaciones basadas en identificadores de mensajes y no en direcciones de nodos.
e) Comprender el paradigma de comunicación productor/consumidor.
f) Abordar prácticas para consolidar el funcionamiento del protocolo.
g) Obtener experiencia de campo con una simulación de un ámbito real de operación.

Con los objetivos planteados, ahora nos posicionamos en las dificultades y desafíos para la confección de estrategias de enseñanza:

a) ***Abstracción conceptual:*** CAN BUS opera a nivel lógico y de señalización, lo que dificulta su visualización y comprensión directa por parte de los estudiantes.
b) ***Distancia entre teoría y práctica:*** Para los estudiantes puede ser un recorrido complejo de transitar para conectar los conceptos teóricos aprendidos con su implementación

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

y funcionamiento en sistemas reales, lo que puede ser un obstáculo para alcanzar un aprendizaje significativo.

c) ***Limitaciones de equipamiento:*** Los laboratorios pueden no disponer de recursos para que todos los estudiantes puedan realizar las prácticas que los nutran de experiencia de campo para consolidar los conocimientos.

Teniendo en claro los objetivos formativos y teniendo en cuenta las dificultades y desafíos en el proceso de enseñanza aprendizaje, preguntamos ¿Qué recurso tecnológico basado en las TIC podría sernos de utilidad?

Poder contar con un recurso tecnológico de simulación de un ambiente real de operación y funcionamiento del protocolo CAN BUS permite trabajar en múltiples estrategias en el proceso enseñanza/aprendizaje. Cada estrategia dependerá de los alcances y objetivos de la unidad curricular donde se trata la temática.

Un tablero didáctico para la simulación de un ambiente real de operación del Protocolo CAN BUS es un recurso que puede estar conformado por múltiples plataformas de diferentes arquitecturas con distintos sensores y actuadores. Se pretende que todos los dispositivos de la red puedan interactuar entre sí de múltiples maneras en función de los diferentes firmwares utilizados.

Esto permite:

a) Visualización de un sistema real operando para resolver requerimientos concretos.
b) Comprender la interacción entre dispositivos de la red.
c) Visualizar los mensajes de la implementación para una mejor comprensión del funcionamiento.
d) Analizar la capa física observando con osciloscopio señales, niveles de tensión, transmisión de datos bit a bit, etc.
e) Que los estudiantes interactúen con el tablero, realizando implementaciones de firmwares sobre dispositivos existentes o agregando otros nodos al bus CAN.
f) Comprender que el protocolo es multiplataforma, permitiendo conectar dispositivos de diferentes arquitecturas, siempre y cuando se respete el estándar de comunicación CAN BUS.

Además de todo lo ya expuesto en esta sección, dentro de las estrategias en el proceso enseñanza/aprendizaje, la utilización del tablero permite abordar metodologías que forman al estudiante para situaciones que puede experimentar en su recorrido profesional:

a) ***Aprendizaje Basado en Proyectos (ABP):*** Con esta metodología, se pretende que el estudiante incorpore los conocimientos del campo teórico y de experiencia práctica desarrollando un proyecto significativo. El tablero didáctico permite tratarlo como una simulación de un ambiente real de operación, y desarrollar dispositivos CAN que se anexen al mismo con requerimientos determinados. El proyecto puede llevarse adelante desde un estudiante o grupos de trabajo. Trabajando en grupos, se extiende la experiencia de los saberes propios de la temática al desarrollo de habilidades en las relaciones interpersonales.
b) ***Aprendizaje Colaborativo:*** Trabajando en grupos, en muchas oportunidades se da un aprendizaje entre pares. La utilización del tablero para diferentes consignas didácticas, puede ayudar a que los estudiantes puedan responder inquietudes de entre ellos, motivando las relaciones entre ellos y la obtención de respuestas específicas de la temática. En ambientes profesionales, el aprendizaje entre pares es algo muy habitual, por lo que este abordaje intenta entender está dinámica de grupos.
c) ***Aprendizaje Invertido (aula invertida):*** En esta estrategia, se pretende el cambio de roles en el aula, dando más espacio al trabajo activo por parte de los estudiantes. Promueve la autonomía y el aprendizaje activo. La utilización del tablero podría aplicarse para el estudio en detalle del protocolo CAN desde sus aspectos conceptuales y que los estudiantes ofrezcan una presentación con demostración práctica sobre el tablero para lograr dar una explicación del tema. Se pretende que el estudiante incorpore conocimientos de la temática mientras estudia y experimenta con el objetivo de poder explicarlo luego.
d) ***Aprendizaje Basado en Competencias:*** Se centra en el desarrollo de habilidades y competencias específicas, evaluando el dominio de estas en lugar de conocimientos aislados. Se pretenden obtener resultados prácticos. Los estudiantes avanzan al demostrar competencia. El tablero didáctico puede utilizarse con una simulación concreta de un ambiente real de funcionamiento (es decir con todos sus dispositivos corriendo una aplicación específica) y el abordaje puede orientarse a la detección de fallas, mediciones estratégicas, análisis de mensajes y señales, diagnósticos de operación, mediciones de voltajes y desarrollo de protocolos para determinar estado de funcionamiento. Todo esto, con el objetivo de obtener competencias de campo en el protocolo CAN BUS.
e) ***Aprendizaje Experiencial o basado en experiencias:*** El aprendizaje se basa en experiencias directas, como prácticas, simulaciones o actividades en contextos reales. La utilización del tablero didáctico es un recurso fundamental para el desarrollo de esta estrategia de enseñanza. Conecta la teoría con la práctica, promoviendo la reflexión sobre la experiencia vivida. Se pueden plantear prácticas en la simulación de un ambiente real de operación con el tablero didáctico, y que dichas prácticas persigan como objetivo la vinculación de la comprensión del protocolo en sus aspectos teóricos y conceptuales.
f) ***Aprendizaje por Descubrimiento:*** Los estudiantes exploran y descubren conocimientos por sí mismos, guiados por el profesor mediante actividades prácticas, en lugar de recibir información de forma directa como en una clase magistral. Estimula la curiosidad, la creatividad y el pensamiento crítico. Se puede utilizar el tablero didáctico en una aplicación específica para este abordaje en cada dispositivo, y que los estudiantes experimenten su funcionamiento, mediante observación y análisis. Luego, con

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

lo experimentado y con la comparación de conocimientos previos, como por ejemplo comunicación RS-485, pueden descubrir las características de la comunicación CAN y así mismo lograr un aprendizaje significativo.

IV. Especificaciones técnicas del tablero

El tablero está construido por una base sólida de madera, que asegura su durabilidad y facilita la posibilidad de trasladarlo para el uso en distintos espacios educativos, y además, por un soporte que permite que el tablero quede a una inclinación acorde para permitir que los estudiantes estando sentados o parados puedan ver las explicaciones y luego trabajar en él; todo esto puede visualizarse a continuación, en la Figura 4. Además cuenta con un BUS CAN tendido y distintos nodos interconectados en él; en la Tabla II, a continuación, se resume el funcionamiento de cada nodo y luego se detalla cada uno de ellos:

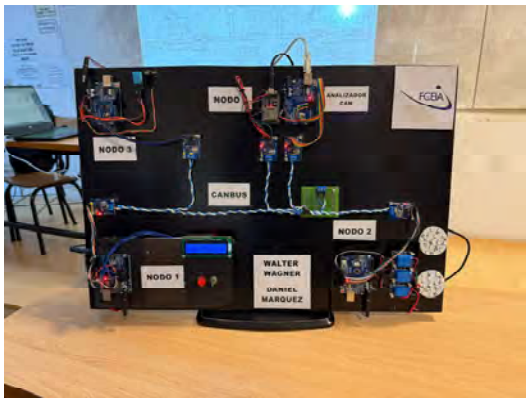


Figura 4. Tablero CAN en el cursado de Sistemas Digitales II año 2025.

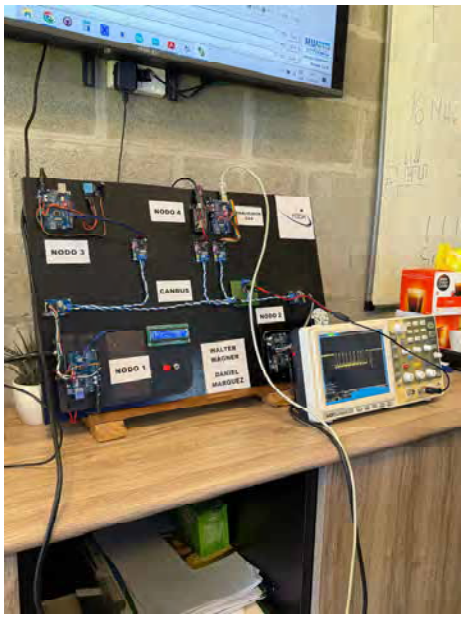


Figura 5. Tablero CAN en curso de capacitación a la empresa Agronorte 2025.

TABLA II
Tipos de nodos en la red CAN

Tipos de Nodos					
Nodo	**ID Recibido**	**ID Enviado**	**Consumidor**	**Productor**	**Dispositivo**
1	0x120 0x130	0x110	X	X	Arduino Uno
2	0x110 0x130	0x120	X	X	Arduino Uno
3	-	0x130	-	X	Arduino Uno
4	0x130	-	X	-	ESP32
5	-	0x150	-	X	KL46Z

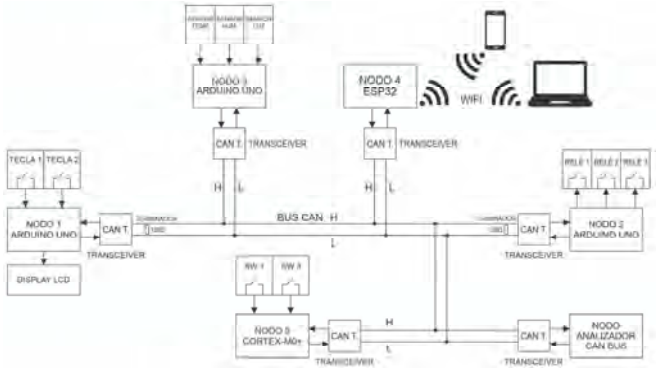


Figura 6. Diagrama de bloques del tablero.

A. ***Nodo 3*** – *Nodo sensor ambiental:*

El Nodo 3 constituye el dispositivo de menor complejidad funcional dentro de la topología de red del tablero didáctico, lo cual lo convierte en un excelente punto de partida para la comprensión progresiva del sistema CAN implementado. Su función principal es actuar como nodo emisor periódico de datos ambientales, contribuyendo con información sensórica al tráfico general del bus.

Este nodo, que puede verse a continuación en la Figura 7, está basado en un microcontrolador **ATmega328P**, alojado en una placa **Arduino Uno**, que se comunica mediante el protocolo **SPI** con un controlador **MCP2515**, el cual, a su vez, se acopla a la red mediante un transceptor CAN. Este controlador actúa como interfaz entre el microcontrolador y el bus CAN físico, permitiendo la encapsulación y el despacho de tramas.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

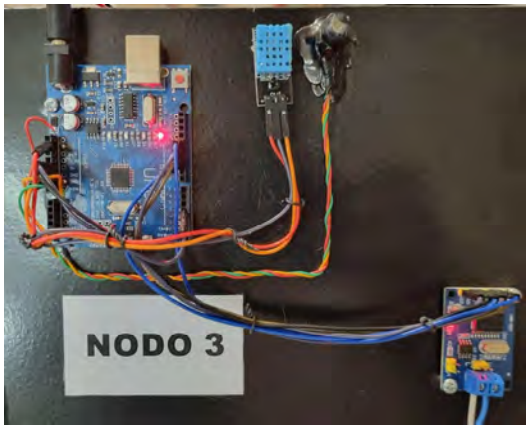


Figura 7. Representación física del Nodo 3.

La identificación del nodo en la red está dada por el identificador 0x130, el cual se utiliza para etiquetar todas las tramas originadas por este dispositivo. Cada mensaje transmitido posee una longitud fija de 8 bytes (campo DLC = 8), y es emitido con una frecuencia aproximada de 1 Hz, lo que garantiza una actualización periódica y estable de los valores sensados.

En cuanto a sensórica, el nodo está dotado de dos sensores:

a) Un sensor DHT11, encargado de medir temperatura (°C) y humedad relativa (% HR) del ambiente. Este dispositivo entrega sus datos en formato digital a través de una única línea de datos, y sus lecturas son convertidas a valores enteros sin decimales para optimizar el empaquetado en la trama CAN.
b) Una fotorresistencia LDR conectada a una entrada analógica del Arduino, que permite estimar el nivel de luminosidad ambiental. El valor leído se escala proporcionalmente al rango 0–100 % para representar el porcentaje relativo de luz, el cual se discretiza como un número entero sin signo de 8 bits.

El empaquetado de los datos se organiza de la siguiente forma en la trama CAN:

- **Byte 0**: Temperatura ambiente (entero con signo de 8 bits, en grados Celsius).
- **Byte 1**: Humedad relativa (entero con signo de 8 bits, en porcentaje).
- **Byte 2**: Nivel de luminosidad (entero sin signo de 8 bits, en porcentaje).
- **Bytes 3 a 7**: No utilizados, asignados a cero.

El nodo incluye lógica básica de verificación de lecturas inválidas (como NaN en el caso del sensor DHT11), y en tales casos, omite la transmisión para evitar introducir datos erróneos en el bus. Esta decisión de diseño enfatiza la robustez del sistema frente a fallas de lectura intermitentes, habituales en sensores de bajo costo.

Finalmente, la configuración del controlador MCP2515 incluye el establecimiento de una tasa de transferencia de **125 Kbps**.

*B. **Nodo 2** – Actuadores digitales y control de la red*

El Nodo 2, que puede verse en la Figura 8, representa una unidad funcional intermedia dentro del tablero didáctico basado en red CAN BUS, combinando capacidades de adquisición, procesamiento, actuación y retransmisión. Su diseño lo posiciona como un nodo mixto o productor-consumidor, ya que no solo publica datos en el bus, sino que además reacciona ante la información proveniente de otros nodos de la red.

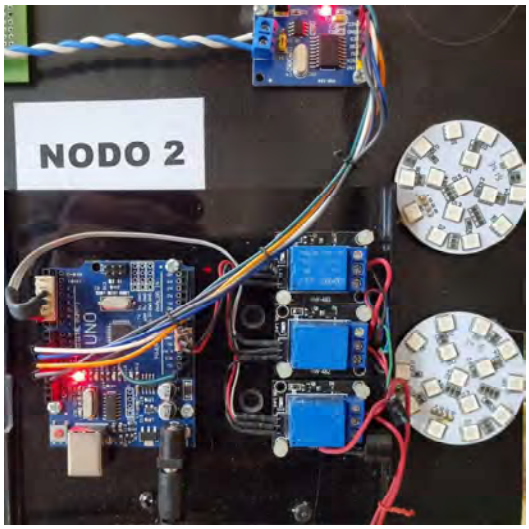


Figura 8. Representación física del Nodo 2.

El sistema se estructura en torno a una placa **Arduino Uno** con microcontrolador **ATmega328P**, equipada con un módulo controlador **MCP2515** más transceptor CAN, conectado al microcontrolador a través de una interfaz **SPI**. Al igual que el Nodo 3, el nodo opera a una velocidad de transmisión de **125 Kbps**, y se encuentra configurado en **modo normal**, habilitado tanto para emisión como recepción activa de mensajes.

Este nodo se encarga de recibir y procesar datos provenientes de los siguientes nodos:

- **Nodo 1**: Mediante el identificador **0x0110**, este nodo transmite el estado de dos pulsadores. El Nodo 2 interpreta el estado lógico y, según corresponda, acciona o desactiva dos **salidas digitales** conectadas a relés electromecánicos, que a su vez comandan alarmas lumínicas externas conectadas a 12V.
- **Nodo 3**: A través del identificador **0x0130**, el Nodo 3 envía datos ambientales. El Nodo 2 extrae de la trama los tres primeros bytes, correspondientes a temperatura, humedad y nivel de luz ambiental. Aunque recibe todos los datos, su lógica interna se concentra en la variable de luminosidad. Si el valor supera un umbral predeterminado (50 %), se activa un tercer relé asociado a una alarma sonora (zumbador). En caso contrario, esta salida se desactiva. Este comportamiento define una lógica umbral de activación clásica en sistemas de control embebidos.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Adicionalmente, el nodo incorpora un mecanismo de **detección de fallo de comunicación** con el Nodo 3. Si durante 10 ciclos consecutivos no se recibe el mensaje correspondiente, se asume pérdida de señal y se desactiva el relé asociado a la alarma lumínica. Esto agrega un nivel básico de tolerancia a fallos.

De forma periódica, el Nodo 2 transmite una trama CAN con el identificador **0x120**. Dicha trama consta de 2 bytes que comunican el estado interno del nodo respecto a:

- **Byte 0**: Indica si se ha recibido correctamente información de temperatura en el último intervalo.
- **Byte 1**: Refleja si la alarma de nivel de luz ha sido activada (umbral excedido).

Esta funcionalidad permite que el nodo actúe como **fuente de diagnóstico o telemetría básica**, facilitando a otros nodos (o una interfaz de monitoreo) verificar el estado operativo del sistema en tiempo real.

*C. **Nodo 1** – Nodo supervisor con interfaz de usuario tipo HMI*

El Nodo 1 constituye la unidad de mayor complejidad funcional del sistema didáctico basado en red CAN BUS, integrando capacidades de producción y consumo de datos, monitoreo visual local mediante una interfaz de visualización, y generación de comandos. Este nodo ilustra con claridad el paradigma de control distribuido con interacción hombre-máquina y puede verse a continuación en la Figura 9:

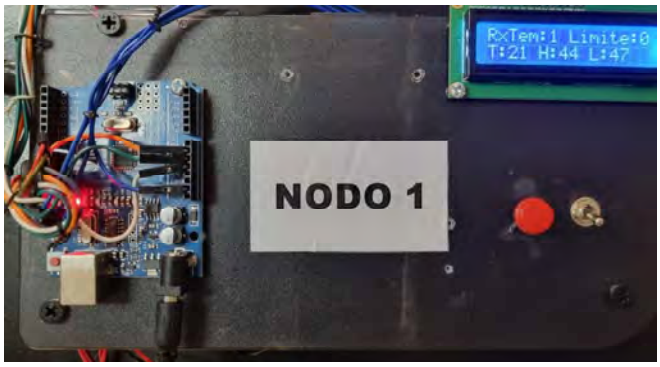


Figura 9. Representación física del Nodo 1.

El núcleo de procesamiento está conformado por una placa **Arduino Uno**, basada en el microcontrolador **ATmega328P**, que se comunica con un controlador **MCP2515** y su correspondiente transceptor CAN, conectados por una interfaz **SPI**. La tasa de transferencia configurada es de **125 Kbps**, conforme al estándar **CAN 2.0B** y operando en **modo normal**.

El nodo incorpora dos dispositivos de entrada de usuario:

1) **Switch 1** (pulsador): Un pulsador configurado con resistencia interna de pull-up, cuyo accionamiento produce un cambio de estado lógico.
2) **Switch 2** (interruptor con enclavamiento): Permite mantener su estado alto o bajo de manera persistente hasta ser accionado nuevamente.

Estos dos dispositivos representan señales digitales binarias que el nodo convierte en mensajes CAN periódicos con identificador **0x110**. Cada transmisión contiene un Data **Length Code** (DLC) de **2 bytes**, distribuidos de la siguiente forma:

- **Byte 0**: Estado lógico del pulsador momentáneo (0: no presionado, 1: presionado).
- **Byte 1**: Estado lógico del interruptor enclavado (0: posición de reposo, 1: activado).

La lectura del estado de las teclas se efectúa cada **200 ms**, garantizando la actualización frecuente del estado de los comandos generados por el operador.

El Nodo 1 se encuentra diseñado para recibir y procesar información proveniente de los nodos 2 y 3, con el propósito de informar al usuario sobre el estado general del sistema y las condiciones ambientales:

1) Mensajes provenientes del Nodo 2 (ID 0x120):
   a) **Byte 0**: Bandera de estado de recepción de temperatura. Un valor de 1 indica que el Nodo 2 recibe periódicamente datos de temperatura/humedad; un valor de 0 implica pérdida de comunicación o falla en la adquisición.
   b) **Byte 1**: Estado de la alarma de nivel de luz, indicando si el Nodo 2 ha detectado que el umbral luminoso fue excedido.

Estos datos se muestran en la primera línea del display **LCD alfanumérico 16×2**, accesible mediante una interfaz **I2C** configurada en la dirección **0x27**. El display refleja el mensaje de estado en tiempo real, permitiendo la supervisión de las alarmas y del correcto funcionamiento de los nodos distribuidores de datos ambientales.

2) Mensajes provenientes del Nodo 3 (ID 0x130):
   a) **Byte 0**: Temperatura medida.
   b) **Byte 1**: Humedad relativa.
   c) **Byte 2**: Nivel de luz.

El Nodo 1 actualiza estos valores en la segunda línea del **LCD**, mostrando los parámetros ambientales actuales. En caso de que el Nodo 2 notifique la ausencia de datos de temperatura (bandera de recepción en cero), el Nodo 1 sustituye los valores por indicadores de falta de información (“T:– H:– L:–”).

*D. **Nodo 4** – Visualización Web Asíncrona de Datos*

El Nodo 4, que puede verse a continuación en la Figura 10, está constituido por un microcontrolador **ESP32**, el cual se comunica con el bus CAN mediante un transceptor **SPI** basado en el circuito **MCP2515**. Su función principal es la de **nodo consumidor**, especializado en la **visualización remota de datos** ambientales (temperatura y humedad) recolectados y transmitidos por el Nodo 3.

Este nodo implementa un servidor web asíncrono utilizando la biblioteca **ESPAsyncWebServer**, que permite la entrega de una interfaz gráfica en tiempo real sin bloquear el bucle principal del sistema. A través de esta página, accesible desde cualquier navegador conectado a la misma red local, se exponen los valores de temperatura y humedad, con una **frecuencia de actualización de 1 Hz** mediante llamadas

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025



Figura 10. Representación física del Nodo 4.

fetch() a un endpoint REST que sirve los datos en formato **JSON**.

- **ESP32**: Actúa como unidad de procesamiento principal. Posee conectividad **Wi-Fi** integrada, lo que lo habilita para servir contenido web sin requerir hardware adicional.
- **MCP2515 + transceptor CAN**: Recibe los mensajes del bus CAN en modo SPI. La tasa de transmisión configurada es de 125 Kbps, en coherencia con los otros nodos.
- **Bus CAN**: El nodo filtra e interpreta únicamente los mensajes con ID 0x130, emitidos por el Nodo 3, los cuales contienen tres valores en los primeros tres bytes del campo de datos: temperatura (byte 0), humedad (byte 1), y nivel de luz (byte 2). Este nodo descarta el tercer byte (nivel de luz), dado que no lo utiliza.

Los datos recibidos son almacenados en variables globales (temperatura y humedad) y luego renderizados dinámicamente en una interfaz **HTML** contenida en memoria flash (PROGMEM). Esta interfaz incluye:

- Encabezados institucionales, proporcionando el marco académico del proyecto.
- Dos tarjetas con íconos, unidades y formato gráfico profesional para la visualización de temperatura y humedad.
- Un pie de página que identifica a los autores del desarrollo.

El uso de técnicas modernas de desarrollo web, como la combinación de **HTML**, **CSS** y **JavaScript** con programación asíncrona, convierte a este nodo en una herramienta didáctica de alta accesibilidad y funcionalidad, particularmente útil para laboratorios de instrumentación, redes industriales y cursos de sistemas embebidos.

Aunque no genera mensajes propios ni actúa sobre la red, su función como **cliente pasivo de monitoreo web** es fundamental para ilustrar una de las aplicaciones más relevantes de CAN en contextos actuales: la visualización remota de variables medidas por sensores distribuidos. Representa, por tanto, un punto de integración entre el mundo físico de sensores embebidos y la capa de presentación orientada al usuario.

*E. **Nodo 5** – Emisor digital de eventos basado en KL46Z*

El Nodo 5, mostrado luego en la Figura 11, está implementado sobre una placa de desarrollo **Freescale/NXP FRDM-KL46Z**, equipada con el microcontrolador **MKL46Z256VLL4** de arquitectura **ARM Cortex-M0+**. Este nodo se incorpora a la red CAN como unidad exclusivamente transmisora, especializada en la detección de eventos digitales producidos por la interacción del usuario con pulsadores físicos.



Figura 11. Representación del Nodo 5.

Su rol dentro del sistema es transmitir periódicamente, cada 500 ms, un mensaje con el estado lógico de los pulsadores **SW1** y **SW3**, permitiendo así que otros nodos (como los de monitoreo o visualización) puedan reaccionar ante acciones humanas distribuidas.

- **Microcontrolador MKL46Z**: Encargado de la lógica de adquisición digital, control del tiempo (vía SysTick) y la generación del mensaje CAN.
- **MCP2515 + transceptor CAN**: Controlador externo de red conectado mediante SPI al KL46Z, responsable de gestionar el protocolo CAN y la transmisión física de los mensajes.
- **Entradas digitales** (SW1 y SW3): Pulsadores conectados al puerto GPIOC, pines 3 y 12 respectivamente, configurados como entradas con pull-up internas activas, lo que permite una lógica negativa (presionado = 1 lógico).

El nodo transmite en forma periódica un mensaje con las siguientes características:

a) **Identificador (ID)**: 0x150 correspondiente al nodo transmisor.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

b) **Data Length Code (DLC)**: 2 bytes.
c) **Campo de datos**:
- **Byte 0**: Estado lógico invertido del pulsador SW1 (1: presionado, 0: liberado).
- **Byte 1**: Estado lógico invertido del pulsador SW3 (1: presionado, 0: liberado).

Este diseño permite que los demás nodos interpreten fácilmente las acciones del usuario sin necesidad de conocer el hardware subyacente.

El envío periódico de los mensajes se implementa mediante la utilización del **SysTick Timer**, que genera interrupciones cada 1 ms. A partir de este mecanismo, se decrementa una variable de retardo (Delay) que define la frecuencia de envío (500 ms). Esta técnica evita el uso de retardos bloqueantes, manteniendo el diseño eficiente y no intrusivo.

El nodo incluye salida por consola serie para fines de diagnóstico, usando la biblioteca **fsl_debug_console**. Cada vez que se transmite un mensaje CAN, se imprime en el puerto serie la siguiente información:

- Confirmación del envío.
- Identificador del mensaje.
- DLC.
- Valores de los bytes transmitidos.

El Nodo 5 representa un ejemplo didáctico del modelo **productor-pasivo**, en el cual un nodo emite datos sin requerir retroalimentación ni ejecutar funciones de recepción. Su simplicidad lo hace idóneo para ilustrar principios fundamentales del modelo CAN.

F. Nodo analizador/sniffer CAN

El nodo analizador, también denominado **sniffer o monitor pasivo**, tiene como objetivo fundamental la observación del tráfico del bus CAN sin intervenir activamente en la comunicación ni modificarla. Este nodo fue implementado mediante un microcontrolador **Arduino Uno**, el cual se encuentra conectado a un transceptor **MCP2515**, un controlador CAN externo que se comunica con el microcontrolador a través del protocolo **SPI**.

El código embebido en el microcontrolador configura al MCP2515 en **modo normal** de operación, estableciendo una tasa de baudios de **125 Kbps**, acorde al resto de la red de prueba. Una vez inicializado el módulo, el nodo se dedica a consultar en forma continua si existe un nuevo mensaje disponible en el bus mediante la función readMessage. En caso de recepción exitosa (ERROR_OK), se accede a la trama CAN y se imprimen sus campos esenciales a través del puerto serie: el identificador del mensaje (can_id), el campo de longitud de datos (can_dlc) y el contenido del campo de datos (data[]), todo en formato hexadecimal.

Esta implementación permite obtener en tiempo real una traza del tráfico que circula por el bus, facilitando tareas de diagnóstico, verificación del protocolo implementado, análisis de latencias y detección de errores. Otro beneficio de este nodo es la obtención de una herramienta de diagnóstico de muy bajo costo, si lo comparamos con analizadores CAN comerciales.



Figura 12. Representación física del analizador CAN.

Dado que el sniffer no transmite mensajes, no requiere ID propio ni configuración de filtros, lo que lo convierte en una herramienta no intrusiva. No obstante, dado que el MCP2515 puede actuar como nodo receptor activo, es esencial garantizar que no se envíen ACKs ni interrupciones no deseadas, condición que se satisface mediante una adecuada configuración del entorno.

V. Uso de repositorios como recurso didáctico

A medida que se fue desarrollando el tablero con la mirada puesta en la enseñanza, se hizo evidente que el software es un recurso que hay que administrar y gestionar de forma prolija con el objetivo de formar a los estudiantes. El tablero puede tener diferentes funcionalidades de acuerdo a los firmware de los distintos nodos que lo componen.Además, con el paso del tiempo se desarrollaron y podrían desarrollarse más mejoras o modificaciones; incluso los estudiantes, dependiendo la consigna pueden reversionar el manejo de la comunicación entre los nodos. Con esto presente, se llegó a la conclusión que era necesario una herramienta que permita acceso a estas diferentes funcionalidades, junto con la documentación de cada caso.

Como recurso complementario al hardware del tablero, se plantea el uso de un repositorio de GitHub [7] para trabajar de forma colaborativa las diferentes versiones de cada funcionalidad del tablero, y para tener acceso centralizado a la documentación.

Desde el aspecto formativo, la utilización de un repositorio de GitHub prepara a los estudiantes para el manejo de versiones de código en un ambiente profesional, lo cual es muy demandado en el ámbito laboral.

Desde la mirada de los proyectos que pueden llevar adelante los estudiantes sobre el tablero, la utilización de repositorios permite mantener un historial de sus avances, realizar trabajos colaborativos y compartir de una forma sencilla con sus pares y docentes el código realizado para su análisis y estudio.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

VI. Usos del tablero

La utilización del tablero puede tener diferentes objetivos académicos. La herramienta dispone de mucha versatilidad, y aquí se mencionan los usos en los que se ha aplicado:

- ***Cursos de capacitación de empresas***: Se utiliza con el objetivo de capacitar los aspectos conceptuales de operación del protocolo CAN BUS en relación con maquinaria agrícola. Esto es útil para que los técnicos puedan aprender metodologías sistemáticas para el diagnóstico. Persiguiendo ese objetivo, en una etapa formativa de estas características, el tablero se presenta con los Firmware cargados y, una vez comprendido el protocolo, se simulan fallas de funcionamiento.
- ***Facultad***: Se utiliza en la actualidad en la asignatura Sistemas Digitales II de la carrera de Ingeniería Electrónica de la FCEIA (UNR) para la enseñanza del protocolo CAN BUS en profundidad. En este caso la herramienta permite vincular los aspectos teóricos con los prácticos, relacionando conocimientos previos de los estudiantes para alcanzar un aprendizaje significativo. En este contexto, desde la teoría se utiliza demostrativamente con todos los nodos ya programados, pero puede utilizarse en clases de práctica para que los estudiantes realicen modificaciones o mejoras sobre la comunicación ya existente. Adicionalmente, es posible utilizarlo en otros ámbitos de educación formal.
- ***Colegios técnicos secundarios***: El tablero es posible utilizarlo en instituciones técnicas secundarias, y según el objetivo formativo, plantear las estrategias metodológicas acordes. El colegio secundario técnico es un lugar donde se prepara a los estudiantes para cuestiones prácticas, donde se pueda alcanzar la comprensión de lo conceptual y al mismo tiempo obtener herramientas de diagnóstico. Disponer del tablero permite un ahorro de tiempo en el armado de circuitos para realizar ensayos.
- ***Colegios técnicos superiores terciarios***: El tablero es posible utilizarlo en instituciones técnicas terciarias, donde según la especialidad del título es posible diagramar diferentes estratégias de aprendizaje. En una institución terciaria donde la tecnicatura se orienta al control y automatización, es posible trabajar en los aspectos prácticos de CAN BUS para comprender protocolos industriales basados en él, como CANopen y DeviceNet. Si la institución tiene orientación en técnicas digitales, es posible abordar el tablero para comprender el funcionamiento de CAN BUS en cuanto a la estructura lógica de operación, firmware del microcontrolador, controladores CAN stand alone y otras cuestiones de los sistemas digitales.

La ventaja de ser una herramienta portátil, es que permite transportarla a diferentes lugares sin inconvenientes, por ejemplo para cursos de capacitación que se dictan en diferentes localidades.

VII. Próximos pasos y mejoras

Si bien el tablero se ha diseñado para cubrir la mayor cantidad de demandas en cuanto a la enseñanza académica en las áreas donde se utiliza, siempre es posible agregar más nodos con otras especificaciones al BUS de comunicación CAN para obtener variantes. Podría pensarse como módulos de expansión.

Por otro lado, una mejora a esta propuesta del tablero, es el diseño y construcción de otro tablero con el mismo concepto, pero con nodos y funcionalidades de hardware diferentes. Todo esto con el objetivo de simular ambientes de operación con otras características. Esto permitiría que cada grupo de estudiantes lleve adelante experiencias variadas en la forma de trabajo del protocolo. Lo mencionado, también permitiría la interconexión de tableros mediante el BUS de comunicación CAN, logrando escalar la propuesta didáctica, y volverla más o menos compleja en función de los objetivos de aprendizaje requeridos.

VIII. Conclusiones

La presente publicación describe una herramienta didáctica tecnológica, que fue desarrollada e implementada como una necesidad de mejorar la experiencia del proceso enseñanza/aprendizaje.

Se expone la importancia de la simulación de ambientes reales de operación del protocolo CAN BUS para lograr un aprendizaje significativo, basándose en diferentes estratégias metodológicas.

El desarrollo del tablero estuvo nutrido en base a las experiencias académicas y profesionales de cada uno de los autores, donde la heterogeneidad de las edades y recorridos personales permitieron diseñar la herramienta con una mirada amplia, posicionándonos en las perspectivas de estudiante, profesor y profesional de campo específico.

IX. Agradecimientos

- Ing. José Ignacio Sosa: Ingeniero eléctrico con orientación en electrónica de la Universidad Nacional de Rosario. Ex Director del Departamento de Sistemas e Informática de la Facultad de Ciencias Exactas, Ingeniería y Agrimensura. Fue Director académico del curso de capacitación dictado en la empresa Agronorte desde la Escuela de Posgrado y Educación Continua, donde el tablero didáctico CAN BUS fue concebido para alcanzar los objetivos didácticos de la capacitación.
- Ing. José Luís Simón: Ingeniero electrónico de la Universidad Nacional de Rosario. Actual Director del Departamento de Sistemas e Informática de la Facultad de Ciencias Exactas, Ingeniería y Agrimensura.

References

[1] D. Bortolami. (2020) Can-bus: Introduction and history. Altium Learning Hub. Created: August 28, 2020; Updated: September 28, 2020. [Online]. Available: https://resources.altium.com/p/Controller-Area-Network-Bus-Introduction-and-History

[2] Wikipedia contributors, "Bus can," *Wikipedia, la enciclopedia libre*, 2025. [Online]. Available: https://es.wikipedia.org/wiki/Bus_CAN

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

[3] YPF Ruta, "¿qué es y cómo funciona el can bus en nuestra flota?" *Blog YPF Ruta*, Jul. 2022. [Online]. Available: https://ruta.ypf.com/que-es-y-como-funciona-el-can-bus-en-nuestra-flota.html
[4] P. Richards, "A can physical layer discussion," Microchip Technology Inc., Application Note AN228A, 2002. [Online]. Available: https://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/00228a.pdf
[5] M. T. Inc., "Mcp2515 stand-alone can controller with spi interface data sheet," Microchip Technology Inc., Data Sheet DS20001801J, 2019. [Online]. Available: https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/MCP2515-Stand-Alone-CAN-Controller-with-SPI-20001801J.pdf
[6] N. Semiconductors, "Tja1050 high-speed can transceiver data sheet," NXP Semiconductors, Data Sheet, 2003, supersedes May 16, 2002 edition; Released: October 22, 2003. [Online]. Available: https://www.nxp.com/docs/en/data-sheet/TJA1050.pdf
[7] SD2-DSI-FCEIA, "Repositorio sd2_tablero_can: Red can con múltiples nodos (frdm-kl46z, arduino, esp32)," https://github.com/sd2-dsi-fceia/SD2_TABLERO_CAN, 2025, [En línea].

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Laboratorios Remotos con Microcontroladores para Carreras Tecnológicas y de Salud en Contextos Dispersos

Alejandro M. Rapallini
Programa PNT-Esquel
Universidad del Chubut
Esquel, Chubut, Argentina
amrapallini@udc.edu.ar

Carla Romina Iralde
Programa PNT
Universidad del Chubut
Rawson, Chubut, Argentina
criralde@udc.edu.ar

José A. Rapallini
PNT-Esquel / Centro CODAPLI
UDC / UTN
La Plata, Buenos Aires, Argentina
rapallini@frlp.utn.edu.ar

Omar E. Rodríguez
Centro CODAPLI
Universidad Tecnológica Nacional Nacional Nacional Facultad Regional La Plata
La Plata, Buenos Aires, Argentina
orodriguez@frlp.utn.edu.ar

ESTUDIANTES:

Nazareno Campos
Estudiante TURyT
Universidad del Chubut
Esquel, Chubut, Argentina
cncampos@udc.edu.ar

Nehemías Ariel Nehuén
Estudiante TURyT
Universidad del Chubut
Esquel, Chubut, Argentina
nanehuen@udc.edu.ar

Isabel Ñañez
Becaria ad-honorem y estudiante TURyT Rawson
Universidad del Chubut
Esquel, Chubut, Argentina
idlananez@udc.edu.ar

Resumen - Este trabajo presenta la experiencia en curso de la Universidad del Chubut (UDC) en el desarrollo e implementación de laboratorios remotos aplicados a carreras tecnológicas y de la salud, en articulación con el Centro de Codiseño Aplicado (CODAPLI) de la Universidad Tecnológica Nacional, Facultad Regional La Plata (UTN–FRLP). La propuesta surge como respuesta a las particularidades geográficas de la provincia del Chubut, donde la dispersión de sedes universitarias y las dificultades de traslado condicionan la posibilidad de acceso equitativo a experiencias prácticas esenciales en la formación profesional.

El proyecto se basa en la utilización de microcontroladores, sistemas de control remoto, plataformas de software libre y dispositivos de adquisición de datos que permiten operar en tiempo real equipos de laboratorio a través de internet. De esta manera, se busca superar barreras de infraestructura, reducir costos asociados a la replicación de equipamiento en cada sede, y garantizar igualdad de oportunidades para el estudiantado. La iniciativa se basa en el proyecto de investigación "Laboratorios Remotos" (Resolución Rectoral N.° 018-2025) [1] que cuenta con financiamiento institucional, lo que le otorga carácter estratégico en el plan de desarrollo académico y de vinculación tecnológica de la universidad.

Durante la primera etapa se avanzó en el diseño de una plataforma piloto que integra

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Raspberry Pi y microcontroladores Arduino como nodos de experimentación, junto con sistemas de sensado y cámaras IP para el monitoreo remoto. Se han desarrollado y probado prototipos en asignaturas de la Licenciatura y Tecnicatura en Redes y Telecomunicaciones, tales como Electrónica II y Transmisión de Datos, donde los estudiantes pudieron interactuar en forma remota con generadores de señales, osciloscopios digitales y placas y circuitos electrónicos. Paralelamente, se comenzó a trabajar en la adaptación de esta tecnología para la Licenciatura en Enfermería, con un prototipo de dosificador de suero orientado a la práctica en la cátedra de Cuidados Clínicos.

Un aspecto central del proyecto es la participación activa de estudiantes becarios, quienes han contribuido en el diseño de hardware y software, la implementación de pruebas piloto y la documentación de experiencias, generando así antecedentes académicos y de investigación temprana. Esto potencia no solo la calidad de la formación sino también la apropiación tecnológica por parte de las nuevas generaciones de profesionales.

Los resultados preliminares demuestran la viabilidad técnica y pedagógica de los laboratorios remotos, con un impacto positivo en términos de accesibilidad, equidad y motivación estudiantil. A futuro, se proyecta la ampliación del sistema a nuevas cátedras de Enfermería, la consolidación de convenios interinstitucionales con CIOP y CODAPLI [2][3], y la incorporación de métricas de evaluación educativa que permitan analizar en profundidad su efectividad.

Este trabajo se constituye en un aporte significativo al campo de la innovación educativa mediada por tecnologías digitales, posicionando a la UDC como un referente regional en la implementación de soluciones inclusivas y sostenibles en educación superior.

Palabras clave: laboratorios remotos, microcontroladores, educación tecnológica, acceso equitativo, innovación pedagógica, enfermería.

I. Introducción

La formación práctica constituye un componente esencial en la enseñanza universitaria de carreras tecnológicas y de la salud. Sin embargo, en contextos donde las instituciones presentan una dispersión geográfica de sedes, las dificultades logísticas y presupuestarias suelen restringir el acceso equitativo a laboratorios físicos. Este es el caso de la Universidad del Chubut (UDC), cuya oferta académica se despliega en diferentes localidades de la provincia (Esquel, Rawson, Trelew, Puerto Madryn, entre otras), con estudiantes que enfrentan limitaciones de movilidad y disponibilidad de equipamiento.

Frente a esta realidad, surge la necesidad de estrategias innovadoras que permitan garantizar igualdad de oportunidades en la adquisición de competencias prácticas. Los laboratorios remotos se presentan como una solución tecnológica que posibilita la operación de equipos físicos a través de Internet, integrando hardware, software y plataformas de control que permiten experimentar a distancia con resultados equivalentes a los obtenidos en forma presencial.

1.1 Estado del arte y antecedentes

La literatura especializada reporta numerosas experiencias en el campo de los laboratorios remotos, particularmente en áreas de ingeniería eléctrica, telecomunicaciones y ciencias aplicadas [4][5][6][7]. Estas iniciativas han demostrado beneficios en términos de accesibilidad, optimización de recursos y desarrollo de competencias digitales, aunque en muchos casos se limitan a contextos universitarios centralizados y con financiamiento robusto.

En la región patagónica, experiencias de este tipo resultan incipientes. La UDC, a través del Programa de Nuevas Tecnologías (Resolución 492/2024–UDC) [8], definió como prioridad estratégica el desarrollo de proyectos de investigación y vinculación que integren tecnologías inclusivas para superar brechas territoriales y sociales. En este marco, se aprobó el Proyecto de Investigación Laboratorio Remoto[1], en articulación con el Centro de Codiseño Aplicado (CODAPLI) de la UTN Facultad Regional La Plata, institución con trayectoria en el diseño de prototipos y experiencias de telelaboratorios [2][3].

1.2 Fundamentación

El proyecto responde a tres ejes fundamentales:

Equidad educativa: asegurar que estudiantes de todas las sedes accedan a experiencias prácticas, independientemente de su ubicación.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Optimización de recursos: evitar la replicación de equipamiento costoso en cada sede, centralizando y compartiendo infraestructura mediante acceso remoto.

Vinculación tecnológica: fortalecer la colaboración interinstitucional y con el sector socio-productivo, generando un ecosistema de innovación abierta en torno a los laboratorios.

Asimismo, se destaca el impacto en la Licenciatura en Enfermería, carrera con alta matrícula y fuerte compromiso social, donde el acceso a prácticas clínicas simuladas es determinante para la calidad de la formación.

1.3 Objetivos e hipótesis de trabajo

El objetivo general del proyecto es desarrollar una plataforma integral de laboratorios remotos que permita la operación a distancia de equipos utilizados en carreras tecnológicas y de la salud, con especial foco en la Tecnicatura y Licenciatura en Redes y Telecomunicaciones, y la Licenciatura en Enfermería.

Los objetivos específicos incluyen:

Diseñar una infraestructura modular y escalable basada en microcontroladores y sistemas de adquisición de datos de bajo costo.

Implementar experiencias piloto en asignaturas seleccionadas (Electrónica II, Transmisión de Datos, Cuidados Clínicos).

Evaluar la usabilidad y el impacto pedagógico mediante pruebas controladas con grupos de estudiantes.

Formalizar convenios interinstitucionales que potencien la cooperación y el intercambio de recursos.

Generar un repositorio de guías de práctica y documentación accesible, que permita replicar y escalar la experiencia (Repositorio Educativo Abierto).

La hipótesis de trabajo plantea que la implementación de laboratorios remotos reduce las barreras geográficas, logísticas y presupuestarias, asegurando que estudiantes de diferentes sedes accedan a experiencias de aprendizaje de alta calidad. Se espera, además, que el uso de tecnologías remotas contribuya a la formación de competencias digitales, potenciando la preparación de profesionales capaces de desenvolverse en entornos tecnológicos complejos y distribuidos.

1.4 Contribución esperada

Este proyecto busca posicionar a la UDC como pionera en la implementación de laboratorios remotos en la región patagónica, consolidando un modelo replicable en otras universidades de contextos similares. La propuesta no solo atiende a necesidades internas, sino que también proyecta un impacto social ampliado, al facilitar prácticas inclusivas en carreras de relevancia comunitaria, y al abrir la posibilidad de transferir el modelo a instituciones educativas de nivel medio y técnico de la región.

II. Implementación del acceso remoto

La implementación del proyecto de Laboratorios Remotos UDC se llevó adelante en fases progresivas, con el objetivo de consolidar una infraestructura robusta y al mismo tiempo flexible, capaz de adaptarse a diferentes áreas disciplinares. El enfoque metodológico integró la investigación aplicada, la experimentación tecnológica y la validación pedagógica en aulas universitarias.

2.1 Arquitectura técnica

El sistema se diseñó sobre una estructura modular que combina hardware de bajo costo, software de código abierto y plataformas de comunicación accesibles. Entre sus principales componentes se destacan:

Nodos de experimentación: dispositivos basados en microcontroladores Arduino (UNO, MEGA, Nano) conectados a Raspberry Pi 4 como unidad de control intermedio.

Sistemas de sensado y actuación: sensores analógicos y digitales, módulos de relé, motores paso a paso, generadores de señal XR2206, osciloscopios digitales portátiles (DSO138).

Conectividad: protocolos de acceso remoto mediante SSH, VNC, ser2net, socat, WebSerial, complementados con aplicaciones web desarrolladas en Flask y Node.js.

Monitoreo visual: cámaras IP y domo que permiten al usuario observar en tiempo real el comportamiento del dispositivo en prueba.

Plataforma de usuario: entorno web centralizado que facilita la interacción del

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

estudiantado con las experiencias, incluyendo registro de sesiones, control de recursos y acceso a guías prácticas.

Esta arquitectura responde a un criterio de escalabilidad, en el que cada laboratorio puede sumar nuevos módulos sin afectar la estabilidad general, y de reconfiguración permanente, permitiendo adaptar las prácticas a distintas asignaturas.

2.2 Integración pedagógica

La implementación se orientó a que cada asignatura pueda disponer de un laboratorio remoto específico, diseñado en conjunto con el equipo docente. Entre los primeros ejemplos:

Electrónica II (3º año LRT/TURT): rectificación de señales y análisis de filtros con prototipos armados en protoboard, controlados remotamente por los estudiantes desde Esquel y Rawson.

Transmisión de Datos (3º año LRT/TURT): codificación y decodificación de señales de canal, con algoritmos programados en microcontroladores y visualizados mediante osciloscopios remotos.

Cuidados Clínicos (2º año LE - en desarrollo): Análisis de diseño de un dosificador de suero automatizado, orientado a la práctica de control de flujo intravenoso, con potencial para escalar a otras experiencias de simulación clínica.

Cada práctica fue acompañada de una guía de trabajo digital, en la cual los estudiantes reciben consignas, acceden al entorno remoto y registran resultados que luego son discutidos en el aula virtual o presencial.

2.3 Participación de estudiantes y becarios

Un aspecto distintivo de la implementación fue el rol protagónico de los estudiantes becarios, quienes no solo participaron en la fase de pruebas, sino que también lideraron:

El análisis de componentes tecnológicos disponibles y su compatibilidad.

El diseño de placas y prototipos específicos para las prácticas.

El desarrollo de scripts y configuraciones para la conectividad remota.

La documentación de los procedimientos y resultados obtenidos.

De este modo, el proyecto cumple con un doble propósito: la consolidación de los laboratorios remotos y la formación temprana en investigación e innovación tecnológica para los becarios.

2.4 Metodología de trabajo

La implementación se organizó bajo una dinámica de equipos interinstitucionales distribuidos, con reuniones periódicas entre docentes de la UDC (sede Esquel y Rawson) y especialistas de CODAPLI (UTN–FRLP). Se emplearon entornos de colaboración virtual (Google Meet, repositorios GitHub, Google Drive) y se priorizó una metodología ágil de prueba y error, que permitió ajustar la infraestructura sobre la base de los resultados inmediatos de cada ensayo.

2.5 Resultados preliminares de la implementación

En esta primera etapa se lograron:

- La puesta en funcionamiento de la plataforma piloto en Esquel, con acceso remoto desde Rawson e interactuando

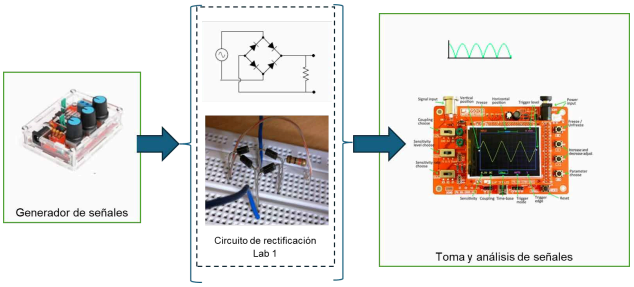


Fig 1 Bloques del Trabajo Práctico

con circuito sobre placa de pruebas para la cátedra de Electrónica II del tercer año de la Licenciatura y Tecnicatura Universitaria en Redes y Telecomunicaciones.[Fig.1] [9].

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

La actividad permitió resolver de manera colaborativa un trabajo práctico sobre rectificación de señales con la participación de estudiantes y supervisión de docentes. [Fig 2]



Fig 2 Experiencia desarrollada

- Establecer los términos para el primer prototipo de Enfermería con docentes de la cátedra de Cuidados Clínicos.

- La documentación técnica inicial (manuales, instructivos, diagramas de conexión), orientada a garantizar la replicabilidad.

Estos avances sientan las bases para la consolidación de un ecosistema institucional de laboratorios remotos que podrá extenderse a nuevas carreras y escenarios de aplicación.

III. Trabajos Previstos a realizar

Se prevé ampliar la cobertura a nuevas asignaturas en Enfermería, fortalecer la infraestructura tecnológica, formalizar convenios con CIOP y CODAPLI, incorporar métricas pedagógicas y consolidar la vinculación con redes de laboratorios remotos nacionales e internacionales.

Referencias

[1] Proyecto de investigación “Laboratorios Remotos” (Resolución Rectoral N.° 018-2025) Universidad del Chubut.

[2] H. Mazzeo, J. Rapallini, M. Zabalgauregui, O. Rodriguez. “Diseño de una plataforma remota para desarrollo de prácticas de laboratorio”. LVR – CACIC 2018.

[3] S. Juanto, M. Zabaljauregui, D. Alustiza, H. Mazzeo, O. Rodríguez, J. Rapallini, J. Carrillo Pavón. “Laboratorios Remotos Aplicados a la Enseñanza Universitaria”. X Congreso nacional CoNaIISI, 3 y 4 de noviembre de 2022, Concepción del Uruguay, Entre Ríos, Argentina.

[4] Computers & Education. Revista de Elsevier dedicada principalmente a aspectos pedagógicos del uso del computador y las comunicaciones en la enseñanza, incluyendo la enseñanza a distancia.2023

[5] Laboratorios de Acceso Remoto 2023 (Homologación-N°133523300-APN-SECPU#ME). Secretaria de Políticas Universitarias. Ministerio de Educación.

[6] IEEE Transactions on Education. “Métodos y tecnologías de educación, materiales para la enseñanza, y programas de desarrollo educacionales y profesionales sobre disciplinas de ingeniería eléctrica”.. 2022

[7] Á. Villalobos M., R. Romero A., “Laboratorios remotos en educación superior: Una revisión bibliográfica sistematizada,” Revista Iberoamericana de Tecnología en Educación y Educación en Tecnología, no. 35, pp. 58-68, 2023. doi:10.24215/18509959.35.e7

[8] Programa de Nuevas Tecnologías, Ing. Nicolás González Lloyd, Mg. Ing. Alejandro Rapallini, Lic. Julio César Casco, Dra. M. Florencia Torres, Ing. José A. Rapallini. - UDC - dic 2023 – sedes Esquel y Rawson, Chubut.

[9] Informes técnicos 2025: Plataforma de Trabajo LabRem-Nazareno Campos ,y Ariel Nehuen- Isabel Ñañez Laboratorio PNT I- UDC

[10] Alejandro M. Rapallini, Marcelo Zabaljauregui, Héctor Hugo Mazzeo, Omar E. Rodríguez, José A. Rapallini. (2024) ´Desarrollo de una plataforma de laboratorios remotos con microcontroladores´. Cuarto Congreso Virtual de Microcontroladores y sus Aplicaciones "Las nuevas tendencias tecnológicas" – 30/09 al 03/10/2024 - UTN Facultad Regional Paraná [AJEA ISSN:2683-8818]

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Diseño y Desarrollo de un Prototipo de Bastón Háptico Para Enseñanza Académica

1st Pablo Matias Madrid
Laboratorio de Informática y Computación Aplicada (LICA)
Facultad de Ingeniería de la UNER
Oro Verde, Argentina
pablo.madrid@ingenieria.uner.edu.ar
https://orcid.org/0009-0005-5817-8455

2nd Jordán Francisco Insfrán
Laboratorio de Informática y Computación Aplicada (LICA)
Facultad de Ingeniería de la UNER
Oro Verde, Argentina
jordan.insfran@uner.edu.ar
https://orcid.org/0009-0004-8713-2504

3rd Javier Eduardo Diaz Zamboni
Laboratorio de Informática y Computación Aplicada (LICA)
Facultad de Ingeniería de la UNER
Oro Verde, Argentina
javier.diaz@uner.edu.ar
https://orcid.org/0000-0003-0778-316X

***Abstract*—Este trabajo presenta una experiencia académica de desarrollo en el Laboratorio LICA (Laboratorio de Informática y Computación Aplicada), orientada a la enseñanza de Bioingeniería mediante un prototipo de bastón háptico. El objetivo es contar con una herramienta de enseñanza y motivación para estudiantes de la carrera de Bioingeniería o Ingeniería Biomédica, permitiendo abordar temáticas relevantes para la carrera como el prototipado electrónico, software embebido, procesamiento y envío de datos, conceptos de fisiología sensorial y diseño de interfaces accesibles. El bastón se diseñó bajo un enfoque modular, conformado por sistemas desmontables: un módulo sensor (sensor ultrasónico HC-RS04), un módulo de procesamiento (Arduino Nano), un módulo de alimentación y una interfaz háptica que emplea motores de masa excéntrica ubicados de manera estratégica en el mango. El sistema convierte la información de distancia leída por el módulo sensor, mediante el módulo de procesamiento, a estímulos vibratorios capaces de otorgar al usuario una percepción espacial más clara del entorno. Se espera que este prototipo sirva como recurso práctico para la comprensión de principios fisiológicos, tecnológicos y de diseño de equipamiento orientado a la accesibilidad.**

***Keywords*—Dispositivo háptico, bastón inteligente, accesibilidad, enseñanza didáctica, educación en bioingeniería**

I. Introducción

"Haptikos" es una palabra que proviene del griego y se refiere a "un sentido del tacto". Según Oxford, las hápticas se asocian al sentido del tacto, en particular, la percepción y manipulación de objetos mediante el sentido del tacto y la propiocepción [1]. Los sistemas hápticos se introdujeron por primera vez en la década de los 60´s en la industria aeronáutica, con el fin de advertir a los pilotos mediante alarmas de naturaleza vibratoria en los controles de mando [2]. Durante las últimas décadas, la tecnología háptica ha experimentado avances significativos y sus aplicaciones crecieron en varios sectores, se estima que en los años venideros, estas tecnologías pueden transformar las interacciones humanas en entornos tanto reales como virtuales [3],[4]. Un área de suma importancia que puede verse beneficiada por esta tecnología es la bioingeniería, en donde se pueden diseñar dispositivos médicos, haciendo foco en la accesibilidad y un diseño centralizado en el usuario.

Para este estudio se profundizó en una interesante percepción háptica que es una ilusión virtual generada por estímulos vibratorios, la cual fue nombrada como sensación fantasma (ver Fig. 1). La sensación fantasma se refiere generalmente al fenómeno por el cual la percepción del usuario no coincide con las características físicas del estímulo. Consiste en estimular la piel con estímulos vibratorios en dos (o más) puntos diferentes simultáneamente, con amplitudes diferentes y provocar sensaciones fantasmas en el espacio conformado entre ellos [5]. Se ha probado que este fenómeno puede ser moderado al modular las amplitudes de vibración para controlar con precisión la ubicación de la sensación fantasma[6], [7].

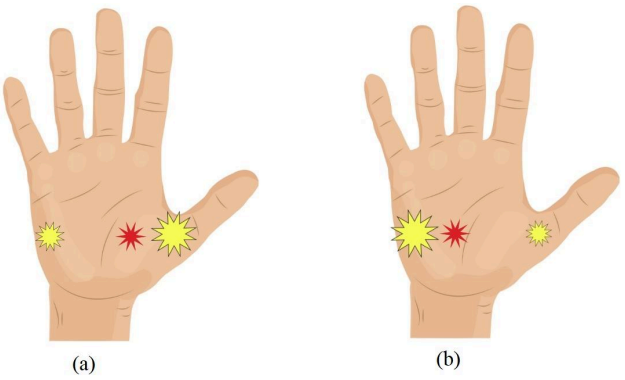


Fig. 1. Ilusión fantasma generada (rojo) por dos estímulos vibratorios (amarillo): (a) desplazamiento del estímulo fantasma hacia la derecha, (b) desplazamiento del estímulo fantasma hacia la izquierda.

A partir de este principio, se pueden generar interfaces hápticas dentro del sector de la Bioingeniería, en donde se encuentra una aplicación directa en el diseño de dispositivos médicos orientados a la accesibilidad. En particular, la estimulación táctil mediante vibraciones se convierte en un canal alternativo de comunicación para personas invidentes.

A diferencia de otros trabajos centrados en la asistencia a personas con discapacidad visual, este estudio se orientó específicamente a la enseñanza académica. La motivación principal es contar con un recurso que integre múltiples disciplinas de la Bioingeniería y que sirva de plataforma experimental para estudiantes.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

II. Materiales y Métodos

A. Prototipado

El diseño y desarrollo de un prototipo de un bastón háptico inteligente para personas con visión reducida con fines didácticos surge de la necesidad de contar con proyectos integradores que motiven a los estudiantes de Bioingeniería a aplicar de forma práctica los conocimientos en distintas asignaturas. Este tipo de dispositivo permite abordar, en un solo proyecto, conceptos de fisiología sensorial, prototipado electrónico, programación de microcontroladores, adquisición y procesamiento de señales, y el diseño de interfaces accesibles hombre-máquina.

Se diseñó un prototipo inicial, conformado por tramos de un tubo de PVC con dimensiones similares a un bastón blanco. Para la recolección de datos se utilizó un sensor ultrasónico HC-SR04, que tiene la capacidad de detectar objetos y calcular la distancia a la que se encuentra de dicho objeto en un rango de 2 a 400 cm. Para el procesamiento de los datos adquiridos, se utilizó una placa Arduino Nano V3.0 con microprocesador ATmega328P. Para la interfaz con el usuario se utilizaron motores tipo botón de masa excéntrica, y además se utilizaron herramientas necesarias para el montaje de los componentes, como se observa en la Fig. 2. Posteriormente, se programó la placa para verificar el correcto funcionamiento del sensor y de los motores.

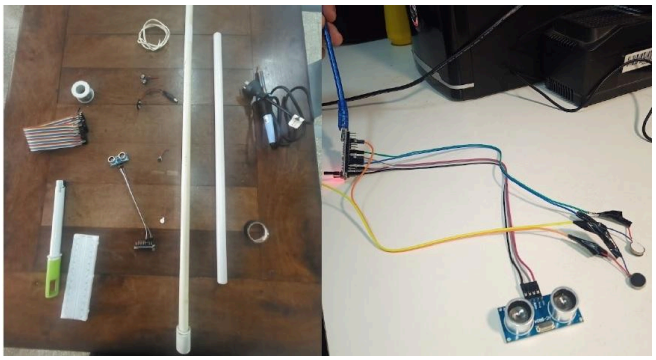


Fig. 2. Componentes empleados en el prototipo inicial, incluyendo sensor ultrasónico, motores de vibración y placa Arduino Nano, junto con una prueba de funcionamiento.

B. Funcionamiento

Los dos motores de masa excéntrica fueron conectados a los pines de salida de la placa Arduino Nano V3 mediante una resistencia de 150 Ω para limitar la corriente. A su vez, los pines elegidos (D5 y D9) para conectar los motores, son aquellos que presentan salida digital y permiten generar señales PWM (Modulación por Ancho de Pulso). Ver Fig. 3.

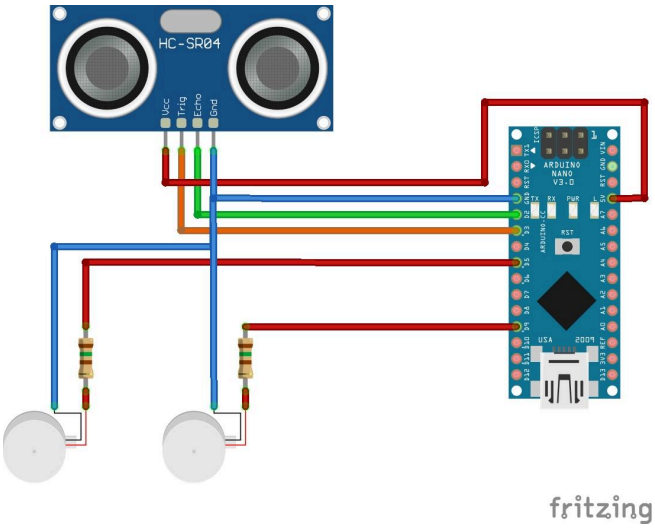


Fig. 3. Conexiones de los motores de masa excéntrica y el sensor HC-SR04 en la placa Arduino Nano .

Para la generación del estímulo háptico de la ilusión fantasma se diseñaron 3 configuraciones diferentes de vibración:

- Configuración 1: vibración escalonada de los motores con la distancia. El motor 1 (más cercano al cuerpo) vibra entre 10 y 30 cm, y el motor 2 (más lejano al cuerpo) vibra entre 20 y 50 cm.
- Configuración 2: vibración fija de un motor y el otro motor vibra en función de la distancia.
- Configuración 3: variación lineal de los motores en función de la distancia. El motor 1 vibra con máxima amplitud a 50 cm y baja su amplitud a mínimo a los 10 cm, y el motor 2 se comporta de forma inversa.

En las configuraciones 2 y 3 se usó la función *analogWrite()* para poder controlar la salida PWM variando el ciclo de trabajo de la señal. Luego, se montó el prototipo y se probó su funcionamiento general (Fig. 4). Entre todas las configuraciones, la configuración 3 fue la más adecuada para poder percibir el estímulo háptico, ya que la relación inversa entre la intensidad de vibración de los motores era la más acorde para generar el estímulo fantasma [7]. En esta primera versión surgieron varios problemas, entre ellos; la batería se agotó rápidamente, por lo que fue necesario alimentar el sistema desde la red eléctrica, el estímulo háptico era casi imperceptible y la velocidad de respuesta de los motores era baja.



Fig. 4. Prueba de funcionamiento del prototipo inicial del bastón háptico en un ambiente controlado..

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Se planificó solucionar estos problemas en una versión posterior en la cual se modificó el mango de agarre para aumentar la percepción del estímulo, ya que al estar ambos motores en contacto con el plástico rígido, la vibración de un motor llegaba a interferir en la percepción del otro, sobre todo en máximas amplitudes. Por ese motivo, se aislaron los motores del bastón utilizando una goma eva de alta densidad con lo cual se mejoró ampliamente la percepción del estímulo.

Bajo ciertas condiciones los motores presentaron baja velocidad de respuesta. Este problema se acentuaba cuando el objeto detectado era muy pequeño (por ejemplo, patas de sillas o mesas) o cuando la distancia variaba bruscamente. Se comprobó que al incluir delay de 1 ms y al limpiar las variables en el loop principal del código, se pudo aminorar el problema de la respuesta de los motores pero se consideró que una mejor solución es optar por otros sensores de mayor calidad, como pueden ser sensores infrarrojos o de láser.

C. Arquitectura del Sistema

Debido a los inconvenientes encontrados en el desarrollo del prototipo y teniendo en cuenta su uso en un contexto académico, se propuso adoptar un enfoque modular del bastón que pueda responder a la necesidad de contar con una plataforma flexible que permita la evaluación comparativa de distintas tecnologías. Al separar el sistema en módulos independientes (sensor, procesamiento y alimentación) es posible sustituir o modificar cada uno sin afectar el funcionamiento global del sistema, lo que facilita la experimentación con distintas soluciones técnicas. Para el diseño de los módulos se utilizó el software SolidWorks 2021 y se diseñaron los módulos para los componentes disponibles y teniendo en cuenta la geometría del bastón, con el objetivo de que estos puedan quedar fijos al bastón y además que puedan ser desmontables.

- Módulo Sensor: módulo encargado de la detección de la distancia de los objetos cercanos al bastón y transmitir la información al módulo de procesamiento. Este módulo está diseñado para la implementación del sensor ultrasónico HC-SR04 cuyo ángulo de detección es de 15°. Se diseñó el módulo con una inclinación de 45° respecto al bastón de forma que el rango de detección del sensor esté horizontal al suelo. Ver Fig. 5.

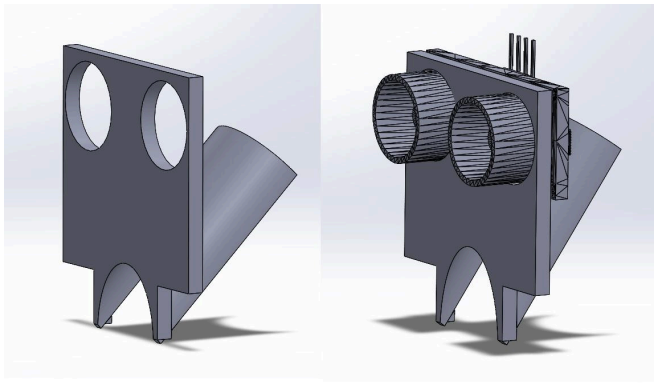


Fig. 5. Módulo sensor (izquierda), y módulo sensor con sensor HC-SR04 (derecha).

- Módulo Procesador: recibe los datos del sensor y aplica los algoritmos necesarios para convertir la información sensada en estímulos hápticos. Para diseñar el módulo, se consideraron las dimensiones de la placa Arduino Nano V3.0. Ver Fig. 6.

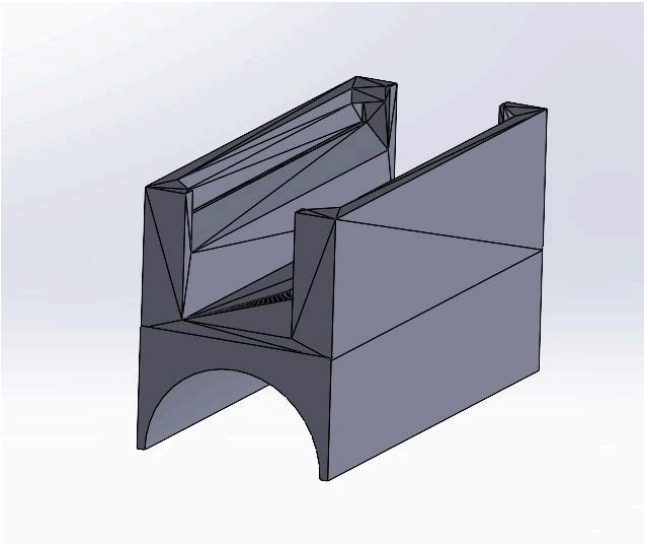


Fig. 6. Módulo procesador para la placa Arduino Nano.

- Módulo de alimentación: módulo encargado de suministrar la alimentación necesaria para todo el sistema. Para este caso, se utilizó un módulo apto para una pila recargable de litio de 3,6V y capacidad de 2600 mAh. Ver Fig. 7.

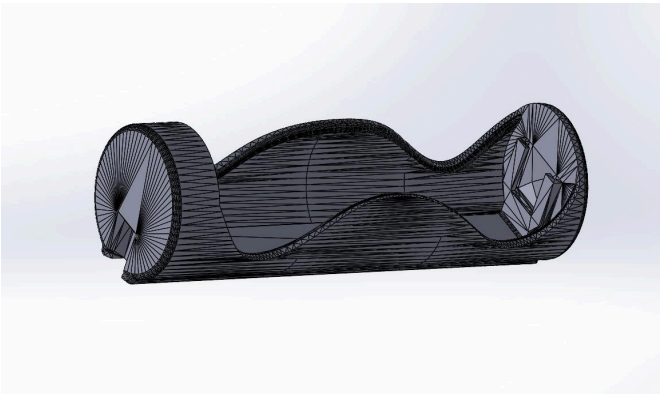


Fig. 7.Módulo comercial para una pila recargable AA.

Se puede estimar la duración de la batería teniendo en cuenta los consumos aproximados de todos los componentes; Arduino Nano (20mA), HC-SR04 (15mA), motor de tipo botón (60mA).

$$duración = \frac{2600\ mAh}{20\ mA + 15\ mA + 2(60\ mA)} = 16,7\ h$$

Se considera que 16 horas de uso continuo es una duración adecuada del sistema pero se debe contemplar la posibilidad de aumentar la duración del módulo de alimentación.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

- Módulo háptico: debido al estímulo táctil profundizado en el trabajo, el módulo háptico se encuentra en el agarre del bastón, que contiene un par de motores de masa excéntrica dispuestos verticalmente que vibran con el objetivo de generar la percepción fantasma en la palma de la mano del usuario.

El prototipo del sistema completo puede observarse en la Fig. 8.



Fig. 8. Bastón con los módulos incluidos.

Por último, ya teniendo los modelos de los módulos diseñados, se exportaron los archivos STL y se procedió a realizar impresiones de todos los módulos en una impresora 3D. En esta primera impresión, se inspeccionaron los módulos para corroborar que la geometría diseñada sea la adecuada, y de esta forma, se lograron corregir finos detalles en el diseño de los módulos.

En conjunto, la arquitectura modular del bastón puede ofrecer una plataforma versátil y fácilmente adaptable para fines educativos. La posibilidad de incorporar módulos intercambiables no solo simplifica el mantenimiento y la sustitución de componentes, sino que también permite a los estudiantes experimentar con distintas tecnologías y configuraciones para comprender ventajas y limitaciones de distintos diseños, fomentando un aprendizaje práctico y multidisciplinario.

III. Discusión y Resultados

Las pruebas del prototipo se realizaron en un entorno controlado, evaluando la respuesta del sistema frente a obstáculos y utilizando distintas configuraciones para la estimulación háptica. Los resultados mostraron que la configuración 3 ofrecía la mejor percepción espacial para el usuario. Si bien la configuración 3 fue la más adecuada para percibir el estímulo, las otras configuraciones también resultan valiosas como casos de estudio para los estudiantes, ya que permiten analizar ventajas y limitaciones de diseño en la implementación de sistemas hápticos.

Se presentaron inconvenientes en el proceso de desarrollo del prototipo, los cuales fueron parcialmente solucionados en versiones posteriores. Esta experiencia motivó a realizar una versión modular del bastón con aplicación en el área de la docencia.

La última versión diseñada del prototipo destaca en su bajo costo, facilidad en mantener y modificar sus partes sin comprometer el funcionamiento del sistema, debido a su diseño modular, y la capacidad de aplicarse como herramienta didáctica que integra distintas disciplinas de interés para estudiantes de Bioingeniería.

A. Trabajos Futuros

Para completar el diseño del prototipo de bastón háptico con fines didácticos , se pretende continuar con los siguiente lineamientos:

- Ampliar el repositorio de módulos detectores: se prevé la evaluación de tecnologías de detección alternativas, como sensores láser, infrarrojos, cámaras de visión artificial y GPS, con el fin de comparar precisión, alcance y robustez frente a diferentes condiciones ambientales.
- Conectividad y envío inalámbrico de datos: se proyecta el desarrollo de una aplicación móvil que reciba información en tiempo real desde el bastón, ampliando sus capacidades de monitoreo y análisis.
- Optimización del consumo de energía:se propone incorporar al módulo de alimentación sistemas de recarga, como el integrado TP4056, junto con baterías de mayor capacidad, para implementar una gestión inteligente del consumo.
- Módulo de inteligencia artificial: se contempla la utilización de placas de mayor capacidad de cómputo que, en conjunto con técnicas de visión artificial, permitan implementar algoritmos de detección y clasificación de objetos.
- Evaluar su uso en un contexto académico: se plantea realizar una validación del bastón como recurso didáctico, mediante su uso en talleres y prácticas de laboratorio, identificando fortalezas y limitaciones de la herramienta.

Estas mejoras no solo buscan incrementar la funcionalidad del prototipo, sino también ampliar su valor pedagógico, convirtiéndolo en un recurso más versátil para el aprendizaje y la investigación aplicada.

IV. Conclusión

El desarrollo del bastón háptico con fines didácticos evidenció ser una propuesta prometedora para integrar, en un único proyecto, conceptos clave de la Bioingeniería y la Ingeniería Biomédica, como la fisiología sensorial, el prototipado electrónico, la programación de microcontroladores y el diseño de interfaces hápticas. La arquitectura modular implementada no solo facilitó el montaje y la comprensión del sistema, sino que también abrió la posibilidad de experimentar con distintas tecnologías, enriqueciendo su valor como herramienta educativa.

En síntesis, el prototipo constituye una base sólida para actividades de enseñanza, investigación y desarrollo en el campo de la accesibilidad y las tecnologías hápticas. Su bajo costo, facilidad de implementación y escalabilidad académica lo convierten en un recurso atractivo para laboratorios y proyectos integradores.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Referencias

[1] Nasab, M. H. A. (Ed.). (2019). Handbook of robotic and image-guided surgery. Elsevier, pp. 239–263.

[2] Brewster, S. (2001). Haptic human-computer interaction: First international workshop, Glasgow, UK, August 31-September 1, 2000, proceedings (Vol. 1). Springer Science & Business Media, pp.1–9.

[3] A. Adilkhanov, M. Rubagotti and Z. Kappassov, "Haptic Devices: Wearability-Based Taxonomy and Literature Review," in IEEE Access, vol. 10, pp. 91923-91947, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3202986.

[4] Pacheco-Barrios, K., Ortega-Márquez, J., & Fregni, F. (2024). Haptic Technology: Exploring Its Underexplored Clinical Applications-A Systematic Review. Biomedicines, 12(12), 2802. https://doi.org/10.3390/biomedicines12122802

[5] D. S. Alles, "Information Transmission by Phantom Sensations," in IEEE Transactions on Man-Machine Systems, vol. 11, no. 1, pp. 85-91, March 1970, doi: 10.1109/TMMS.1970.299967.

[6] Lee, H. J., Lee, J., Kim, C. J., Kim, G. J., Kim, E.-S., & Whang, M. (2015). Brain Process for Perception of the “Out of the Body” Tactile Illusion for Virtual Object Interaction. Sensors, 15(4), 7913-7932. https://doi.org/10.3390/s150407913

[7] Barghout, A., Cha, J., Saddik, A. E., Kammerl, J., & Steinbach, E. (2009). Spatial resolution of vibrotactile perception on the human forearm when exploiting funneling illusion. IEEE International Workshop On Haptic Audio Visual Environments And Games, 19-23. https://doi.org/10.1109/have.2009.5356122

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Desarrollo de una PCB para la enseñanza del IoT

1st Valente Vázquez-Velázquez
Facultad de Ciencias, U. N. A. M.
Ciudad de México, México
0009-0004-7177-6882

2nd Ricardo López-López
Facultad de Ciencias, U. N. A. M.
Ciudad de México, México
0009-006-1592-3221

3rd Donají X. Cruz-López
Facultad de Ciencias, U. N. A. M.
Ciudad de México, México
0009-0007-2866-0456

4th Fernando Angeles-Uribe
Instituto de Astronomía, U. N. A. M.
Ciudad de México, México
0000-0001-7697-2808

5th Luis A. Ramirez-Bermudez
Facultad de Ciencias, U. N. A. M.
Ciudad de México, México
0009-006-1592-3221

6th Katia M. Villarnobo-Gonzalez
Facultad de Ciencias, U. N. A. M.
Ciudad de México, México
0009-0008-5210-5927

***Abstract*—En el presente trabajo se muestra el diseño de una placa electrónica utilizada para la enseñanza del Internet de las Cosas a nivel universitario. Esta placa consta de un módulo de desarrollo ESP32 con un microcontrolador Xtensa de 32 bits junto a diversos sensores y actuadores. Se presentan el desarrollo del dispositivo, un análisis de sus ventajas y desventajas, así como las opiniones de los alumnos que lo han utilizado, evidenciando su impacto significativo en el salón de clases.**

***Index Terms*—PCB, IoT, Enseñanza, Educación, ESP32.**

I. Introducción

Actualmente, el uso de tecnologías del entorno de la Industria 4.0 está en auge, por lo que la enseñanza de estas herramientas es indispensable para las carreras con enfoque ingenieril y científico [1].

Este trabajo, principalmente se centra en mostrar el desarrollo de una tarjeta electrónica o placa de circuito impreso (PCB, por sus siglas en inglés) que contiene un módulo de la familia ESP32 con un microcontrolador Xtensa de 32 bits [2], junto a diversos actuadores y sensores, con el objetivo de enseñar tecnologías del Internet de las Cosas (IoT, por sus siglas en inglés) a estudiantes de la licenciatura en Ciencias de la Computación [3] en la Facultad de Ciencias de la Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM), en una asignatura de nombre Seminario de Ciencias de la Computación A con el tema: Introducción al Internet de las Cosas; de aquí en adelante, el nombre de la asignatura se mencionará como *Introducción IoT*.

A. Sobre la asignatura

Dentro de su plan de estudios, la licenciatura en Ciencias de la Computación cuenta con asignaturas optativas denominadas como *seminarios*, en las cuales uno propone un tema en específico, por lo que bajo este esquema, se diseñó un plan de estudios que divide la arquitectura IoT (ver Fig. 1) en secciones, sumando una etapa para el manejo de señales y una capa extra de aplicaciones en la industria, agronomía, salud, educación y personal.

Ahora bien, la evaluación de los alumnos se divide en tres partes fundamentales:

- Mini prácticas
- Prácticas
- Proyecto final



Fig. 1. Arquitectura IoT [4]

La diferencia entre las mini prácticas y prácticas reside principalmente en la complejidad de estas. Las mini prácticas son pequeños ejercicios de manejo de señales, mientras que las prácticas son problemas a resolver utilizando diferentes protocolos de comunicación o mensajería del Internet de las Cosas.

Mini prácticas:

- Señales digitales de salida
- Señales digitales de entrada
- Señales analógicas de entrada (ADC)
- Señales analógicas de salida (PWM y DAC)
- Páginas WEB (HTML, CSS y JS)

Prácticas:

- Bluetooth
- HTTP
- MQTT
- Bots en Telegram
- Gemini de Google en ESP32

El temario completo de la clase, la forma de evaluación y todo lo relacionado a ella, puede observarse en su página oficial [5].

La asignatura de *Introducción IoT* se comenzó a impartir desde el año 2021; comenzó con un enfoque computacionalmente, sin embargo, dado que se pueden inscribir alumnos de otras licenciaturas que se ofertan en la Facultad de Ciencias,

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

fue necesario modificar ligeramente el enfoque, ya que, como puede observarse en la Tabla I, hay una elevada cantidad de alumnos físicos. Hasta ahora se han impartido 8 veces esta materia a alumnos de diferentes carreras, siendo un total de 123 estudiantes que cursaron la asignatura, en donde 103 la aprobaron.

TABLE I
NÚMERO DE ESTUDIANTES POR CARRERA QUE HAN CURSADO LA ASIGNATURA *Introducción IoT*.

Carrera	No. Estudiantes Aprobados	No. Estudiantes No aprobados
Actuaría	4	1
Biología	5	0
Ciencias de la Computación	36	10
Ciencias de la Tierra	1	0
Física	42	6
Física biomédica	2	1
Matemáticas	13	2
Matemáticas aplicadas	0	0
Total:	**103**	**20**

B. ¿Para qué crear una PCB para la enseñanza de IoT?

En las dos primeras ediciones del curso, los estudiantes ensamblaban en una placa de pruebas los circuitos utilizados en cada clase. Este procedimiento, además de implicar riesgos de cortocircuitos, ralentizaba el desarrollo del curso, principalmente debido a la poca experiencia de los alumnos en este tipo de actividades.

En la Facultad de Ciencias, únicamente las licenciaturas en Física [6] y en Física Biomédica [7] incluyen de manera obligatoria asignaturas orientadas al armado y prueba de circuitos eléctricos y electrónicos; en Ciencias de la Computación, estas materias existen, pero solo como optativas.

Por ello, se optó por diseñar una tarjeta electrónica específica para la asignatura *Introducción IoT*. Así, esta solución reduce el riesgo de cortocircuitos y evita que los estudiantes inviertan tiempo de más en el montaje de la electrónica sobre una placa de pruebas.

II. DISEÑO DE LA PLACA DE CIRCUITO IMPRESO

A. ¿Qué componentes utilizar en la PCB?

La primera cuestión a resolver fue la selección de los componentes, buscando que la tarjeta fuera lo más económica posible y, al mismo tiempo, permitiera abordar todos los temas del curso. Era necesario incluir sensores analógicos y digitales, tanto de entrada como de salida. Asimismo, la elección de las variables físicas debía poner en contexto a los estudiantes; por ejemplo, resulta más común implementar un sistema IoT para medir la temperatura de una habitación que para registrar la fuerza mediante un sensor resistivo. Entonces, se tomó la decisión de agregar los siguientes componentes:

- 1 Sensor de temperatura y humedad
- 1 Sensor de luz
- 1 Potenciómetro o resistencia variable
- 2 Interruptores momentáneos
- 5 LEDs

B. Diseño del esquema electrónico

El diagrama electrónico se dividió en cuatro secciones para su diseño: 1) Alimentación, 2) Microcontrolador, 3) LEDs y 4) Sensores. En la Fig. 2 es posible observar el diagrama de bloques del diseño de la tarjeta electrónica.

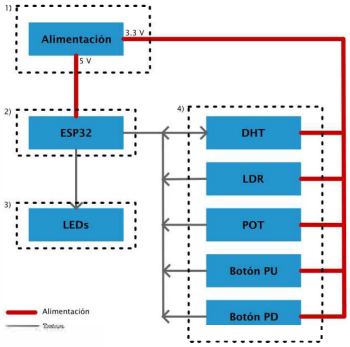


Fig. 2. Diagrama de bloques de la tarjeta electrónica.

1) Alimentación: El módulo del ESP32 opera a 5 V, aunque el microcontrolador debe operar a un voltaje máximo de 3.3 V, es por esto que se optó por utilizar una alimentación fija de entrada de 5 V junto con un regulador LD1117A de empaque SOT-223 [8] para obtener el voltaje requerido (ver Fig. 3). Con el fin de asegurar una fuente de energía estable, se eligió un cable USB tipo A con conector tipo jack para plug [9], que incorpora en su interior un regulador a 5 V. Con esto, solo basta conectarlo a una fuente con USB tipo A para energizar la tarjeta electrónica.

En caso de que se requiera utilizar algún componente que no se haya considerado en el diseño de la tarjeta, se dejó la conexión JP5 para la alimentación a 5 V y 3.3 V.

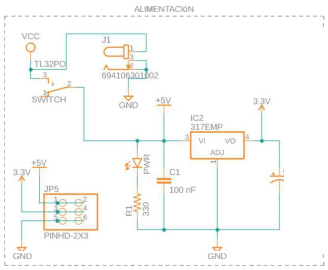


Fig. 3. Sección: Alimentación de la tarjeta de circuito impreso

2) Microcontrolador: Actualmente existe una amplia variedad de microcontroladores y tarjetas de desarrollo [10], algunas ya con capacidad de conexión a internet, ya sea mediante enlaces alámbricos o inalámbricos; ejemplos de ello son la Nano 22 IoT [11], la MKR WiFi 1010 [12] o la Particle Photon 2 [13]. Considerando criterios como bajo costo, fácil disponibilidad y una documentación vasta, se seleccionó el ESP32 en su versión de módulo DEVKIT V1. Este dispositivo tiene un precio inferior a 7 dólares estadounidenses, puede adquirirse en México tanto en tiendas de electrónica físicas

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

como en línea, y cuenta con extensa documentación disponible en internet, satisfaciendo así los requisitos establecidos. La conexión electrónica se muestra en la Fig. 4, en donde los conectores JP2 y JP3 son extensiones de los pines del módulo; esto se hizo con el fin de contar con la posibilidad de conectar algún otro componente al microcontrolador.

Cabe resaltar que se optó por un diseño modular del módulo ESP32 con el propósito de simplificar su sustitución en caso de una eventual falla. Esta decisión responde a que, de encontrarse el componente soldado de manera permanente sobre la placa, cualquier daño en él implicaría la necesidad de reemplazar o desechar la tarjeta completa, lo que incrementaría tanto el costo como la complejidad de mantenimiento.

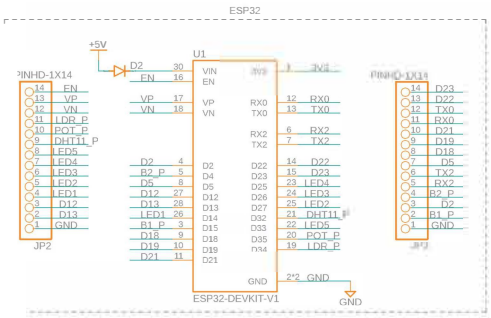


Fig. 4. Sección: Microcontrolador de la tarjeta de circuito impreso

3) LEDs: Se conectaron 5 LEDs comunes de 3 mm de diámetro a los pines 14, 25, 26, 27 y 33 del ESP32 con el objetivo de contar con elementos para aplicar señales de salida, tanto digitales como analógicas; así es posible la enseñanza de señales DAC y PWM. Cada LED consume una corriente de 10 mA. En la figura 5 es posible observar su conexión electrónica.

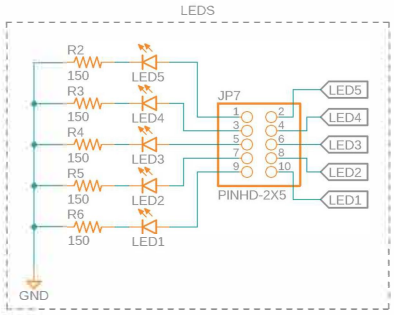


Fig. 5. Sección: LEDs de la tarjeta de circuito impreso

4) Sensores: Se muestra a continuación una lista de componentes seleccionados meticulosamente que ayudan en la enseñanza de temas del Internet de las Cosas; todos ellos cumplen con los requerimientos de bajo costo y uso sencillo. Sus conexiones electrónicas se muestran en la Fig. 6. El conector JP4 sirve para conectar o desconectar estos dispositivos al microcontrolador.

- Sensor de temperatura y humedad. El sensor DHT11 [14] es un componente económico y sencillo de programar, por lo que la curva de aprendizaje es corta. Sus parámetros de exactitud tanto en temperatura como en humedad son suficientes para las pruebas en clase.
- Sensor de luz. La fotorresistencia (LDR, por sus siglas en inglés) [15] es un elemento que mide la cantidad de luz que llega a su superficie, perfecta para la enseñanza de señales analógicas de entrada que provienen de una variable física.
- Potenciómetro. La resistencia variable 3362P [16] se seleccionó para disponer de una señal analógica de entrada que funcione como elemento de control, similar a una perilla. En las clases, una de sus aplicaciones más frecuentes es la selección del *setpoint* en un sistema de control PID.
- Interruptores. Para ilustrar el manejo de señales digitales de entrada, se incorporaron dos interruptores momentáneos (SW1 y SW2) conectados en configuración *pull-up* y *pull-down*, lo que facilita la comprensión de este tipo de señales.

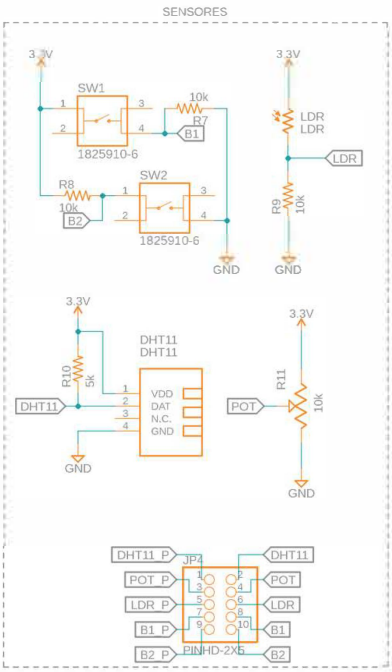


Fig. 6. Sección: Sensores de la tarjeta de circuito impreso

C. Esquema

El diseño se realizó con el software Fusion de Autodesk [17]. El circuito electrónico completo se puede observar en la Fig. 12 ubicado en el apéndice de este documento, donde se muestran las cuatro partes descritas anteriormente.

D. Diseño de la placa de circuito impreso

Ya con el diseño electrónico completo, se procedió a diseñar la placa física, es decir, realizar las conexiones y colocar los componentes dentro de un espacio físico (ver Fig. 7), que para este caso fueron 95 × 60 mm.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

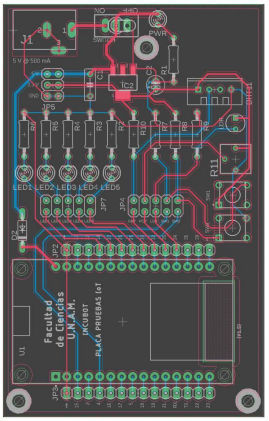


Fig. 7. Diagrama de las conexiones del diseño de la PCB.

En la figura 13 (ubicada en el apéndice) se muestra el diseño final de la PCB.

Para nuestro flujo de trabajo es imprescindible realizar un modelo tridimensional de la tarjeta electrónica, esto con el fin de observar si los espacios contemplados para cada uno de los componentes son los correctos, por lo que el diseño en 3D se muestra en la Fig. 8. Además, su plano técnico es posible observarlo en la Fig. 14 ubicado en el apéndice.

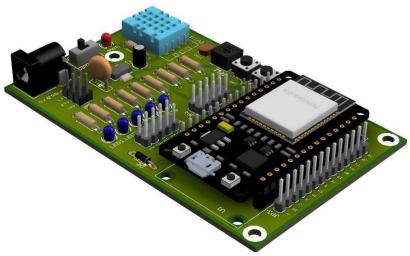
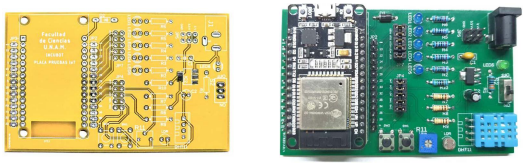


Fig. 8. Diagrama tridimensional del diseño de la PCB.

III. Resultados

A. Placa de circuito impreso

La alternativa seleccionada para la fabricación de las tarjetas de circuito impreso fue la subcontratación con la empresa china: PCBWay [18], principalmente por el bajo costo y la accesibilidad del servicio, lo cual resulta conveniente en proyectos de carácter académico. El paquete mínimo incluye 5 o 10 tarjetas por un costo de 5 USD, más aproximadamente 10 USD adicionales por concepto de envío internacional, el cual suele demorar alrededor de 15 días. Existen otras alternativas como la empresa DHL, en donde el traslado del paquete toma alrededor de 4 días de China a México, pero con un costo aproximado de 300 % arriba del precio descrito anteriormente.



(a) PCB sin poblar (b) PCB poblada

Fig. 9. Tarjeta electrónica resultante.

En la Figura 9(a) se presenta la tarjeta en su estado inicial (PCB sin poblar), mientras que en la Figura 9(b) se ilustra la tarjeta ya poblada con los componentes electrónicos, lista para su utilización en actividades de enseñanza y experimentación.

B. Uso con estudiantes

Al término de cada ciclo escolar, se aplica un cuestionario para conocer la opinión de los estudiantes sobre el curso. Este instrumento incluye preguntas de apreciación, dificultad, comparación con otros grupos, evaluación docente y una autoevaluación de su desempeño.

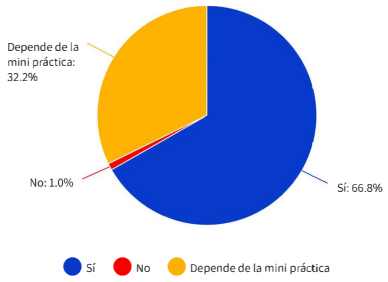


Fig. 10. Encuesta sobre la facilidad de uso de la placa electrónica

Tras implementar la tarjeta en seis grupos distintos, se obtuvo la participación de 99 estudiantes en dicho cuestionario. La pregunta referente a la PCB fue: *¿La placa electrónica te resultó fácil de utilizar?*; dos tercios de los encuestados afirmaron que la tarjeta sí era sencilla de utilizar, mientras que la mayoría del resto mencionó que dependía del tema de la mini práctica (ver Fig. 10). En el apéndice al final de este texto, se presentan los resultados de esta pregunta desglosados por grupo.

El 32.3 % que respondió “depende del tema” se refiere principalmente en la unidad dedicada a señales analógicas. En este apartado, se emplean dos LEDs para comparar el uso de DAC y PWM, y se solicita a los estudiantes realizar conexiones entre pines de salida y entrada para visualizar el comportamiento de la señal mediante el *Serial Plotter* de Arduino. Cabe señalar que este porcentaje coincide con los alumnos que al inicio del ciclo escolar mencionan que nunca han tenido contacto con temas de electrónica. Finalmente, el 1 % coincide con un estudiante que abandonó el curso a mitad de semestre.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

IV. Conclusiones

La asignatura Introducción al Internet de las Cosas brinda al estudiante una perspectiva distinta sobre sus posibles trayectorias profesionales posteriores a la licenciatura. Diversos alumnos han manifestado que, antes de cursarla, desconocían la existencia y alcances de la Industria 4.0.

Tras cuatro años de impartirse, al menos tres egresados se han acercado para agradecer, señalando que los contenidos abordados en la asignatura les resultaron de utilidad tanto para la aprobación de exámenes de colocación laboral como en el desempeño cotidiano de sus funciones. Entre los casos más destacados se encuentran una egresada que actualmente diseña interfaces gráficas de control (comúnmente llamados *dashboards*) para una empresa de inteligencia artificial, y otra que se desempeña en el manejo y gestión de bases de datos.

En este sentido, el desarrollo de la tarjeta didáctica para la enseñanza en IoT representó un acierto pedagógico, ya que permitió orientar la asignatura hacia un enfoque computacional más que meramente electrónico. Esto facilitó la incorporación de prácticas centradas en la resolución de problemas mediante tecnologías asociadas no solo al Internet de las Cosas, sino también a la Industria 4.0 en un sentido más amplio.

A. Trabajo a futuro

Actualmente se está trabajando en una versión más amplia de esta tarjeta, en donde se amplió la integración de conexiones para motores, más sensores y una pantalla OLED pequeña, esto con la intención de diseñar y aplicar prácticas más robustas y componentes más complejos.

En la figura 11 se muestra el diseño 3D de esta tarjeta.

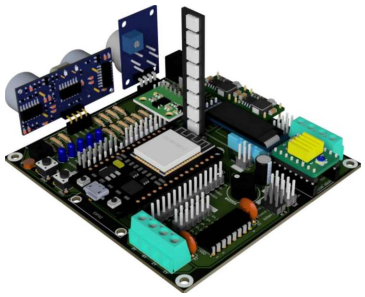


Fig. 11. Diagrama 3D de la tarjeta para IoT 2.0

V. Agradecimientos

Se agradece al Taller de Control y Electrónica de la Facultad de Ciencias de la U. N. A. M. por el financiamiento a través del proyecto PAPIME PE108822, el espacio y la herramienta para el diseño y ensamblaje de 20 tarjetas electrónicas para ser utilizadas en la clase de *Introducción IoT*.

References

[1] V. M. Cuchillac, "La enseñanza de IoT como estrategia para desarrollar competencias técnicas para la Industria 4.0," *Realidad y Reflexión*, no. 57, pp. 15–38, 9 2023. [Online]. Available: https://doi.org/10.5377/ryr.v1i57.16694

[2] ESPRESSIF, "Esp32 devkitc," 2025. [Online]. Available: https://docs.espressif.com/projects/esp-dev-kits/en/latest/esp32/esp32-devkitc/index.html

[3] UNAM, "Licenciatura en ciencias de la computación." [Online]. Available: https://www.fciencias.unam.mx/estudiar-en-ciencias/estudios/licenciaturas/computacion

[4] D. Benítez Machado, C. Anías Calderón, and L. Moreno, "Propuesta de arquitectura para internet de las cosas," 11 2016.

[5] V. Vázquez-Velázquez, "Introducción a iot," 2022. [Online]. Available: https://sites.google.com/ciencias.unam.mx/introduccion-iot-fc/inicio

[6] UNAM, "Licenciatura en física." [Online]. Available: https://www.fciencias.unam.mx/estudiar-en-ciencias/estudios/licenciaturas/fisica

[7] ——, "Licenciatura en física biomédica." [Online]. Available: https://www.fciencias.unam.mx/estudiar-en-ciencias/estudios/licenciaturas/fbiomedica

[8] STMicroelectronics, "Ld1117a series: Low drop fixed and adjustable positive voltage regulators (datasheet)," https://www.st.com/resource/en/datasheet/ld1117a.pdf, Jul. 2013, docID 7194, Rev. 26.

[9] U. Electronics, "Cable usb 5v a 5v/9v/12v dc unit electronics," 2025. [Online]. Available: https://uelectronics.com/producto/cables-de-alimentacion-usb-5v-a-plug-5v-9v-12v-dc/

[10] E. Al-Masri, S. Kabu, and P. Dixith, "Emerging hardware prototyping technologies as tools for learning," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 80 207–80 217, 2020.

[11] Arduino, "Arduino nano 33 iot," https://docs.arduino.cc/resources/datasheets/ABX00027-datasheet.pdf, 2025.

[12] ——, "Arduino mkr wifi 1010," https://docs.arduino.cc/resources/datasheets/ABX00023-datasheet.pdf, 2025.

[13] Particle, "Photon 2," https://docs.particle.io/reference/datasheets/wi-fi/photon-2-datasheet/, 2024.

[14] A. Industries, "Dht11, dht22 and am2302 sensors," https://cdn-learn.adafruit.com/downloads/pdf/dht.pdf, 2025.

[15] R. Components, "Light dependent resistors," https://components101.com/sites/default/files/component_datasheet/LDR%20Datasheet.pdf, 1997.

[16] BOURNS, "3362 – 1/4 ″ square trimpot trimming potentiometer," https://www.bourns.com/docs/Product-Datasheets/3362.pdf, 2025, rev.: 03/25.

[17] Autodesk, "Autodesk fusion: más que cad, es el futuro del diseño y la manufactura," https://www.autodesk.com/mx/products/fusion-360/overview, 2025.

[18] PCBWay, "Pcbway, prototipos de pcb de forma sencilla," https://www.pcbway.es/, 2025.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

APÉNDICE

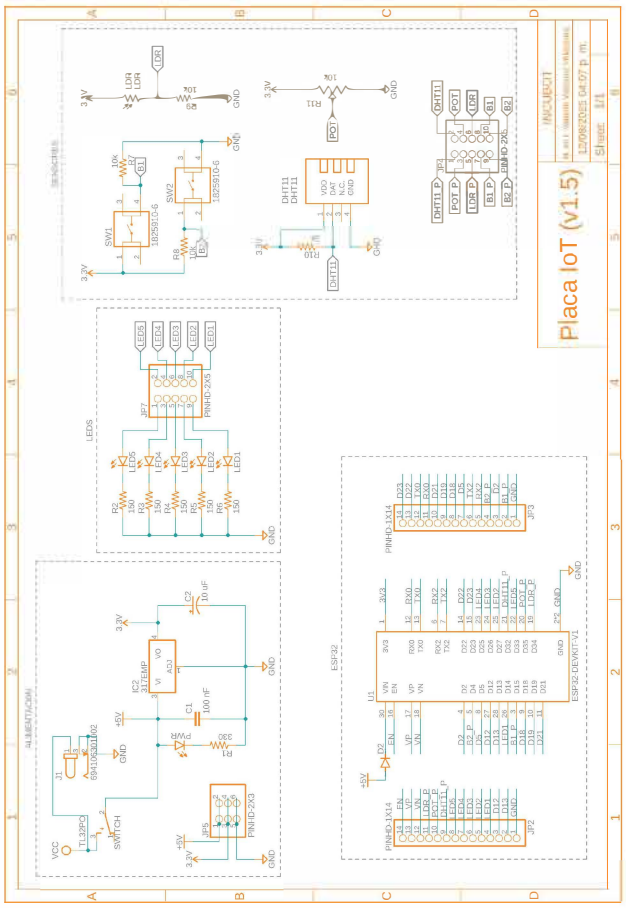
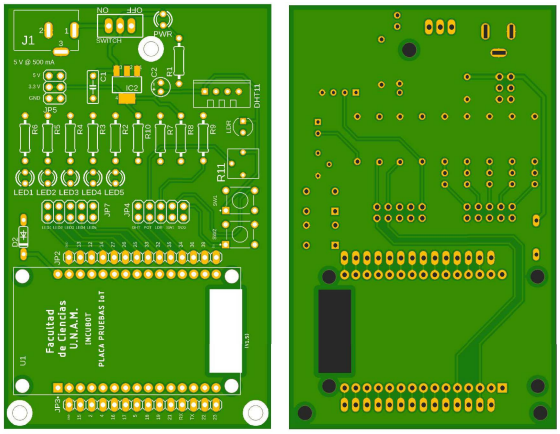


Fig. 12. Diagrama esquemático completo de la tarjeta electrónica



(a) PCB (*top view*) (b) PCB (*bottom view*)

Fig. 13. Diagrama final del diseño de la PCB.

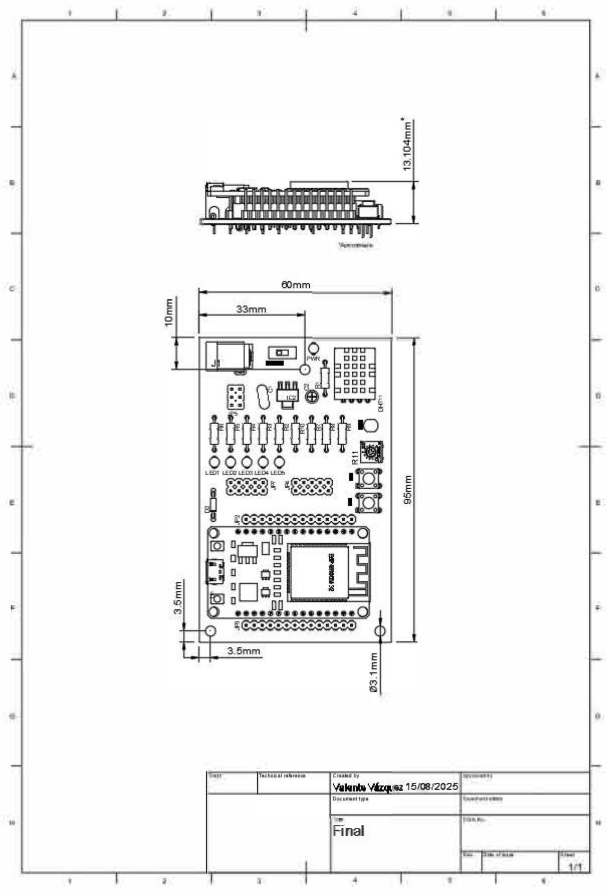


Fig. 14. Plano técnico de la placa electrónica



Fig. 15. Encuesta al grupo del periodo 2023-1



Fig. 16. Encuesta al grupo del periodo 2023-2

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025



Fig. 17. Encuesta al grupo del periodo 2024-1



Fig. 18. Encuesta al grupo del periodo 2024-2



Fig. 19. Encuesta al grupo del periodo 2025-1



Fig. 20. Encuesta al grupo del periodo 2025-2

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Diseño, Implementación y Validación de un Shield de Adquisición de Bajo Costo para Ensayos de Desgaste

1er Nicolás Urbano Pintos
LEDFS
UTN FRH
Haedo, Argentina
nurbano@frh.utn.edu.ar

2do Nehuen Pocovi
TAMA
UTN FRH
Haedo, Argentina
npocovi128@alumnos.frh.utn.edu.ar

3er Maximiliano Zanin
LEDFS
UTN FRH
Haedo, Argentina
mzanin@frh.utn.edu.ar

***Abstract*—Este trabajo presenta el diseño y validación de un shield de bajo costo compatible con la disposición de pines de una placa de desarrollo Arduino Uno, diseñado para la adquisición de variables en ensayos tribológicos de fricción y desgaste (pin-on-disk, ball-on-disk, block-on-ring y doble block-on-ring), así como para el control de parámetros experimentales. El sistema soporta la conexión de hasta dos celdas de carga mediante módulos ADC HX711, sensores I2C (por ejemplo, de temperatura), entradas de encoder, dos entradas analógicas adicionales y salidas de control para actuadores, todo operando con la alimentación del propio microcontrolador, sin requerir fuentes externas. Además, se encuentra integrado con un software desarrollado en el laboratorio para la visualización, adquisición y almacenamiento de datos en tiempo real, proporcionando una solución completa y accesible para contextos académicos y de investigación. Tanto el hardware como el firmware se distribuyen como hardware abierto en un repositorio público de GitHub, favoreciendo la replicación, colaboración y mejora comunitaria. Los resultados experimentales validan la precisión, estabilidad y versatilidad del sistema en aplicaciones tribológicas, consolidándolo como una alternativa viable frente a equipos comerciales de mayor costo.**

***Index Terms*—desgaste, adquisición de datos, control experimental, bajo costo**

I. Introduction

La caracterización tribológica mediante ensayos normalizados constituye una herramienta esencial en el estudio de materiales y recubrimientos, al permitir evaluar su resistencia al desgaste, su coeficiente de fricción (CoF) y su comportamiento bajo diferentes condiciones de contacto. Entre las técnicas más empleadas se encuentran el pin-on-disk, el ball-on-disk, el block-on-ring y el doble block-on-ring y, cada una, con aplicaciones específicas en la medición de parámetros tribológicos.

El ensayo pin-on-disk, estandarizado en ASTM G99-17 [1], consiste en aplicar una carga normal sobre una muestra en forma de pin en contacto con un disco en rotación. Esta configuración permite registrar la fuerza de fricción y calcular el CoF como la relación entre la fuerza de fricción y la carga aplicada. Un esquema típico del montaje se presenta en la Figura 1.a.

El ensayo block-on-ring, descrito en ASTM G77-17 [2], utiliza un bloque fijo en contacto con un anillo giratorio y se emplea para evaluar materiales y lubricantes en condiciones de deslizamiento controlado. Este tipo de ensayo resulta especialmente útil para la comparación de diferentes pares de materiales en condiciones de carga y velocidad constantes (Figura 1.b).

Por su parte, el ball-on-disk, estandarizado en ASTM G99-23 [3], utiliza una esfera en contacto con un disco en rotación y se emplea para estudiar el comportamiento tribológico en configuraciones de contacto puntual, típicas en rodamientos o sistemas de apoyo de alta precisión (Figura 1.c). La variante doble block-on-ring consiste en la aplicación simultánea de dos bloques sobre un mismo anillo giratorio, lo que permite realizar estudios comparativos bajo condiciones idénticas y aumentar la confiabilidad de los resultados obtenidos.

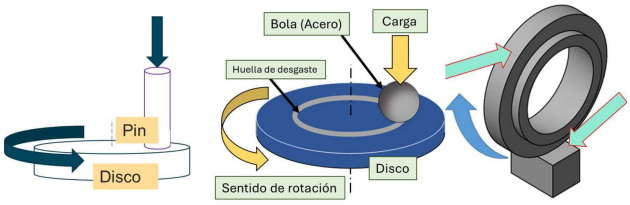


Fig. 1. Diagramas de ensayos: (a) pin-on-disk; (b) ball-on-disk; (c) Block-on-Ring

En los últimos años, la eficiencia energética y la durabilidad han adquirido una importancia creciente en el desarrollo de sistemas técnicos, lo que desde un punto de vista tribológico se relaciona directamente con la reducción de desgaste y fricción. Para investigar nuevos materiales, recubrimientos o lubricantes, es común emplear bancos de prueba simplificados. Aunque existen equipos comerciales avanzados que permiten mediciones de alta resolución de parámetros tribológicos, su elevado costo representa una barrera de entrada. Por ello, diversos proyectos de investigación han desarrollado tribómetros de bajo costo, autoconstruidos y basados en hardware abierto. Orgeldinger et al. diseñaron un tribómetro fabricado comple-

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

tamente con manufactura aditiva y ofrecen reproducibilidad suficiente para pruebas comparativas, así como aplicaciones en educación y en capacitación [4].

El control de estos ensayos requiere encargarse de la marcha, la parada y el sentido de giro de motores trifásicos, normalmente conectados a través de variadores de frecuencia electrónicos. Asimismo, es imprescindible la adquisición de variables experimentales críticas como la fuerza medida con una o dos celdas de carga, la temperatura ambiente, la temperatura en la zona de contacto y la velocidad de ensayo. E incluso en configuraciones con carga variable, por ejemplo mediante depósitos de agua, se hace necesaria la medición de caudal con caudalímetros tipo encoder y el control de bombas centrífugas para efectuar la carga y descarga.

Los sistemas comerciales que integran estas funcionalidades suelen presentar costos elevados, principalmente por la necesidad de convertidores analógico-digitales (ADC) de alta resolución y equipos de control y software propietarios. Esto limita su adopción en laboratorios académicos o de investigación con recursos restringidos.

En este trabajo se propone un sistema de hardware abierto y de bajo costo que combina control de motores y adquisición de variables críticas de forma integrada. Al igual que los tribómetros de bajo costo reportados en la literatura, este enfoque requiere no solo de control económico de actuadores, sino también de un sistema de adquisición abierto capaz de registrar señales analógicas y digitales provenientes de sensores como celdas de carga, sensores de temperatura, medidores de velocidad angular y caudalímetros. La solución implementada utiliza microcontroladores y un shield adaptable para Arduino Uno, junto con la publicación del hardware y software en un repositorio abierto de GitHub [5], lo que permite replicación, personalización y mejora comunitaria. De esta manera, se demuestra que es posible ejecutar ensayos tribológicos reproducibles, incluyendo control de velocidad y sentido de giro de motores trifásicos, sin recurrir a equipamiento comercial costoso.

Contribuciones principales:

- Diseño y validación de un shield de bajo costo y código abierto para Arduino Uno, orientado a la adquisición y control de variables críticas en ensayos tribológicos.
- Integración de medición simultánea de hasta dos celdas de carga, sensores I2C, entradas analógicas y de encoder, y salidas opto acopladas para la gestión de motores y bombas.
- Control integral de ensayos como pin-on-disk, block-on-ring, doble block-on-ring y ball-on-disk.
- Publicación abierta del hardware y el software en un repositorio de GitHub [5], permitiendo replicación, validación y mejora comunitaria.
- Provisión de una alternativa accesible y robusta para laboratorios académicos, facilitando la docencia, investigación y desarrollo tecnológico en tribología y ciencia de materiales.

II. Metodología

Se diseñó un shield compatible con Arduino Uno y cualquier microcontrolador que comparta la misma disposición de pines, el mismo se monta directamente sobre la placa de desarrollo. El diseño admite la conexión de hasta dos celdas de carga, cada una a través de un módulo HX711 de la marca AVIA semiconductores [6], un convertidor analógico-digital (ADC) de 24 bits ampliamente utilizado en instrumentación de bajo costo. El HX711 permite configurar la tasa de muestreo en 10 SPS (Samples per Second - Muestras por segundo) o 80 SPS, ofreciendo flexibilidad entre resolución y velocidad de adquisición según los requerimientos del ensayo.

Además, el shield incorpora dos entradas analógicas adicionales, que posibilitan la conexión de sensores externos (p. ej., temperatura, humedad, presión o cualquier señal analógica relevante), lo que amplía las capacidades de monitoreo del sistema.

En cuanto al control, la placa dispone de salidas de relé opto aisladas, utilizadas para la gestión de la marcha y el cambio de sentido de giro en variadores de frecuencia (VFD) que gobiernan motores trifásicos. El empleo de opto acopladores en estas salidas resulta fundamental para mitigar los efectos de la interferencia electromagnética (EMI) generada por los VFD y proteger el microcontrolador, asegurando la integridad de las señales de control [7]. La Fig. 2 presenta una etapa de control con relé. La señal digital activa el LED del opto acoplador, conmutando un transistor BC547 que energiza la bobina del relé. El diodo D1 protege contra transitorios inductivos. Esta topología permite accionar cargas de corriente alterna o continua de hasta 220 V y 1 A, incluyendo lámparas y bombas de baja potencia.

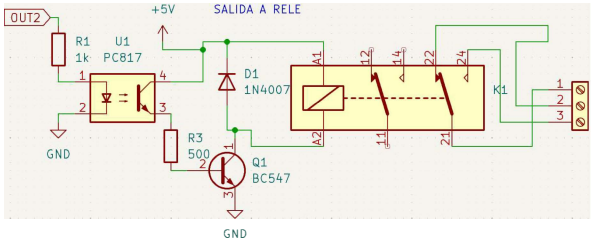


Fig. 2. Circuito esquemático de Salidas a Relé optoaisladas.

Asimismo, se incluyen salidas PWM opto acopladas a transistores MOSFET, que permiten tanto la modulación de señales de control de tensión externa en los VFD como la activación de cargas inductivas. La Fig. 3 muestra un circuito de conmutación que emplea un optoacoplador (U5) para excitar un MOSFET IRF540N. El aislamiento galvánico protege al microcontrolador de perturbaciones en la línea de potencia. La resistencia R10 controla la conmutación de la compuerta y R12 asegura el apagado rápido. Esta configuración permite manejar tensiones de hasta 24 V y corrientes superiores a 10 A, adecuadas para motores y electroválvulas, siempre y cuando se coloquen los disipadores correspondientes.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

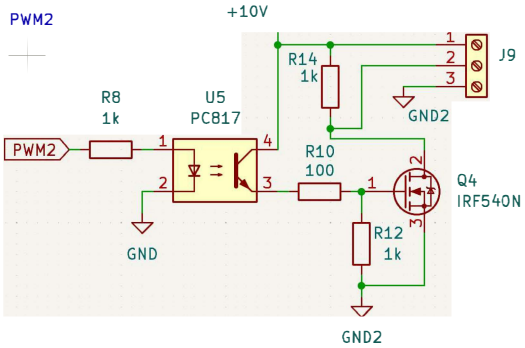


Fig. 3. Circuito esquemático de salidas PWM tipo MOSFET opto aisladas.

De esta manera, el sistema admite el control integral de parámetros del ensayo, incluyendo tiempo de prueba, sentido de giro y velocidad, además de la ejecución de perfiles de velocidad variable o la inversión automática del giro durante el ensayo.

Para la comunicación con sensores digitales, el shield integra un bus I2C, facilitando la conexión con sensores de temperatura y otros dispositivos periféricos. También se contemplan dos entradas de interrupción dedicadas a encoders o sensores ópticos/magnéticos de velocidad, lo que permite una medición precisa de las variables cinemáticas durante el ensayo.

El diseño de la PCB se realizó en simple faz, con el objetivo de que pueda ser fabricada mediante métodos de bajo costo y disponibilidad local (p. ej., placas fotosensibles o transferencia térmica). Todos los componentes seleccionados son de Tecnología de Orificio Pasante, y los diámetros de los orificios de perforación fueron normalizados en 0,75 mm, 1 mm, 1,25 mm y 1,5 mm, compatibles con brocas estándar disponibles en comercios generales. La Figura 4 muestra la vista superior del PCB, mientras que la Figura 5 presenta la visualización 3D de la placa ensamblada.

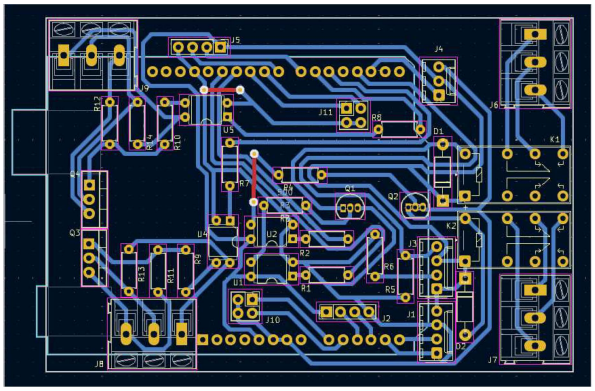


Fig. 4. Vista superior del Circuito Impreso del Shield diseñado

La adquisición y visualización de datos se implementa mediante una interfaz en Python, utilizando la librería PySerial para la comunicación en tiempo real [8]. Esto permite el

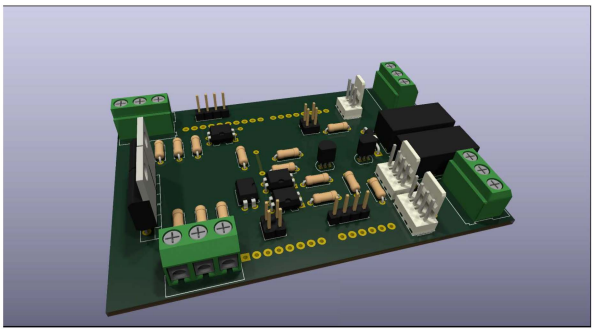


Fig. 5. Vista superior del modelo del Shield con el montaje de los componentes en 3 dimensiones

registro continuo y la representación gráfica de las variables medidas, con código fuente y archivos de hardware disponibles en un repositorio de hardware abierto en GitHub [5], fomentando la replicación y la mejora comunitaria. Por otra parte, vale la pena aclarar que, el costo total de los componentes, ronda entre los 20 USD y 30 USD en el mercado local (Agentina).

A. *Prototipo experimental*

A partir del método de transferencia térmica de impresión de láser(toner) sobre una placa de cobre simple faz (sustrato pertinax) se realizó el primer prototipo experimental que fue utilizado en la validación de la sección Resultados. El mismo se puede observar en la Fig. 6. Es necesario aclarar que la figura mencionada es una fotografía de la primera versión del diseño. La versión presentada en este trabajo cuenta con algunas modificaciones de ubicación de componentes, que facilitan la conexión del cableado externo.

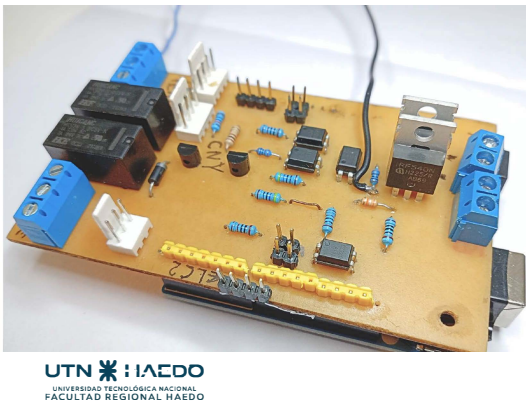


Fig. 6. Vista superior de placa construida para los ensayos (versión preliminar)

III. Resultados

Con el objetivo de validar el correcto funcionamiento de todas las entradas y salidas del Shield desarrollado, se implementó un programa de prueba en un Arduino Uno que permitió verificar de manera sistemática cada una de las funcionalidades

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

del sistema. El mismo se encuentra en el repositorio público citado anteriormente.

Se realizó un experimento para caracterizar la relación entre la señal PWM enviada desde la placa de control y la frecuencia indicada en un variador de frecuencia modelo VDF-007M23A de la marca Delta [9] con entrada analógica de 0–10 V. La señal PWM se aplicó a través del circuito opto aislado y con salida MOSFET descripto en la sección anterior, mientras que la entrada del variador posee una resistencia pull-down de 20 $k\Omega$ sin filtrado adicional. Se midieron las frecuencias correspondientes para valores de PWM de 0 a 255, obteniéndose la relación no lineal mostrada en la Figura 7. La curva de respuesta aproximada puede describirse con un polinomio de segundo orden, indicando que la señal PWM digital no se traduce de manera lineal a la frecuencia del motor, esto puede ser debido a capacidades internas del variador, que no son descriptas en su hoja de datos.Sin embargo, al utilizar una regresión polinómica de grado 2 se obtuvo una alta correlación R^2 de 0.9998 y un bajo error cuadrático medio (MSE- Mean Square Error) de 0.0396.

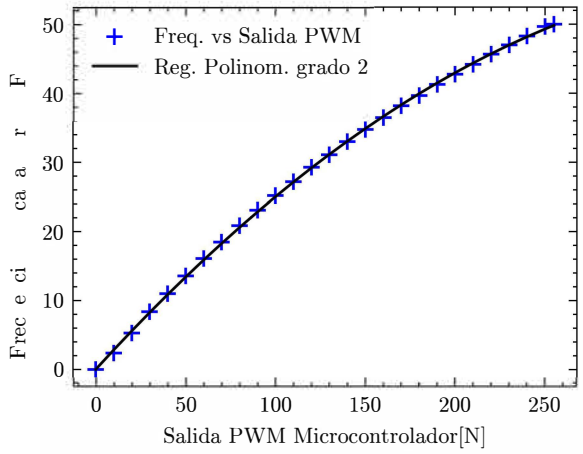


Fig. 7. Frecuencia indicada por el Variador de Frecuencia versus la salida PWM del mictrocontrolador

Para analizar la adquisición simultánea de dos celdas de carga y el uso de interrupciones, se utilizaron dos celdas tipo S de 30 kg de la marca Flexar [10] en paralelo, a las cuales se le colgó un bidón PET reutilizable con capacidad de 12 litros. Las celdas fueron muestreadas a partir de 2 módulos HX711 conectados sobre el shield experimental, se muestreó a 10 SPS. Inicialmente, el bidón estaba vacío y posteriormente se comenzó a llenarlo mediante una bomba centrífuga de 12 V, accionada por una salida a relé opto acoplada. La manguera de carga estaba conectada a un caudalímetro tipo encoder YF-S201, el cual se conectó a una entrada de interrupciones del dispositivo de adquisición.

Durante el ensayo se registraron las cuentas del ADC de la celda 1, de la celda 2, y la señal emitida por el caudalímetro. La evolución de estas variables se muestra en la Fig. 8. Posteriormente, se analizó la correlación entre las variables medidas, como se presenta en la Tabla I. Se observa una

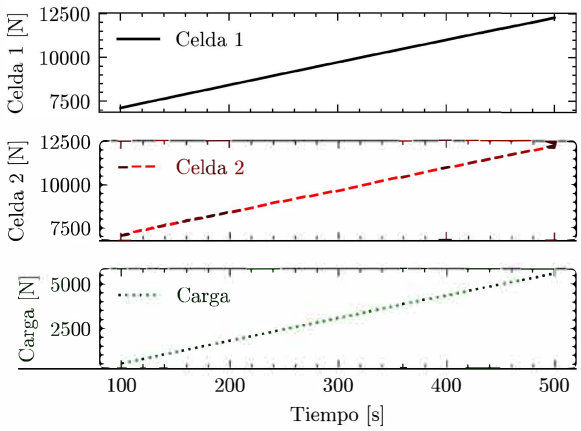


Fig. 8. Ensayo de llenado del bidón: adquisición simultánea de dos celdas de carga y caudalímetro.

altísima correlación (cercana a 1) entre las señales registradas, indicando consistencia en la adquisición simultánea de ambas celdas y del caudalímetro.

TABLE I
CORRELACIÓN ENTRE VARIABLES MEDIDAS DURANTE EL LLENADO DEL BIDÓN.

	Celda 1	**Celda 2**	**Caudalímetro**
Celda 1	1.000000	0.999960	0.999999
Celda 2	0.999960	1.000000	0.999959
Caudalímetro	0.999999	0.999959	1.000000

De manera complementaria, se verificaron las salidas a relé para el control de actuadores externos, así como las entradas analógicas adicionales, asegurando la flexibilidad del shield para ser empleado en una amplia gama de configuraciones experimentales. Los resultados obtenidos demuestran que el diseño propuesto cumple con los requisitos estabilidad y versatilidad, ofreciendo un desempeño adecuado para la instrumentación de ensayos tribológicos y otras aplicaciones experimentales de bajo costo.

IV. CONCLUSIONES

El desarrollo presentado constituye una solución robusta, flexible y de bajo costo para la adquisición y control en ensayos tribológicos de fricción y desgaste. A partir de la validación experimental, se demostró la capacidad del shield diseñado para Arduino Uno de integrar y gestionar múltiples sensores y actuadores, incluyendo la operación de motores trifásicos mediante variadores de frecuencia, la adquisición de variables ambientales y tribológicas, y el registro en tiempo real a través de una plataforma de software abierta y personalizable. La incorporación de entradas analógicas adicionales, salidas PWM opto acopladas y la posibilidad de operar con hasta dos celdas de carga en paralelo, junto con el control integral de bombas y caudalímetros, otorgan al sistema una alta versatilidad para adaptarse a distintos protocolos experimentales. Estas características amplían el

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

rango de aplicaciones del dispositivo, abarcando desde ensayos normalizados como pin-on-disk, block-on-ring, doble block-on-ring y ball-on-disk, hasta configuraciones personalizadas en docencia e investigación. El carácter abierto y documentado del diseño, acompañado de la publicación en un repositorio de GitHub, asegura la posibilidad de replicación, mejora y adaptación en otros laboratorios y contextos. De esta manera, el sistema propuesto se posiciona como una alternativa accesible y escalable frente a soluciones comerciales de alto costo, contribuyendo a la investigación aplicada, la formación académica y el desarrollo tecnológico en el área de tribología y ciencia de materiales.

AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen al laboratorio de Ensayos de Desgaste y Fricción Sólida de la Facultad Regional Haedo de la Universidad Tecnológica Nacional, al equipo técnico y a los estudiantes que participaron en la validación.

REFERENCES

[1] A. International, "Standard test method for wear testing with a pin-on-disk apparatus," 2017.
[2] A. International, "Standard test method for ranking resistance of materials to sliding wear using block-on-ring wear test," 2017.
[3] A. International, "Standard test method for wear and friction testing with a pin-on-disk or ball-on-disk apparatus," 2023.
[4] C. Orgeldinger, T. Rosnitschek, and S. Tremmel, "Unveiling an additively manufactured open hardware pin-on-disc tribometer considering its high reproducibility," *Wear*, vol. 552-553, p. 205437, 2024.
[5] N. Urbano Pintos, N. Pocovi, and M. Zanin, "Instrumentación abierta y de bajo costo para la medición y control en ensayos de pin-on-disk y block-on-ring," 2025. Accedido: 2025-09-06.
[6] A. . S. Electronics, "Hx711 — 24-bit analog-to-digital converter (adc) for weigh scales." SparkFun Electronics, datasheet, PDF, n.d. Disponible en línea.
[7] H. W. Ott, *Electromagnetic Compatibility Engineering*. John Wiley & Sons, Aug. 2009.
[8] L. Quiroga, M. Molina, N. Urbano Pintos, V. Martinenko, and M. Zanin, "Sistema de adquisición y control de un tribómetro pin-on-disk," *AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)*, jun. 2024.
[9] Delta Electronics, Inc., *Delta VFD-M Series User's Manual*, —. Disponible en línea; aproximadamente 173 páginas.
[10] Flexar, "Czab – celdas de carga, balanzas de colgar, tracción: Especificaciones técnicas." Ficha técnica (PDF), 2023. Disponible en línea.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Equipo microcontrolado para el estudio de la variación de la resistividad eléctrica a lo largo del año

Mario R. H. Chury
GIGAM
UTN FRCON
Concordia, Argentina
mrhchury@gmail.comline 1: 1st Given

Adrián Silva Busso
GIGAM
UTN FRCON
Buenos Aires, Argentina
silvabusso@yahoo.com.ar

***Resumen*— Las rocas se comportan como conductores iónicos con resistividades muy variables, influenciadas por factores como la humedad y la temperatura. Diversas investigaciones han demostrado que la resistividad del subsuelo presenta variaciones estacionales, aunque estas son mínimas cuando el nivel freático se mantiene próximo a la superficie. Otros estudios evidencian que la respuesta resistiva depende fuertemente del tipo de suelo y de las condiciones climáticas locales, lo que subraya la necesidad de realizar análisis específicos para cada región.**

En este marco, el proyecto se planteó como objetivo estudiar de manera continua las variaciones de resistividad eléctrica a lo largo de un año en la Formación Ubajay y en la cuenca del Arroyo Palmar. Esta última fue elegida por contar con estaciones de monitoreo de humedad, temperatura, nivel freático y datos meteorológicos automáticos, lo que enriquece el análisis. Además, la investigación busca correlacionar la resistividad con propiedades geomecánicas, ampliando la comprensión de procesos hidrogeológicos y de recarga acuífera.

El trabajo incluye el diseño e implementación de un sistema autónomo, económico y estable, capaz de medir resistividad en forma prolongada. Los resultados obtenidos aportan a la instrumentación geofísica de monitoreo y ofrecen aplicaciones tanto científicas como tecnológicas, entre ellas la mejora en sistemas de puesta a tierra industrial.

Palabras clave—Resistividad eléctrica, subsuelo, monitoreo continuo, variación estacional, propiedades geomecánicas.

I. INTRODUCCIÓN

Si la resistividad eléctrica de las rocas dependiese únicamente de los minerales constituyentes, habrían de considerarse como aislante en la mayoría de los casos, puesto que el cuarzo, los silicatos, la calcita, las sales, etc., los son prácticamente. Solo en el caso de que la roca contuviese minerales semiconductores en cantidades apreciables, podrían considerarse como conductoras, es decir, solo lo serían las menas metálicas. Afortunadamente, todas las rocas tienen poros en proporción mayor o menor, los cuales suelen estar ocupados total o parcialmente por electrolitos, de lo que resulta que, en conjunto, las rocas se comportan como conductores iónicos, de resistividad muy variable según los casos [1].

Dentro de los factores que tienen importancia en la variación de la resistividad eléctrica de un suelo pueden nombrarse:

- Contenido de humedad
- Concentración de sales en el agua contenida en los poros
- Temperatura del suelo
- Porosidad del suelo
- Contenido de finos

De estos factores, la temperatura del suelo y su contenido de humedad pueden verse afectados a lo largo del año debido a las condiciones climáticas propias de cada estación.

II. ANTECEDENTES

En el trabajo de [2] se realizó un estudio de la variación estacional de la resistividad eléctrica del subsuelo, para la evaluación del comportamiento de un sistema de puesta a tierra, en 18 sitios diferentes y a 3 profundidades distintas y que se correspondían con los cambios en los horizontes del suelo. Ellos llegaron a la conclusión que la variación estacional era muy baja debido a que el nivel freático se encontraba cerca de la superficie del terreno durante todo el año.

En otro estudio [3], se analizó la variación de la resistividad eléctrica del suelo en varios sitios durante el año, para alimentar un modelo de simulación de comportamiento de redes de puesta a tierra. Encontraron que para los meses de verano la resistividad eléctrica en todos los sitios presentaba los valores más altos.

Siguiendo con el estudio de la variación de resistividad anual, en [4] dicho fenómeno variación bajo diferentes condiciones meteorológicas en 20 puntos de observación y que se correspondían con tres tipos de suelos diferentes. Observaron que las variaciones de resistividad tenían un comportamiento diferente según el tipo de suelo considerado.

Como puede observarse de las conclusiones mencionadas anteriormente, la variación estacional del valor de la resistividad del suelo, es fuertemente dependiente de las características de la región en estudio o sea de su tipo de suelo y condiciones climáticas.

Es muy importante hacer notar que en todos estos trabajos las mediciones de resistividad eléctrica fueron realizadas no en forma continua.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

El monitoreo continuo de la resistividad eléctrica del suelo constituye una herramienta clave para la comprensión de los procesos dinámicos que ocurren en el subsuelo. A diferencia de las campañas puntuales, como las citadas, que ofrecen una imagen estática y limitada en el tiempo, la adquisición sostenida de datos permite observar la evolución de variables que influyen directamente en la resistividad, como la humedad del suelo, la temperatura, el contenido de sales disueltas y el nivel freático. Estas variables presentan variaciones a escalas horarias, diarias y estacionales, por lo que un sistema de medición que capture esa variabilidad es esencial para obtener interpretaciones más robustas y representativas de las condiciones reales del terreno.

En particular, la resistividad es una propiedad física altamente sensible a la presencia y distribución del agua en el suelo. Eventos como lluvias, heladas, infiltraciones o sequías producen cambios detectables en las mediciones, pero que solo pueden ser registrados si el sistema opera de forma continua. Asimismo, las mediciones prolongadas permiten detectar fenómenos transitorios o anomalías que de otro modo pasarían desapercibidos, y contribuyen a la construcción de series temporales geofísicas, todavía escasas en la literatura especializada.

Por tal motivo, el objetivo general de este trabajo es desarrollar un equipo que mida y registre en forma continua la resistividad eléctrica del subsuelo durante un año en la formación geológica Ubajay.

III. MATERIALES Y MÉTODOS

A. Diseño del equipo

Basándonos en las capacidades tecnológicas previamente demostradas [5] y [6] en Chury (2017) y Chury (2023), se diseñó y construyó un equipo de medición de resistividad eléctrica del subsuelo, capaz de registrar valores a una profundidad específica con un intervalo de medición de una hora. Este sistema mide la resistividad eléctrica mediante la inyección al terreno de corriente continua. La energía eléctrica para su funcionamiento se la obtiene de un sistema de baterías, junto con un par de paneles solares que realizan las cargas de las mismas.

B. Descripción general del resitivímetro

Este instrumento de medición está compuesto por una unidad de control, una unidad de medición, una unidad de almacenamiento, una unidad de alimentación y su unidad de carga (Figura 1).

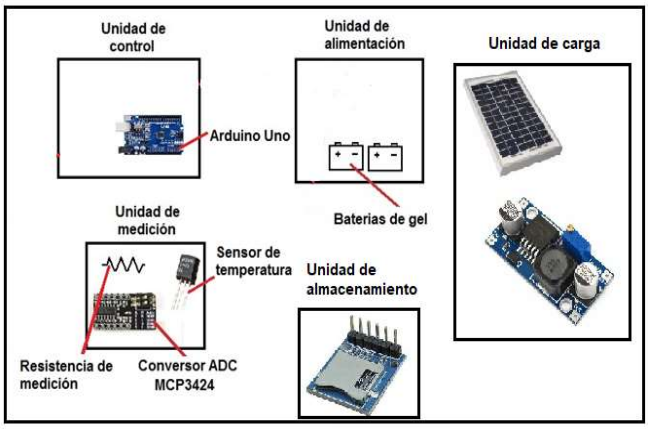


Fig. 1. Bloques fundamentales del resistivímetro.

Unidad de Control

Esta unidad tiene como elemento principal un módulo Arduino Uno (Figura 2), que es el encargado de gestionar todo el funcionamiento del equipo.



Fig. 2. Módulo Arduino Uno.

Unidad de medición

Esta parte del equipo hace uso de un conversor analógico digital MCP3424 de 18 bits y 4 canales diferenciales (Figura 3). Uno de los canales diferenciales es usado para medir las tensiones parasitas como inducidas en el terreno y otro canal para medir la corriente que se inyecta haciendo uso de la medición del voltaje sobre una resistencia de 1 ohm. Este conversor se conecta al módulo Arduino Uno por medio de una interfaz I^2C.

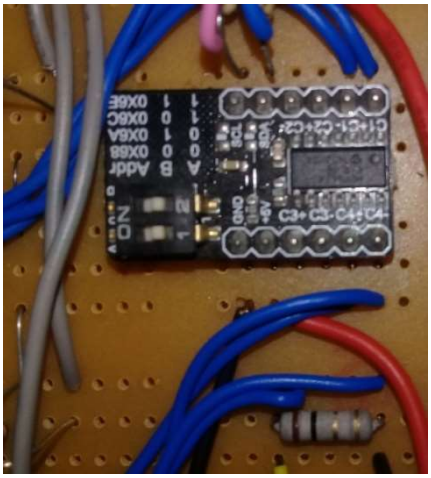


Fig. 3. Sistema de medición.

Unidad de alimentación

Esta unidad está compuesta de dos baterías de gel de 12V, una de 7Ah que se utiliza para la alimentación de la electrónica de funcionamiento del equipo, y otra de 1.8Ah que se utiliza para la inyección de la corriente eléctrica que se aplica al suelo.

Electrodos

Los electrodos están construidos de acero inoxidable y a través de dos de ellos se inyecta corriente al suelo y por otros dos se mide la diferencia de potencial, tanto telúrica como la inducida (Figura 4).

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025



Fig. 4. Electrodo de acero inoxidable.

Unidad de almacenamiento

Está compuesta de un módulo de lectura-escritura de tarjetas SD, que se conecta al módulo Arduino Uno por medio de una interfaz SPI (Figura 5).



Fig. 5. Módulo lector-grabador de tarjetas SD.

Unidad de carga

Como fue mencionado anteriormente el equipo hace uso de dos baterías de gel una para la alimentación de la electrónica de control del equipo y otra para la inyección de la corriente al suelo, por lo tanto, se requiere de un sistema de carga para cada una. Para realizar esta tarea se utiliza un panel solar de 12V 18W que se conecta por medio de un módulo step-down a una batería de gel de 12V (Figura 6).

Prototipo desarrollado

En la figura 6 se puede observar una imagen del prototipo desarrollado y que lleva operando aproximadamente seis meses ininterrumpidos. Y en la figura 7 se puede observar el diagrama esquemático del circuito desarrollado.

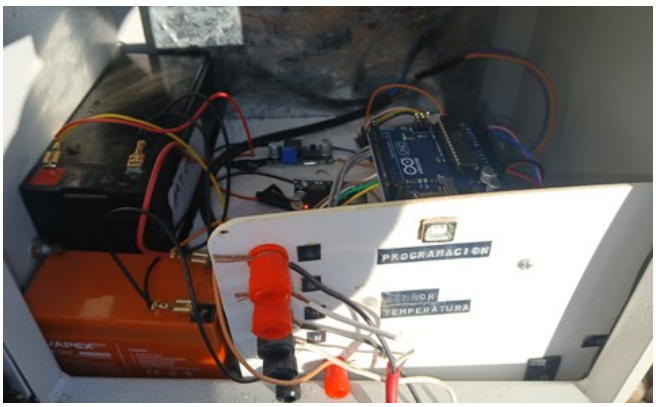


Fig. 6. Prototipo del resistivímetro.

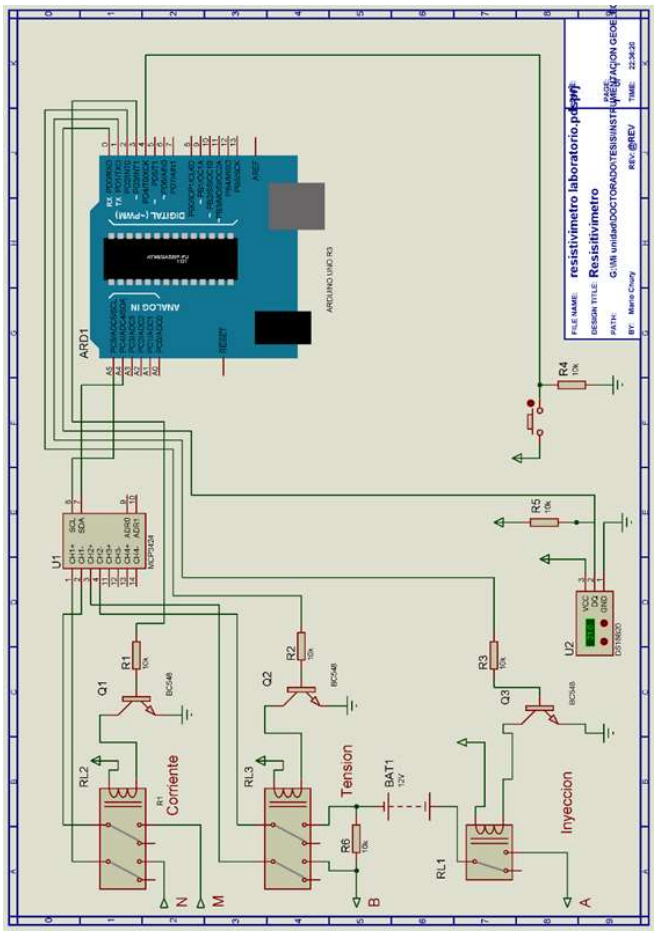


Fig. 7. Diagrama esquemático del resistivímetro.

IV. Resultados Preliminares y Consideraciones Finales

Los registros de las mediciones obtenidas en este primer año confirman la estabilidad del sistema y su capacidad de detectar variaciones estacionales en la resistividad (Figura 8). Si bien el análisis detallado de dichas variaciones continúa en desarrollo, la implementación instrumental constituye en sí misma un aporte significativo. Este trabajo establece las bases para investigaciones futuras, orientadas tanto al estudio hidrogeológico y geomecánico como a la validación de aplicaciones tecnológicas.

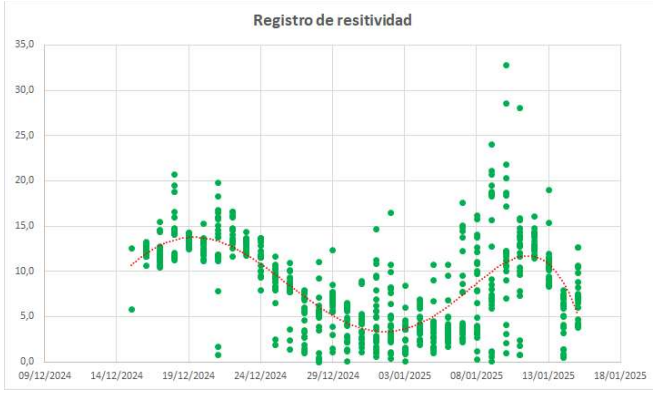


Fig. 8. Muestra de porción de registro de mediciones de resistividad eléctrica del subsuelo.

Agradecimientos

Los autores agradecen a las autoridades del Parque Nacional El Palmar por permitir llevar a cabo este estudio en

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

su territorio y facilitar las gestiones necesarias para el trabajo de campo. Asimismo, se reconoce el apoyo de la Universidad Tecnológica Nacional, cuyo acompañamiento resultó fundamental para el desarrollo del proyecto.

REFERENCIAS

[1] Orellana, E. (1982). Prospección Geoeléctrica en Corriente Continua. Madrid, España: Ed. Paraninfo, 578p.

[2] Afa J. T. y Anaele C. M., 2010. Seasonal Variation of Soil Resistivity and Soil Temperature in Bayelsa State. American J. of Engineering and Applied Science. Dubai. 3 (4):704-709.

[3] Gonos I. F., Moronis A. X., Stathopulos I. A., 2014. Variation of Soil Resistivity and Ground Resistance during the Year. 28th International Conference on Lightning Protection. Kanazawa.

[4] Min Li, Yi Gao, Tinglong Zhang, Hai Wu, Xiaoqing Lao, Zhe Chen, 2017. Analysis of Soil Resistivity Characteristics under Meteorological Conditions in Haikou City. IEEE 5th International Symposium on Electromagnetic Compatibility. Beijing

[5] Chury, M. (2017, octubre). Generación de Conocimientos en el Desarrollo de un Tomógrafo Eléctrico Resistivo. V Jornada de Cartografía y IV Jornada de Geofísica, Salto, Uruguay.

[6] Chury, M. (2023). Modelo de distribución resistivo del subsuelo y sus aplicaciones en ingeniería geológica, cuenca del arroyo Palmar, Entre Ríos (Tesis doctoral, Universidad Nacional de Rosario, Facultad de Ciencias Exactas, Ingeniería y Agrimensura).

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Sistema de Medición de Permeabilidad: desarrollo de electrónica básica para prueba de concepto

1er Agustin Avendaño
Grupo Mecánica de Fluidos
Universidad Tecnológica Nacional Regional Haedo
Buenos Aires, Argentina
gmf-layf@frh.utn.edu.ar

2do Gerardo Imbrioscia
Grupo Mecánica de Fluidos
Universidad Tecnológica Nacional Regional Haedo
Buenos Aires, Argentina
gmf-layf@frh.utn.edu.ar

3ro Geronimo Espinosa
Grupo Mecánica de Fluidos
Universidad Tecnológica Nacional Regional Haedo
Buenos Aires, Argentina
gmf-layf@frh.utn.edu.ar

4to Agustin Ceccacci
Grupo Mecánica de Fluidos
Universidad Tecnológica Nacional Regional Haedo
Buenos Aires, Argentina
gmf-layf@frh.utn.edu.ar

5to Dario Tzvir
Grupo Mecánica de Fluidos
Universidad Tecnológica Nacional Regional Haedo
Buenos Aires, Argentina
gmf-layf@frh.utn.edu.ar

6to Mauro Alori
Grupo Mecánica de Fluidos
Universidad Tecnológica Nacional Regional Haedo
Buenos Aires, Argentina
gmf-layf@frh.utn.edu.ar

7mo Jonathan Angiano
Grupo Mecánica de Fluidos
Universidad Tecnológica Nacional Regional Haedo
Buenos Aires, Argentina
gmf-layf@frh.utn.edu.ar

8vo Fabio Marano
Grupo Mecánica de Fluidos
Universidad Tecnológica Nacional Regional Haedo
Buenos Aires, Argentina
gmf-layf@frh.utn.edu.ar

9no Pablo Caron
Grupo Mecánica de Fluidos
Universidad Tecnológica Nacional Regional Haedo
Buenos Aires, Argentina
gmf-layf@frh.utn.edu.ar

***Abstract*—La determinación de permeabilidad de muestras porosas requiere la medición de la caída de presión a través de ellas a diferentes caudales. Para ello se desarrolló un dispositivo el cual permite regular el flujo de aire a través de la muestra, midiendo en tiempo real variables como presión, temperatura y humedad. A su vez, la salvaguarda de los valores se realizó de forma local como también a un servidor web, donde se pueden visualizar los valores en tiempo real.**

En el presente trabajo se muestra el desarrollo electrónico de prueba de concepto donde se implementaron el ecosistemas de sensores, pantallas de comunicación con el usuario y manejo de datos locales y remotos, a través de diferentes microcontroladores.

***Index Terms*—Temperatura, STM32, ESP, WiFi, Adquisición**

I. Introducción

Como respuesta a la necesidad de la determinación de la permeabilidad para diferentes sistemas porosos secos, desde el Grupo de Mecánica de Fluidos (GMF) se diseñó un sistema experimental para la caracterización de los mismos.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

La medición de la permeabilidad de sistemas porosos secos es una tarea de alta complejidad debido a la gran cantidad de variables que intervienen en el proceso. Una de las formas clásicas de determinar este parámetro es a través del uso de la ecuación de Darcy:

$$q = -\frac{k}{\mu}\nabla p \tag{1}$$

Esta ecuación permite obtener el caudal (q) como resultado de la relación entre la caída de presión (∇p), la viscosidad dinámica (μ) y la permeabilidad (k). De aquí se puede despejar esta última en función de valores experimentales conocidos.

Como se observa, es necesario tener conocimiento en tiempo real de variables de ensayo como la presión antes y después de la muestra, la velocidad del fluido a la entrada y la temperatura y humedad del aire. Este proceso debe repetirse a diferentes caudales para analizar el comportamiento lineal del medio e identificar el punto a partir del cual difiere de esta condición.

II. Descripción general

El sistema necesario para el ensayo goza de una variada cantidad de sensores: 2 sensores de presión absolutos para el cálculo de velocidad de aire a la entrada a través de un tubo Pitot, 2 sensores de presión aguas arriba y abajo de la muestra para el calculo de la caída de presión, sensores de humedad antes y después de la muestra y presión ambiente.

Por otro lado, se considera que la vinculación con el usuario cumple un rol fundamental en la operatoria del sistema. Por ello se incluyó una pantalla donde se pueda observar en tiempo real el estado del ensayo y navegar sobre las distintas funcionalidades del equipo de forma clara y sencilla.

En lo que respecta a la salvaguarda de la información, y en vistas de cumplir las normativas internas del GMF, se debe realizar en forma local a través de una tarjeta de memoria SD, y de forma remota en nuestros servidores vía comunicación wi-fi.

Estos requerimientos técnicos hacen que el diseño completo del equipo tenga una gran cantidad de variables y componentes. Para afrontar el trabajo se decidió realizar un desarrollo de conceptos básicos para detectar las problemáticas técnicas de forma temprana y enfocar recursos humanos y materiales de forma eficiente.

Un esquema de conexión del sistema se muestra en la figura 1.

El sistema esta compuesto por:

- Módulo central de cálculo STM32F103C8T6 [1] ”Blue Pill”.
- Sensor de presión y temperatura ambiente BMP280 [2].
- Sensor de humedad AHT10 [3].
- Sistema de interfaz-usuario a través de la pantalla TFT ILI9341 [4] y ESP32 [5].
- Transmisión de datos de forma WiFI a través del ESP-01 [6].
- Almacenamiento de datos de forma local utilizando la lectora de tarjetas MicroSD [7].
- Fuente DC-DC multi entrada.
- Raspberry Pi 4.

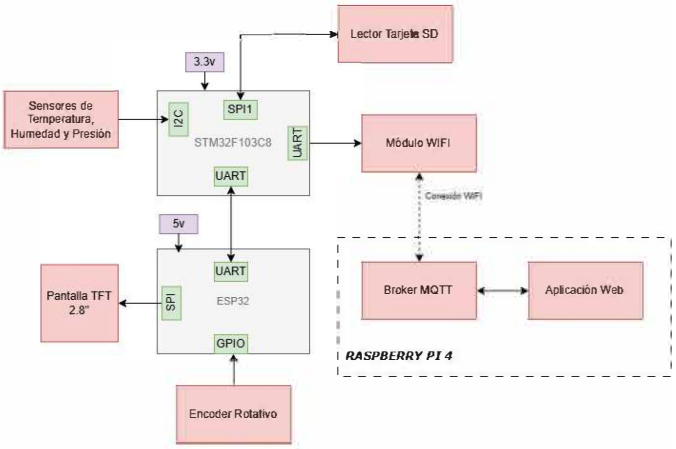


Fig. 1. Descripción general del sistema electrónico.

III. Descripción de módulos

El módulo Blue Pill es el encargado del manejo integral del sistema, ocupándose tanto de la recepción de señal por parte de los sensores como del envió de información para su guardado y visualización. El mismo es alimentado por una fuente de 3.3 V.

A. Módulo de medición

Para el sensado de presión y temperatura se utilizó el sensor BMP280, mientras que para medir la humedad se utilizó el sensor AHT10. Ambos utilizan el protocolo de comunicación I^2C, lo que resulta en una ventaja para aprovechar el mismo *pin out* de la Blue Pill. La alimentación de los sensores es de 3.3 V.

Un esquema de conexión se muestra en la Figura 2.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

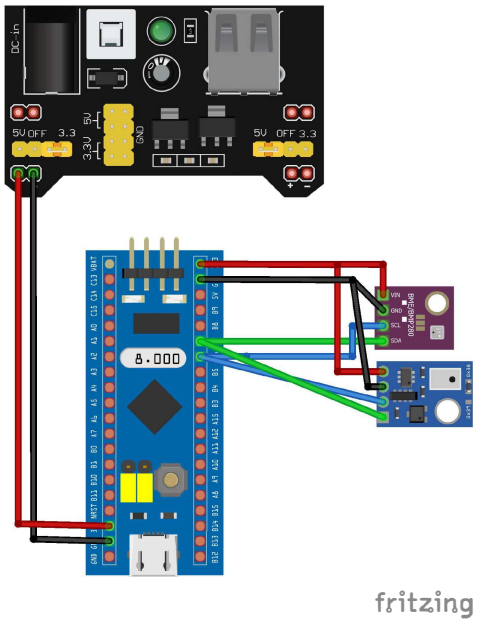


Fig. 2. Módulo medición presión, temperatura y humedad ambiente

B. Módulo de almacenamiento

Este módulo esta compuesto por dos partes, un sistema de almacenamiento local y otro remoto en un servidor web. Esta decisión se debe a lograr una redundancia en el grabado de la información, ademas de proveerle flexibilidad al sistema ofreciendo un acceso remoto en tiempo real.

Para la implementación se decidió utilizar un sistema de tarjeta MicroSD para la guarda local y un ESP-01 para transmitir la trama de datos vía wi-fi al servidor local.

Un ejemplo del sistema se muestra en la Figura 3.

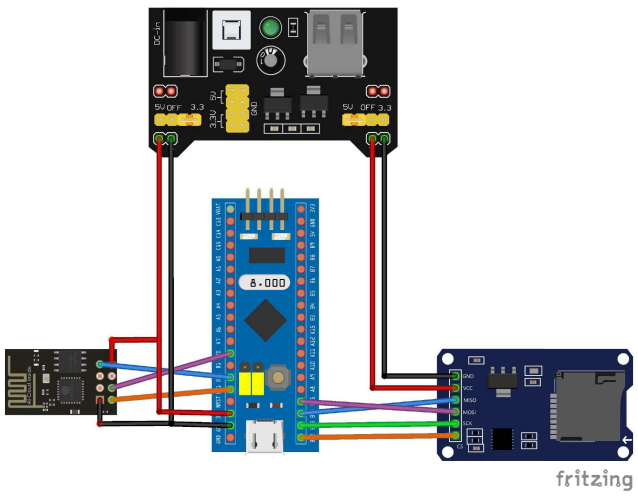


Fig. 3. Módulo de almacenamiento.

C. Módulo de interacción usuario

Para facilitar la interacción con el usuario, el sistema tiene integrada una pantalla TFT y un encoder rotativo con pulsador. Este conjunto permite navegar por submenus específicos desarrollados tanto para realizar las mediciones como para la configuración del método de salvaguarda de datos.

El esquema se observa en la Figura 4.

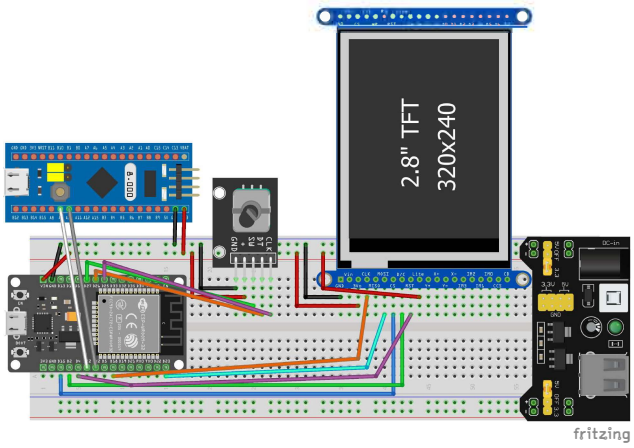


Fig. 4. Módulo de interacción.

IV. Descripción del hardware

A. STM32F103C8T6 "Blue Pill"

Se utilizó este dispositivo como núcleo del módulo de medición y el de almacenamiento. Es un microcontrolador de 32 bits basado en ARM Cortex-M3 que funciona hasta 72 MHz y cuenta con 64 kB de memoria Flash y 20 kB de RAM. Ofrece múltiples interfaces de comunicación como USART, SPI, $\mathrm{I^2C}$, CAN, USB, además de convertidores ADC de 12 bits y salidas PWM.

B. STM ST-LINK V2 de microcontroladores STM8 y STM32

La Blue Pill trae únicamente el STM32F103C8T6 y un conector micro-USB, pero este USB no está conectado al chip como interfaz de programación.

Por defecto, la forma estándar de grabar y depurar el microprocesador es usando su interfaz de programación SWD (Serial Wire Debug). En este trabajo se utilizó el ST-LINK V2 [8], el cual ofrece las siguientes herramientas utilizadas en el proyecto:

- Conexión a los pines SWDIO, SWCLK, GND, 3.3 V de la Blue Pill.
- Permite cargar programas en la memoria Flash.
- Habilita depuración en tiempo real, breakpoints, inspección de variables, ejecución paso a paso, desde STM32CubeIDE, Keil, etc.

Para nuestro proyecto, el IDE utilizado fue el STM32CubeIDE, ya que es la herramienta oficial, gratuita y completa para programar, configurar periféricos y depurar microcontroladores STM32. Su mayor ventaja es la combinación de facilidad gráfica (CubeMX) + potencia de depuración + librerías oficiales, como la HAL (Hardware Abstraction Layer), la cual fue utilizada.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

C. USB 2.0 a UART TTL 6 pines CP2102

Para poder verificar el correcto funcionamiento de los sensores y de la tarjeta MicroSD se utilizó un convertidor que permite comunicar una computadora con microcontroladores a través de un puerto serie UART usando el conector USB.

Este dispositivo es muy útil para programar y depurar módulos como el ESP01, ESP32 y el STM32 ya que convierte las señales USB en niveles lógicos TTL de 3.3V y, a la vez, visualizar en tiempo real los datos que se obtienen. Sus pines principales son TX y RX, que se conectan cruzados con el microcontrolador, GND como referencia común. La alimentación se la otorga directamente el puerto USB de la computadora.

D. Fuente de alimentación

Debido a que la "Blue Pill" no es capaz de suministrar 5V, y estos son un requisito para que la lectora de tarjetas MicroSD funcione correctamente, se incluyó una fuente externa. La solución mas sencilla y económica fue utilizar una fuente de alimentación de protoboard, la cual es alimentada directamente por una entrada USB.

E. Lectora de tarjetas MicroSD

La encargada de almacenar los datos obtenidos de las mediciones de los sensores en forma local es la lectora de tarjetas MicroSD. Se utilizó el protocolo de comunicación SPI y su alimentación es de 5 V por medio de la fuente. Utilizamos el formato FAT32 para el almacenamiento de los datos en la MicroSD.

F. ESP32-WROOM-32

Debido a los requerimientos por parte de la librería gráfica utilizada para el renderizado de los menús, LGVL [9], se incluyó el microcontrolador ESP32. Este dispositivo cuenta con 4 MB de memoria flash y 520kB de memoria RAM.

G. AHT10

Es un sensor digital de temperatura y humedad relativa que se comunica mediante el protocolo I²C. Ofrece un rango de humedad de 0 a 100 $\%$RH con una precisión típica de $\pm$2$\%$RH y mide temperaturas entre –40$^{\circ}\mathrm{C}$ y 85 $^{\circ}\mathrm{C}$ con una precisión cercana a $\pm$0.3$^{\circ}\mathrm{C}$.

H. BMP280

Es un sensor de presión barométrica y temperatura que puede comunicarse tanto por I²C como por SPI. En nuestro proyecto utilizamos el protocolo de comunicación I²C para aprovecharlo en conjunto con el sensor de humedad AHT10. Su rango de presión va de 300 a 1100 hPa con una precisión de alrededor de $\pm$ 1 hPa. Es muy usado en altímetros, estaciones meteorológicas por su tamaño compacto y buena exactitud.

I. ESP-01

Como la "Blue Pill" no cuenta con un módulo de transmisión WIFI propio, se incorporó un módulo que se encargase de dicha función. Se escogió el ESP01, un pequeño módulo basado en el ESP8266 que brinda conectividad WiFi 802.11 b/g/n y puede funcionar como microcontrolador autónomo o como interfaz de red para otros dispositivos.

Para comunicarse con la "Blue Pill", la cual le transfiere los datos de la medición que debe transmitir, utiliza el protocolo de comunicación UART.Como protocolo de red utilizamos MQTT [10], ya que es ideal para nuestro caso de aplicación con el ESP01 debido a su baja utilización de ancho de banda y de recursos. Implementamos Mosquitto [11] como servidor broker MQTT, debido a su eficiencia y a que es multiplataforma (funciona en Linux, Windows, macOS y Raspberry Pi).

J. Pantalla TFT ili9341 2.8"

La pantalla TFT ILI9341 de 2.8 pulgadas es un display a color con resolución de 240 × 320 píxeles, controlado por el chip ILI9341. Puede comunicarse por SPI o por bus paralelo de 8/16 bits, y permite mostrar texto, gráficos e interfaces gráficas. Es la encargada de mostrarle al usuario el estado de los sensores, de la tarjeta MicroSD y de las mediciones realizas. Utilizamos el protocolo de comunicación SPI junto al ESP32.

K. Encoder Ky-040

Para poder navegar en los menúes de nuestro sistema, utilizamos el encoder Ky-040, el cual es un dispositivo rotatorio incremental que detecta giros y su dirección mediante dos señales digitales (CLK y DT). Además, incorpora un pulsador al presionar el eje, lo que lo hace muy útil para poder ingresar en las distantes opciones de los menúes.

V. Firmware

Se desarrolló un firmware basado en la librería de fuente abierta LGVL para el sistema de experiencia de usuario. Este programa consta de una pantalla de presentación con el logo del GMF, seguido de un menú principal con cuatro opciones: Hora y Fecha, Grabaciones, Calibraciones y Mediciones.

El usuario se desplaza entre las opciones mediante el uso del encoder y confirma cada uno presionando el mismo.

Se muestra dicho menú en la Figura 5.

A. Hora y Fecha

En esta sección el usuario puede seleccionar la opción de hora y día para su edición. De esta forma el sistema tiene la capacidad de fijar esa información que será utilizada para diferenciar los ensayos a realizarse. Esto se puede observar en las figuras 6 y 7.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

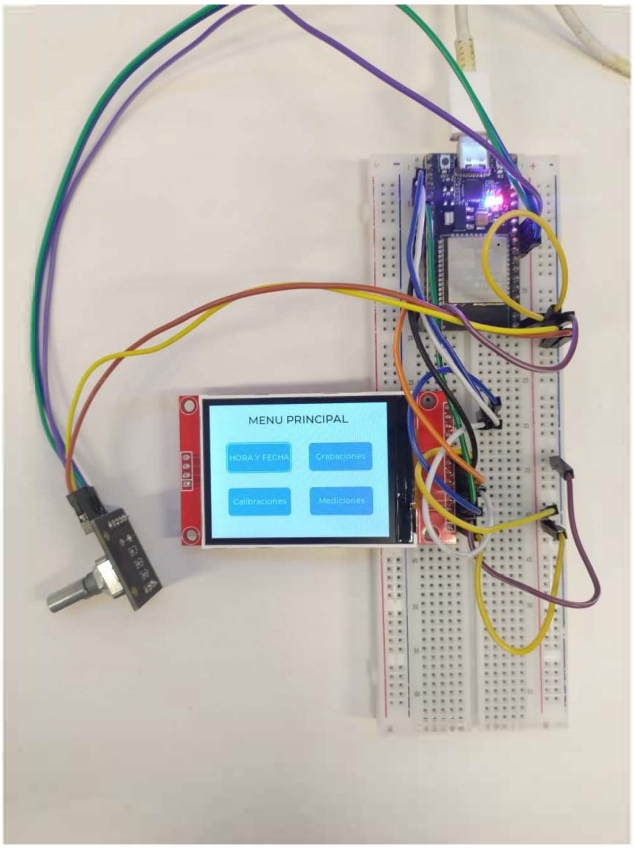


Fig. 5. Menú principal.



Fig. 6. Submenu configuración hora y fecha

B. Grabaciones

Para seleccionar el tipo de método de grabación se debe ingresar al menú ”Grabaciones”, donde se desplegarán 3 opciones, las cuales se muestran en la figura . La primera es ”Grabación por SD”: lo primero que hará el sistema es verificar el estado actual de la memoria, si se encuentra disponible, las mediciones realizadas por el sistema se almacenarán correctamente en la memoria MicroSD, con el formato .csv. En el caso de que la memoria no se encuentre presenta la grabación no iniciará hasta que el sistema detecte su presencia. Una vez que el sistema detecte que todo está correcto, mostrará por pantalla una notificación de estado correcto y volverá al menú principal.



Fig. 7. Edición de fecha y hora

En el caso de la opción de Grabación por Wi-fi, el módulo ESP-01 establecerá la comunicación entre la ”Blue Pill” y el broker MQTT levantado por una Raspberry Pi 4. En este tipo de grabación se verificará el correcto estado de la ESP-01, para que la comunicación con el Broker sea óptimo. Una vez establecida la comunicación, se comunica por pantalla que el sistema está correctamente enlazado y vuelve al menú principal.

Por último, en la opción mixta, el sistema realiza en simultáneo las verificaciones anteriormente escritas y notifica al usuario del estado, ya sea con advertencias de falla o confirmación, y vuelve al menú de inicio.



Fig. 8. Submenu método de grabación

C. Medición

Una vez seleccionado la opción ”Medición Sensor” en la interfaz de usuario, los sensores de temperatura, humedad y presión comenzarán a operar, donde, en caso de que los sensores estén funcionando correctamente, se enviará un aviso con dicho estado, y se informaran en la pantalla las mediciones en tiempo real, como se observa en la figura 9.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

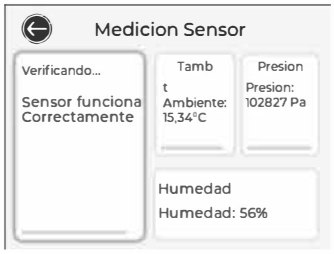


Fig. 9. Medición de Sensor

VI. Vinculación con servidor local

El flujo de comunicación comienza en la Blue Pill, que se encarga de transmitir por UART las muestras ya preparadas en forma de tramas hacia el módulo ESP-01. Este último, al recibir los datos, establece primero la conexión Wi-Fi con el punto de acceso provisto por la Raspberry Pi, utilizando el SSID “PMCD”. Una vez asociado a la red, el ESP-01 publica cada muestra a través del protocolo MQTT, empleando tópicos específicos como ”pmcd/temp” para la temperatura en grados Celsius. Los mensajes se envían en formato JSON mínimo y, según la criticidad de los datos, se puede configurar un nivel de QoS que asegure la entrega confiable, por ejemplo, QoS 1.

A continuación, el broker MQTT, en este caso Mosquitto, recibe cada publicación proveniente del ESP-01 y se encarga de redistribuirla a todos los clientes que estén suscritos a esos tópicos. Entre esos clientes se encuentra un servicio de ingesta que valida la estructura del JSON y guarda la información en una base de datos SQLite, específicamente en una tabla llamada Measurement, donde se almacenan los campos relevantes como el nombre del dispositivo, la marca temporal y los valores de presión y temperatura. El histórico de datos queda guardado en la base de datos, lo que permite realizar consultas posteriores.

Finalmente, el dashboard web se suscribe a los mismos tópicos, utilizando WebSocket para mantener una comunicación en tiempo real. De esta manera, cada vez que llega un nuevo mensaje, el panel actualiza automáticamente los indicadores visuales, como un medidor de variables configurable con distintos estados (normal, advertencia y crítico). Una imagen del dashboard mvp se muestra en la Figura 10.



Fig. 10. Dashboard aplicación web

VII. Ensayos de prueba

Se realizaron una serie de ensayos de pruebas a temperatura ambiente para verificar el funcionamiento de todo el sistema. Dichos resultados se observan en la tabla I.

TABLE I
Resultados obtenidos

Temperatura [°C]	Presión [Pa]	Humedad [%]
21.21	102635.61	54.97
21.21	102633.14	54.94
21.22	102632.66	54.98
21.22	102635.72	54.93
21.22	102631.87	54.91
21.22	102633.06	54.92
21.22	102636.80	54.87
21.21	102635.90	54.85
21.22	102632.66	54.82
21.23	102638.98	54.74

VIII. Conclusiones

En el presente trabajo se diseñó y construyó un sistema de medición y registro de variables atmosféricas como parte inicial de un sistema de mayor complejidad. Se ha logrado implementar un sistema con lectura en tiempo real de sensores, una interfaz dinámica con el usuario y un sistema de doble guarda de datos.

Estos resultados son parte de un trabajo en proceso que continuará con la inclusión de sensores de presión de alta fidelidad y mayor cantidad de opciones del menu de usuario.

References

[1] S. Electronics. (2025) Data sheet. [Online]. Available: https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32f103c8.pdf
[2] Bosch. (2015) Data sheet. [Online]. Available: https://cdn-shop.adafruit.com/datasheets/BST-BMP280-DS001-11.pdf
[3] ASAIR. (2018) Data sheet. [Online]. Available: https://server4.eca.ir/eshop/AHT10/Aosong_AHT10_en_draft_0c.pdf

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

[4] Ilitek. (2020) Data sheet. [Online]. Available: https://cdn-shop.adafruit.com/datasheets/ILI9341.pdf
[5] Espressif. (2025) Data sheet. [Online]. Available: https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32-wroom-32_datasheet_en.pdf
[6] Aithinker. (2015) Data sheet. [Online]. Available: https://academy.cba.mit.edu/classes/networking_communications/ESP8266/esp01.pdf
[7] L. Llamas. (2020) User sheet. [Online]. Available: https://www.luisllamas.es/tarjeta-micro-sd-arduino/
[8] S. Electronics. (2024) Data sheet. [Online]. Available: hhttps://www.st.com/resource/en/user_manual/um1075-stlinkv2-incircuit-debuggerprogrammer-for-stm8-and-stm32-stmicroelectronics.pdf
[9] LGVL. (2025) Pagina principal. [Online]. Available: https://lvgl.io/
[10] MQTT. (2025) Pagina principal. [Online]. Available: https://mqtt.org/
[11] Mosquitto. (2025) Pagina principal. [Online]. Available: https://mosquitto.org/

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Péndulo invertido como herramienta experimental de estrategias de control para formación universitaria

Saiki, Marcelo Antonio
Centro Universitario de Automatización y Robótica (CUDAR)
Universidad Tecnológica Nacional - FRC
Córdoba, Argentina
marcelo.a.saiki@gmail.com

Singls, Andrés
Centro Universitario de Automatización y Robótica (CUDAR)
Universidad Tecnológica Nacional - FRC
Córdoba, Argentina
andres.singls@gmail.com

Fernández Figueroa, David
Centro Universitario de Automatización y Robótica (CUDAR)
Universidad Tecnológica Nacional - FRC
Córdoba, Argentina
davidferfig@gmail.com

Gutiérrez, Francisco Guillermo
Centro Universitario de Automatización y Robótica (CUDAR)
Universidad Tecnológica Nacional - FRC
Córdoba, Argentina
fgutierrez@frc.utn.edu.ar

***Resumen*—Se describe el desarrollo de una herramienta didactica experimental basada en un péndulo invertido, diseñada con el objetivo de proporcionar a estudiantes e investigadores una plataforma de prueba para algoritmos de control. El sistema propuesto permite concentrarse en el análisis y aplicación de técnicas de control, sin necesidad de abordar el diseño mecánico ni la programación de bajo nivel permitiendo su uso como recurso educativo para cursos de teoría de control y sistemas embebidos.**

***Index Terms*—pendulo invertido, pid, sistemas de control, enseñanza en ingeniería, sistemas embebidos.**

I. Introducción

El péndulo invertido se utiliza ampliamente en la enseñanza de estrategias de control debido a su naturaleza inestable y al nivel de complejidad requerido para su estabilización [1]. Uno de los principales obstáculos es el desarrollo previo necesario (armado mecánico, circuitos eléctricos, montaje de sensores, armado de placas de control y programación), lo que implica que un proyecto desde cero requiera conocimientos y técnicas en áreas ajenas a los sistemas de control, representando una barrera para quienes desean desarrollar o aprender sobre controladores.

Con el objetivo de superar estas dificultades, se desarrolló un péndulo invertido para ser utilizado como herramienta de aprendizaje e investigación. En este sistema, tanto el hardware como el software se han diseñado para que el usuario final se enfoque únicamente en los algoritmos de control. De esta forma, se busca acelerar los tiempos en la comprensión y uso de estrategias clásicas e innovadoras.

II. Diseño del Sistema

El diseño del sistema se abordó con un enfoque de ingeniería basada en modelos, empleando SysML (Systems Modeling Language) como lenguaje de modelado, con el fin de garantizar una representación clara y estructurada de todos los aspectos del sistema [2]. Esto permitió capturar los requerimientos funcionales mostrados en la Fig. 1 y no funcionales en la Fig. 2. A su vez, posibilitó tanto definir la arquitectura de hardware de la Fig. 5 y de software presentada la figura 6, como el modelado del comportamiento dinámico del sistema a través de diagramas de bloques de estados de la Fig. 3.

Este enfoque sistemático aseguró la trazabilidad entre los módulos que intervienen en el sistema. Además, permitió tomar decisiones de diseño relacionadas con la elección de sensores, actuadores y controladores para la implementación final de la herramienta didáctica de control.

Durante el proceso se encapsuló un submódulo dentro de la arquitectura de software, con el proposito de que el usuario de la plataforma pueda intregrar su propio algoritmo y ejecutarlo sin modificaciones adicionales. Como resultado, el sistema no solo responde a una necesidad práctica, sino que también se constituye como una plataforma documentada y extensible, apta para futuros desarrollos y mejoras.

II-A. Requerimientos

Un requerimiento es una condición o capacidad necesaria para que el sistema cumpla con los objetivos planteados. Por ello, resulta fundamental establecerlos desde el inicio de cualquier desarrollo. Estos se clasifican en funcionales y no funcionales.

Los requerimientos funcionales describen las acciones específicas que el sistema debe realizar, es decir, las funciones directamente relacionadas con su operación, como se muestra en la figura 1.

Por otro lado, los requerimientos no funcionales definen atributos de calidad o restricciones que se deben satisfacer como una estructura robusta, posibilidad de moverlo, una secuencia de control de fallos, inmunidad al ruido electrico, establecimiento de frecuencia de muestreo entre otros como se ve en la figura 2.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

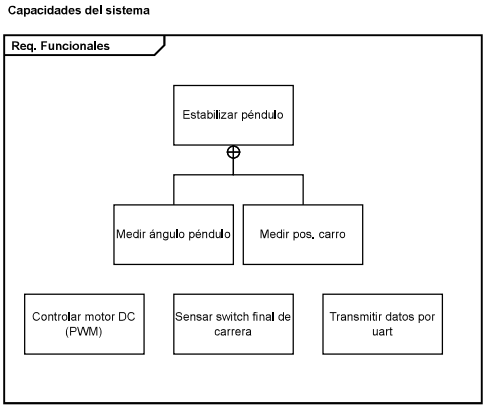


Figura 1: Requerimientos Funcionales

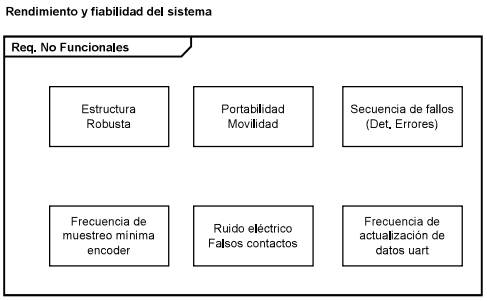


Figura 2: Requerimientos No Funcionales

II-B. Comportamiento

Los diagramas de comportamiento permiten representar la forma en que el sistema evoluciona en función de sus estados y transiciones. Esta dinámica se modela mediante máquinas de estados, como se muestra en la figura 3.

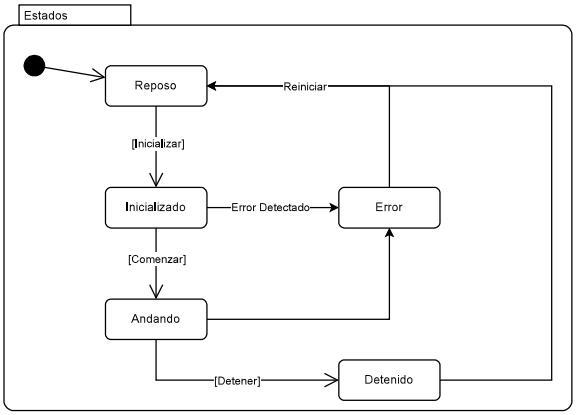


Figura 3: Maquina de estados

II-C. Estructura Física

Se adoptó una estructura metálica autoportante con ruedas bloqueables para alojar todo el sistema (péndulo, motor, encoders, placa de control, fuente de alimentación) por motivos técnicos y operativos. La estructura se observa en la figura 4

- La estructura es robusta para soportar vibraciones producto de los ensayos.
- Un bastidor rígido con perfiles de acero que elevan la frecuencia natural del soporte, reduciendo acoples con la dinámica del péndulo.
- Ruedas con frenos para evitar desplazamientos durante los ensayos.
- Rodamiento de goma que acompaña el movimiento de la correa que produce el desplazamiento del carro.
- Esta estructura permite tener movilidad entre laboratorios/aulas sin desmontaje.



Figura 4: Estructura Física

II-D. Hardware Electrónico

El sistema de péndulo invertido integra un conjunto de componentes electricos/electrónicos seleccionados para garantizar confiabilidad, seguridad y flexibilidad al momento de realizar los ensayos. En la figura 5 se presenta el diagrama en bloques, a continuación se describen sus partes:

- **Fuente de alimentación**: Se emplea un fuente switching de 24V-10A para la alimentación del sistema. De esta misma fuente se derivan las alimentaciones para el motor, el driver de potencia y el controlador principal.
- **Driver de potencia BTS7960**: Este driver es el encargado de controlar al motor de CC que proporciona movilidad al carro del péndulo.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

- **Finales de carrera**: Se instalaron estos interruptores en los extremos del recorrido del carro con el fin de evitar desplazamientos fuera de la zona segura de trabajo. Estos interruptores actúan tanto a nivel de software (generando interrupciones que detienen la acción del motor) como de hardware (abriendo el circuito de alimentación del motor en caso de que el carro se salga de la zona segura de trabajo).
- **Encoder de la varilla del péndulo**: Se utiliza un encoder incremental para medir la variación angular del péndulo.
- **Encoder del motor**: Se utiliza un encoder incremental para medir la posición del carro donde va montado el péndulo.
- **Placa controladora**: El núcleo del sistema de control es una placa de desarrollo "Blue pill", con un microcontrolador STM32F103C8T6 [3], seleccionada principalmente por la disponibilidad de periféricos de propósito específico como temporizadores de alta resolución para la generación de señales PWM, entradas de captura para lectura de encoders y módulos de comunicación serie UART. La elección se justificó además porque el fabricante del microcontrolador, STMicroelectronics [4], ofrece otros microcontroladores mas potentes que comparten el mismo encapsulado y la misma distribución de pines, lo que permite reemplazar el dispositivo por uno mayor de ser necesario.
- **Módulo de comunicación serie**: Cuenta con un slot para la conexión un módulo de comunicación serie UART/USB para enlazar la placa controladora con una computadora.

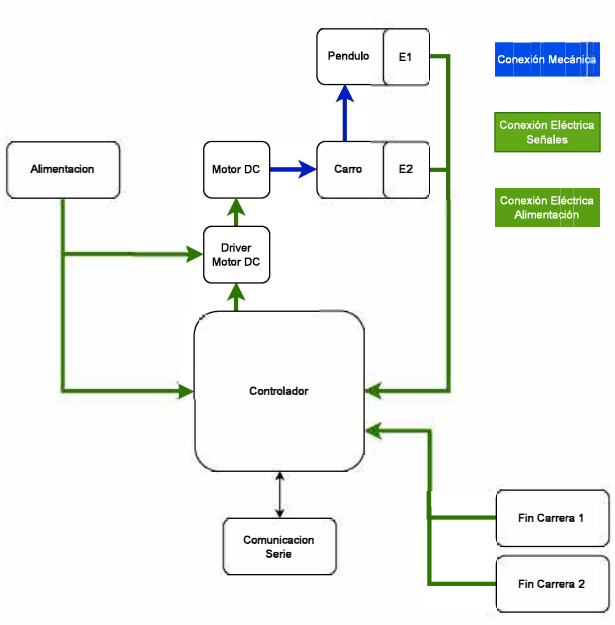


Figura 5: Descripción del Hardware

II-E. ARQUITECTURA DEL SOFTWARE

El diseño del software se estructuró en módulos independientes, escritos en C, siguiendo principios de modularidad que permite su reutilización y reemplazo de ser necesario. Cada módulo encapsula funciones específicas y se comunica con los demás mediante interfaces bien definidas como se ve en la figura 6.

Los módulos principales son los siguientes:

- **Generador de tiempos:** Este módulo implementa una base de tiempos a partir de interrupciones periódicas, generando contadores en distintas resoluciones (100 us, 1 ms, 100 ms). Este módulo permite sincronizar las tareas críticas, como la ejecución periódica de rutinas de control, la actualización de variables y la gestión de comunicación.
- **Mediciones:** Encargado de procesar la información proveniente de los encoders del carro y del péndulo. Almacena las cuentas actuales y anteriores, calcula incrementos (delta) y a partir de ellos obtiene magnitudes físicas relevantes: distancia recorrida, ángulo del péndulo, velocidad del carro y velocidad angular del péndulo. Este módulo actúa como capa de abstracción entre los sensores físicos y los algoritmos de control.
- **Mover motor:** Proporciona las funciones de control del motor. A partir de los comandos de distancia y velocidad, genera las señales necesarias para accionar el motor en ambos sentidos (izquierda/derecha). Se encuentra estrechamente vinculado al driver de potencia, pero mantiene independencia de hardware mediante funciones de alto nivel. Esto permite reemplazar o actualizar el driver o motor sin afectar al resto del software.
- **Modulo de comunicacion:** Este módulo implementa la interfaz entre el microcontrolador y un terminal o consola dedicada a la recepción y/o transmisión de datos. Ademas de gestionar la transmisión y recepción de datos serie, permite enviar mediciones del sistema (posición, ángulo, velocidad) por puerto serie para ser procesados a criterio del usuario. También recibe comandos de configuración para modificar los parametros del sistema en este primer ejemplo (kp, ki, kd para PID). Las funciones que incluye son codificación y decodificación de tramas, validación de datos recibidos y envío confiable de información. Este módulo habilita el ajuste en tiempo real de los controladores, mediante el enlace serie con la consola desarrollada, y la adquisición de datos experimentales.
- **Error control:** Su función es la detección y gestión de errores de operación. Verifica el estado de transmisión de datos (enviados y recibidos), así como la dirección de movimiento. Permite generar códigos de estado que son utilizados tanto para la supervisión como para la toma de decisiones de seguridad (como por ejemplo detener el motor ante condiciones fuera de rango, etc).
- **PID:** Contiene la implementación del controlador PID provista por el usuario, resaltada en rojo en la FIG. 6, aunque tiene cargada funciones ya probadas por defecto.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Este módulo se encarga de estabilizar el péndulo en posición vertical manejando las variables de tiempo para calcular su respuesta proporcional, integrativa y derivativa, utilizando las magnitudes provistas por el módulo de mediciones. Su diseño modular admite la sustitución por otros controladores (como por ejemplo LQR, control con 2 grados de libertad, pid en cascada, etc) sin alterar la estructura general del software.

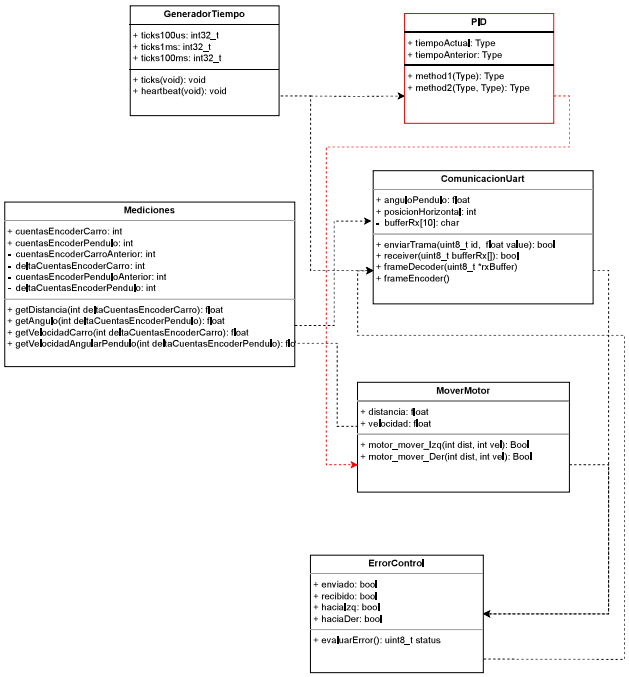


Figura 6: Arquitectura del Software

II-F. Validaciones

Para validar la herramienta, se configuraró un controlador clásico PID y se evaluó la respuesta del sistema en términos de estabilidad, tiempo de establecimiento y oscilaciones. El sistema permite ajustar parámetros de control en tiempo real y observar la respuesta dinámica del péndulo. Conjuntamente al desarrollo del firmware de control se desarrolló una consola (figura 7) desde donde se mandan comandos específicos para el péndulo (mover a la izquierda, mover a la derecha, detener el motor, controlar el duty del motor, setear la posición inicial, el ángulo inicial del pendulo), como así tambien, la carga de los coeficioentes kp, ki, kd para la modificación de estos parametros en tiempo real. En la figura 8 se observa el péndulo con un control PID en funcionamiento.

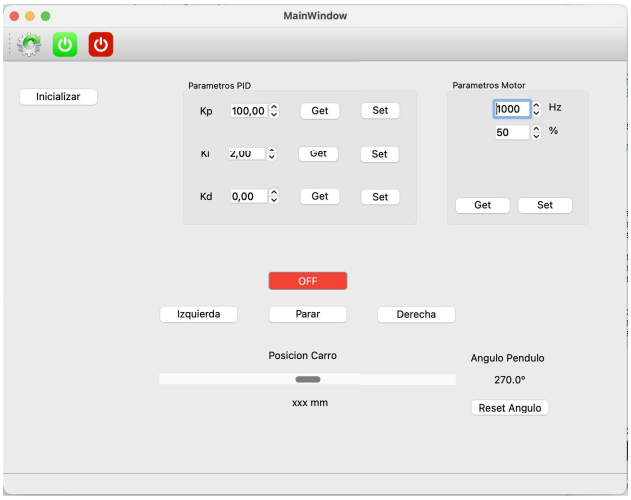


Figura 7: Consola

III. Metodologia

La metodología de utilización de la plataforma se centra en la validación experimental de estrategias de control previamente desarrolladas en el ámbito teórico o de simulación. En un entorno académico, el usuario suele partir de un modelo matemático del péndulo invertido y, a partir de él, diseña algoritmos de control tales como PID, LQR u otros tipos de controladores.

La plataforma desarrollada actúa como puente entre la teoría y la práctica, permitiendo llevar dichos algoritmos a la experimentación física sin que el estudiante o investigador deba ocuparse de tareas de bajo nivel como el diseño mecánico, el acondicionamiento de señales o la gestión de periféricos. El procedimiento se puede describir en tres etapas complementarias:

- **Diseño y simulación del controlador** El usuario formula y ajusta su estrategia de control en entornos de simulación (por ejemplo, MATLAB/Simulink, Octave u otro software equivalente). En esta instancia se estudian aspectos como la estabilidad, los márgenes de ganancia y fase, o el tiempo de establecimiento de la respuesta.
- **Implementación en la plataforma** Una vez validado el diseño en simulación, el algoritmo se integra a la arquitectura de software del sistema. La estructura modular desarrollada en C facilita la incorporación de nuevas funciones de control dentro de un bloque específico, sin necesidad de modificar los módulos de adquisición de datos, comunicación o actuación. De este modo, el usuario puede implementar su controlador de manera directa y enfocarse en el análisis de su desempeño.
- **Prueba y análisis experimental** El péndulo invertido, provisto de sensores de posición, genera información en tiempo real que se transmite a través de la interfaz de comunicación. Esto permite comparar los resultados experimentales con los obtenidos en simulación, evaluando el efecto de fenómenos no modelados como el ruido de medición, fricción, resonancia natural de componentes

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

(como la varilla), retardos de cálculos o saturaciones en el motor.

Este flujo metodológico posibilita que el usuario recorra de forma integrada el ciclo completo: modelado → simulación → implementación → validación experimental. De esta manera, la plataforma no solo cumple un rol didáctico, sino que también constituye un banco de pruebas reproducible para contrastar hipótesis de control, analizar limitaciones prácticas y ajustar modelos teóricos.

IV. Primeros Resultados

De acuerdo con las pruebas realizadas por un grupo preliminar de usuarios de prueba, se observó que la interacción con la plataforma resultó intuitiva y efectiva. Los participantes pudieron implementar controladores de distinta complejidad y evaluar su desempeño en condiciones normales de operación, así como en escenarios que inducen inestabilidad en el sistema. En conjunto, los ensayos muestran cómo la plataforma no solo funciona como un entorno de prueba confiable, sino que también promueve un aprendizaje activo: el usuario transita desde la teória hacia la experimentación práctica, consolidando así la comprensión de los conceptos de control y fortaleciendo su capacidad de análisis crítico en ingeniería.

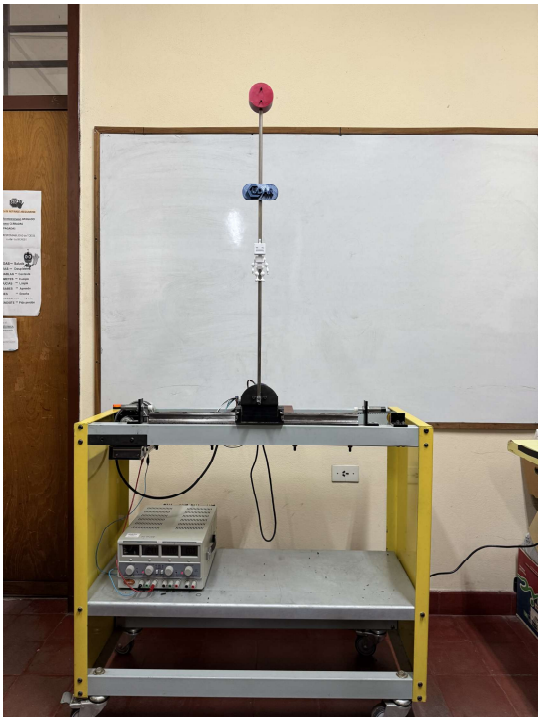


Figura 8: Pénedulo Activo

V. Conclusiones

El trabajo desarrollado aporta una solución integral para la enseñanza de sistemas de control, al disponer de un péndulo invertido con arquitectura física y de software lista para ser utilizada. De esta forma, los usuarios pueden concentrarse en el diseño y prueba de algoritmos de control, reduciendo la complejidad asociada al desarrollo mecánico y electrónico.

Como trabajo futuro, se propone integrar la plataforma con entornos de simulación (ej. MATLAB/Simulink, Octave) [5] para comparar modelos teóricos con resultados experimentales, así como la incorporación de interfaces gráficas para el monitoreo remoto. Adicionalmente, y aprovechando que la elección de la placa Blue Pill se realizó considerando la posibilidad de intercambiar microcontroladores manteniendo encapsulado y pines, se plantea utilizar dispositivos con unidad de punto flotante, como el STM32F303 [6], a fin de comparar el desempeño frente al controlador actual y evaluar el impacto en la eficiencia de cálculo y en la respuesta en tiempo real [7].

Referencias

[1] K. Ogata, “Ingeniería de Control Moderna,” 5th ed. Madrid, Spain: Pearson, 2010.
[2] D. Rosenberg, S. Mancarella, “Embedded system development using SysML,” Sparx Systems Ply Ltd, ICONIYX, 2010.
[3] STMicroelectronics, “STM32F103x8 Datasheet,” 32-bit ARM Cortex-M3 microcontroller, STMicroelectronics, Geneva, Switzerland, 2018. [Online]. Available: https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32f103c8.pdf (accessed: Mar. 11, 2025).
[4] STMicroelectronics, “STM32 32-bit Arm Cortex MCUs,” STMicroelectronics. [Online]. Available: https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32-32-bit-arm-cortex-mcus.html (accessed: Mar. 11, 2025).
[5] L. Wang, “PID Control System Design and Automatic Tuning using MATLAB/Simulink,” 1st ed., John Wiley Sons Ltd, 2020.
[6] STMicroelectronics, “STM32F303xB/C Datasheet: Arm Cortex-M4 32-bit MCU with FPU, up to 256 KB Flash, 40 KB RAM, 4 ADCs, 2 DACs, 2 CMP, Op-amps, 2.0–3.6 V,” Datasheet, Geneva, Switzerland, 2018. [Online]. Available: https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32f303cb.pdf (accessed: Mar. 11, 2025).
[7] Y. Zhang and J. Li, “Design of Real-Time Embedded System Based on STM32 and Free RTOS with Optimization of Advanced Task Scheduling Algorithm,” 2025 3rd Cognitive Models and Artificial Intelligence Conference (AICCONF), Prague, Czech Republic, 2025.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Diseño e implementación de una interfaz para gestión de trabajos en cluster para cómputo paralelo

1st Constantino A. Palacio
Grupo Control Automático
Instituto LEICI (UNLP-CONICET)
La Plata, Argentina
constantinoapalacio@gmail.com

2nd Jorge R. Osio
Grupo Control Automático
Instituto LEICI (UNLP-CONICET)
La Plata, Argentina
josio@unaj.edu.ar

***Resumen*—En este trabajo se presenta el diseño e implementación de una interfaz orientada a la gestión de trabajos en entornos de cómputo paralelo sobre clusters. La solución propuesta permite automatizar el proceso de envío, monitoreo y control de tareas computacionales, integrando funcionalidades como la definición de parámetros de ejecución, asignación de recursos y visualización del estado de la cola de trabajos.**

La sección de implementación describe las herramientas de hardware y software utilizadas, demás de las configuraciones necesarias para la operación del aplicativo.

Se incluye en una tercera sección un ejemplo de uso completo para ilustrar las diversas funcionalidades de la herramienta desarrollada.

***Palabras clave*—cómputo paralelo, cluster, MPI.**

I. Introducción

El presente trabajo lleva como objetivo principal el desarrollo de una aplicación de consola para la gestión básica de trabajos en un cluster de computadoras basadas en arquitectura compatible con x86 y sistema operativo GNU/Linux.

Se implementará una aplicación basada en consola que permita al operador configurar un cluster y gestionar de forma automática la ejecución de programas en un entorno de programación paralela. El usuario podrá cambiar la configuración del cluster desde una interfaz del tipo menú (número de nodos, unidades de procesamiento, prioridades, etc.), así como preparar, ejecutar y obtener los resultados de programas escritos en lenguaje C prescindiendo del ingreso de comandos e inicio de sesiones remotas a los nodos del cluster.

A continuación se detallan algunos conceptos clave al momento del desarrollo del aplicativo de gestión.

I-A. Cómputo Paralelo

Se llama cómputo paralelo a una rama de la computación que se basa en el principio de división de un problema complejo en problemas más sencillos que puedan ser resueltos en simultáneo por varias unidades de procesamiento de información.

Un problema es típicamente resuelto como una serie de pasos o instrucciones ejecutadas de manera secuencial. Tómese por ejemplo un algoritmo para realizar la suma elemento a elemento entre dos arreglos de N elementos. Se podría, usando una sintaxis similar al lenguaje C, realizar de la siguiente manera:

```
for (i=0; i<N; i++)
  C[i] = A[i] + B[i];
```

Si la suma propuesta se debiera realizar manualmente por un equipo de personas, resulta evidente que podría acelerarse el cálculo dividiendo el arreglo en secciones y que cada miembro del equipo realizase el cálculo de su parte. Suponiendo que N=10 y que se divide entre P personas o procesos equitativamente (N es divisible por P):

```
inicio = ID * N/P;
fin = inicio + N/P;

for (i=inicio; i<fin; i++)
    C[i] = A[i] + B[i];
```

En este caso se definen las variables ID, inicio, fin y P; donde ID denota un valor numérico que distingue entre las personas del equipo, inicio es el elemento donde se debe comenzar el cálculo, y fin el elemento hasta la cual se debe sumar.

Analizando el programa desde el punto de la velocidad de cómputo se puede concluir que el segundo programa se ejecutará el doble de rápido que el primero, pues hace la mitad de las iteraciones en caso de ser P=2, o un tercio en caso de ser P=3; ignorando el tiempo en que los procesos se comunican entre sí para juntar los resultados.

Dentro del cómputo paralelo surgen dos grandes formas de diseñar algoritmos: el paradigma de memoria compartida y memoria distribuida.

En *memoria compartida*, todas las unidades de procesamiento comparten un mismo espacio de almacenamiento principal, cuyos accesos deben arbitrarse de alguna forma para evitar colisiones en el acceso a los datos, generalmente mediante memorias multipuerto o niveles de caché intermedios.

Por su parte, el paradigma de *memoria distribuida* hace referencia a que cada uno de los procesadores tiene su propia memoria y, actualmente, su propia jerarquía de caché.

Los procesos pueden comunicarse de varias formas. En el paradigma de memoria compartida, se puede comunicar a través de la memoria que comparten, turnándose para depositar/leer los contenidos almacenados; mientras que, en memoria distribuida, se utiliza el *pasaje de mensajes*, donde un proceso

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

envía información a uno o varios procesos a través de la red de interconexión.

I-B. Multiprocesadores Simétricos (SMP)

Un sistema con multiprocesadores simétricos (*Symmetric Multiprocessor*, SMP) es un sistema que contiene varias unidades de procesamiento de características similares, que comparten la memoria principal y circuitos de E/S y son capaces de concretar las mismas tareas, tal como se muestra en la siguiente figura. Por estas razones, este tipo de organización se denomina *fuertemente acoplada.*

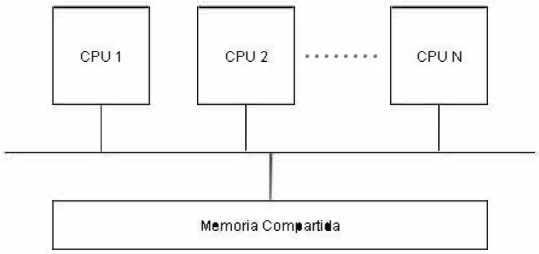


Figura 1: Diagrama de un SMP.

Si se divide un mismo trabajo entre varios procesadores simétricos y se ejecuta al mismo tiempo en una única unidad de procesamiento, la ejecución en un SMP concluirá en un tiempo menor al realizarse en paralelo, tal como el ejemplo de suma de los elementos de un arreglo.

Al mismo tiempo, un SMP inherentemente proporciona redundancia al sistema, pues todas las unidades que lo componen son iguales entre sí.

I-C. Clusters

Un cluster se puede definir como un conjunto de computadoras interconectadas que trabajan como si fueran una única máquina, el cual suele estar compuesto por computadoras del tipo PC x86 conectadas entre sí a través de enlaces Ethernet, aunque se pueden utilizar cualquier tipo de procesadores, como podría ser un cluster construido a partir de módulos de microcontrolador ESP-32.

Al ser equipos de uso general, se puede agregar tantas computadoras al cluster (cada una llamada nodo) como sean necesarias, incluso llegando a alcanzar varias docenas de nodos. Sin embargo, la principal restricción a la escalabilidad del cluster es el consumo energético de todos los nodos como un conjunto y los límites en las comunicaciones entre ellos.

Al igual que un SMP, un cluster brinda redundancia, pues se puede seguir utilizando en caso de que uno o varios de los nodos fallen. En comparación con los SMP, implementar una arquitectura paralela es más económico con un cluster, pues los equipos que lo componen son de fácil obtención y a un bajo costo: estaciones de trabajo de propósito general, incluyendo equipos obsoletos o con pobres prestaciones.

Basándose en el paradigma de memoria distribuida, la comunicación de los datos en un cluster se realiza a través de pasaje de mensaje entre los nodos, donde un mensaje, en forma genérica, se compone de:

```
[origen, destino, tipo de datos, datos]
```

Estos mensajes son enviados en la red y recibidos por el proceso que se está ejecutando en el nodo destino. El tamaño, la frecuencia y la cantidad de destinos (unicast, multicast, broadcast) determina el impacto en las comunicaciones del cluster.

I-D. MPI

MPI (*Message Passing Interface*) es una librería para pasaje de mensajes entre procesos en un entorno de programación distribuida. En MPI, cada nodo del cluster ejecuta una copia local del programa, en el cual se puede discriminar entre secciones de código que serán ejecutadas por algunos nodos en particular.

Existen varias implementaciones de MPI, particularmente OpenMPI y LAM/MPI. La primera es open-source y la más moderna. Toma elementos de implementaciones anteriores para construir un estándar sólido y compatible.

Por su parte, LAM/MPI es una implementación más antigua de MPI, pero que brinda compatibilidad con equipos con menores capacidades de cómputo. La funcionalidad de ambas alternativas es similar: un proceso en segundo plano (*daemon*) se encarga de la ejecución y de las comunicaciones entre los procesos.

II. Implementación

II-A. Descripción de los Equipos

A continuación se detallarán las especificaciones de hardware y software de cada uno de los equipos que componen la red de trabajo utilizada.

Servidor IoT

El servidor IoT es un equipo basado en un procesador dual core con sistema operativo Ubuntu Server. Posee dos conexiones de red: una al cluster y otra al exterior. Su principal tarea es brindar a los usuarios locales y remotos un conjunto de herramientas para el desarrollo de proyectos de IoT y cómputo paralelo.

Cluster

El cluster utilizado en el desarrollo del presente trabajo está compuesto por 10 equipos basados en procesadores x86. Todos ellos están equipados con el mismo conjunto de aplicaciones y sistema operativo Ubuntu.

Del total de nodos, sólo dos poseen unidades de procesamiento multicore, es decir, poseen varias unidades de procesamiento físicas en un único encapsulado. El resto posee un único procesador. Esta heterogeneidad contribuye a la enseñanza de conceptos afines al cómputo paralelo y brinda una plataforma para estudiar la distribución de la carga de trabajo en un entorno de programación distribuida.

En el cluster se incluyen dos implementaciones de MPI: OpenMPI y LAM/MPI. Al tratarse de un cluster heterogéneo, se utiliza LAM/MPI para realizar las pruebas detalladas en el presente trabajo por razones de compatibilidad con los equipos más limitados en prestaciones.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Por la forma de comunicación entre las unidades de procesamiento, un cluster es lo que se denomina una arquitectura *débilmente acoplada*.

Red

La red entre servidor y cluster es un conjunto de enlaces de par trenzado de 10Mbps conectados a un hub (concentrador o repetidor multipuerto), en una topología tipo bus, ilustrada en la siguiente figura:

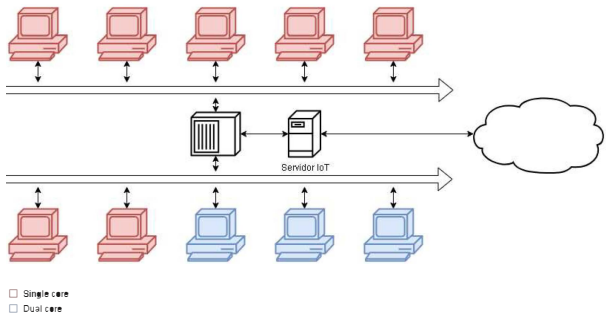


Figura 2: Topología del cluster y acceso remoto.

El utilizar un hub en lugar de un switch o un router permite visualizar el fenómeno de colisión de los paquetes de red, lo que introduce retardos en las comunicaciones y añade tiempo al total empleado al cómputo.

II-B. Preparación del Entorno

Servidor y Nodos

Antes de utilizar la aplicación KFRONT, se debe preparar el sistema sobre el cual se ejecutará. En este caso, el servidor central IoT con sistema Ubuntu Server. Como primer paso, se debe instalar el intérprete del lenguaje Python, ejecutando los siguientes comandos en la consola del sistema como usuario administrador:

```
# apt-get update
# apt-get upgrade
# apt install python3-pip
```

El primer y segundo comando se encargan de actualizar los paquetes de software del servidor; mientras que el tercero instala el intérperte de Python.

Luego se copia el ejecutable de KFRONT al servidor y, opcionalmente, se crea un enlace simbólico para que cualquier usuario pueda accederlo de forma sencilla. En caso de que no se cree dicho enlace, se puede acceder con la ruta absoluta siempre y cuando se le asignen los permisos necesarios: lectura y ejecución para todos los usuarios, escritura sólo para el propietario. Esto puede lograrse mediante el comando:

```
# chmod 755 ./kfront.py
```

Adicionalmente, se deben crear usuarios y directorios en todos los nodos del cluster, usando las mismas credenciales de acceso, tal que el daemon de LAM/MPI pueda acceder de forma remota sin necesidad de autenticación utilizando el conjunto de herramientas `rsh`:

```
$ rlogin [nodo]
$ rcp [ruta origen] [nodo]:[ruta destino]
$ rsh [nodo] [comando]
```

Estos son los comandos de `rsh` más utilizados: `rlogin` se usa para iniciar sesiones remotas con el usuario que lo invoca, y no solicita claves de acceso si el usuario en ambos equipos posee la misma contraseña, ID de usuario e ID de grupo. `rcp` se emplea para copiar archivos desde y hacia equipos remotos. Por su parte, `rsh` permite la ejecución de comandos del sistema en equipos remotos. Como los comandos anteriores, el sistema no solicitará credenciales de acceso si el entorno está configurado correctamente.

Supóngase el siguiente ejemplo: se desea inciar sesión en el nodo `alfa04` y generar un listado de archivos del directorio principal del usuario. En GNU/Linux, eso puede lograrse mediante:

```
$ rlogin alfa04
$ hostname
alfa04
```

Sino, usando únicamente `rsh`:

```
$ rsh alfa04 hostname
alfa04
```

Y, para copiar un archivo y verificar la copia:

```
$ rcp hola.txt alfa04:
$ rsh alfa04 ls hola.txt
hola.txt
```

Conexión Remota

Opcionalmente, se podría instalar un software de conexión remota, como el emulador de terminal PuTTY, o bien un programa de transferencia de archivos, como WinSCP. Esta segunda alternativa resulta más sencilla al operador para transferir su código fuente al servidor, pues sólo necesita arrastrar y soltar el archivo. En caso de no instalarse ninguna de las dos opciones, la comunicación al servidor es local o utilizando otro software de comunicación.

Entorno LAM/MPI

En cada uno de los nodos del equipo debe instalarse y configurarse el entorno LAM/MPI, siguiendo las instrucciones de [3]. La versión de LAM/MPI instalada debe ser la misma en todos los nodos.

Preparación de Código Fuente

Dentro del programa en lenguaje C del usuario se debe incluir la librería de MPI e inicializar los parámetros de la comunicación:

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

```
#include <mpi.h>
#include <stdio.h>

int main(int argc, char *argv[])
    int rank;

    MPI_Init(&argc, &argv);
    MPI_Comm_rank(MPI_COMM_WORLD, &rank);

    printf("Proceso %d\n", rank);

    MPI_Finalize();
    return 0;
```

El ejemplo anterior utiliza las funciones básicas de la librería MPI:

- `MPI Init`: inicializa el entorno MPI. Debe ser lo primero después de declarar las variables en el programa principal.
- `MPI_Comm_rank`: obtiene el número de proceso
- `MPI_Finalize`: termina el entorno MPI. Debe ser la última instrucción del programa antes del `return` final.

Este programa debe, antes de ejecutarse, compilarse utilizando un compilador de C extendido para MPI: `mpicc`. La sintaxis es la misma que para el compilador GCC estándar. Luego, debe copiarse a cada uno de los nodos el archivo objeto.

Antes de ejecutar el programa debe iniciarse el entorno MPI. En el caso de LAM, debe prepararse un listado con los nodos del cluster (un nombre de nodo por línea en un archivo de texto plano) e inicializarse desde el nodo principal mediante el comando `lamboot`. Suponer un cluster de tres nodos:

```
$ mpicc -o test_mpi test_mpi.c
$ rcp test_mpi alfa00:
$ rcp test_mpi alfa01:
$ rcp test_mpi alfa02:
$ rlogin alfa00
$ lamboot -v lamhosts
```

Las líneas de `rcp` copian el archivo objeto a cada uno de los nodos indicados, en el directorio actual. Una vez inicializado LAM (en el nodo maestro), se ejecuta el programa con `mpirun` desde el nodo donde se inicializó el entorno MPI:

```
$ mpirun test_mpi
```

Tomando como ejemplo el programa anterior, la salida sería de la siguiente manera, recordando que la ejecución de tareas paralelas es no-determinística:

```
Proceso 0
Proceso 1
Proceso 2
```

II-C. Utilización de la Aplicación

El aplicativo se invoca desde la terminal del sistema mediante la orden `kfront`, o bien, si no se configuró un enlace simbólico, desde la ruta donde se ubica el ejecutable. Se puede ejecutar sin argumentos y el sistema armará una lista de nodos predeterminada, o indicar un archivo con los nombres de cada uno de los nodos del cluster.

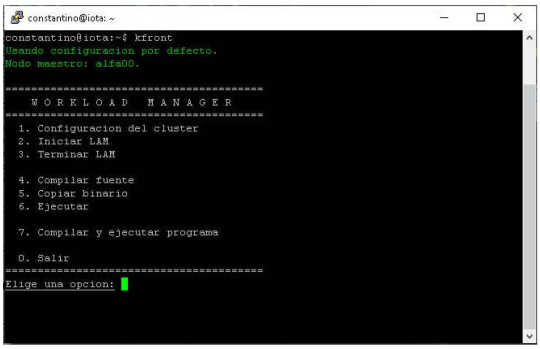


Figura 3: Menú principal de KFRONT.

La aplicación KFRONT se basa en una interfaz sencilla tipo menú, que presenta al operador una lista de opciones de gestión de trabajo:

- Configuración del cluster: permite agregar/quitar/reordenar nodos, realizar pruebas de conexión y reasignar el nodo maestro utilizando los comandos de LAM.
- Iniciar/Terminar LAM: inicia o termina el entorno LAM/MPI invocando los comandos del sistema correspondiantes
- Compilar fuente: realiza una copia temporal del código fuente a cada uno de los nodos del cluster y ejecuta el compilador de C en cada uno de ellos.
- Copiar binario: realiza la copia del archivo objeto a través de `rsh` de manera automática. Se provee del nombre del archivo sin extensión y la aplicación copiará el archivo al directorio `/home` del usuario en cada uno de los nodos.
- Ejecutar: invoca `mpirun` con los parámetros del cluster especificados
- Compilar y ejecutar: realiza la operación combinada de las opciones anteriores.

La aplicación muestra al operador los comandos que se van ejecutando en segundo plano y resalta cualquier error que se pudiera producir, abortando la operación en curso y regresando el control al menú principal.

III. Caso de Uso

Como ejemplo de uso de la aplicación se propone el siguiente escenario. Se cuenta con un programa escrito en C que implementa el cálculo de una aproximación del valor numérico π utilizando el método de Montecarlo. Se prepara un archivo de configuración de KFRONT y se lo ubica en el mismo directorio del programa de ejemplo `test_mpi.c` bajo el nombre de `lamhosts`. Suponiendo que se tienen 5 procesadores, denominados `alfa00` a `alfa04`:

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

```
alfa00
alfa01
alfa02
alfa03
alfa04
```

Ver que, al ser `alfa00` el primero en la lista, será asignado automáticamente como nodo maestro. Desde la consola, se invoca:

```
$ kfront lamhosts
```

Esto carga la aplicación con el archivo de configuración creado anteriormente. Luego, se inicia LAM/MPI mediante la opción 2, tal como se muestra en la siguiente figura:

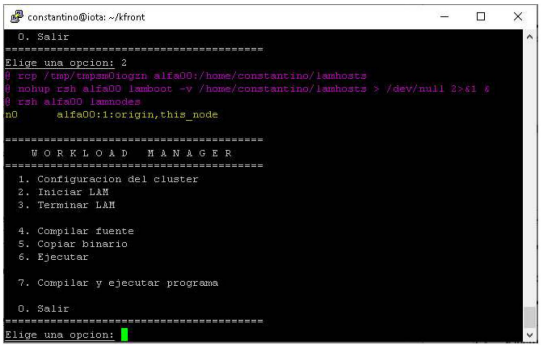


Figura 4: LAM iniciado.

Ver que, en la figura 4, se muestran los pasos que el aplicativo fue ejecutando en segundo plano. Esto ilustra el trabajo que el uso de KFRONT ahorra al programador. Supóngase ahora que se desea compilar el programa fuente y propagar el archivo binario resultante a los cuatro nodos restantes. Mientras que en forma manual resulta laborioso, KFRONT realiza esta tarea en dos pasos, como puede verse en la siguiente captura:

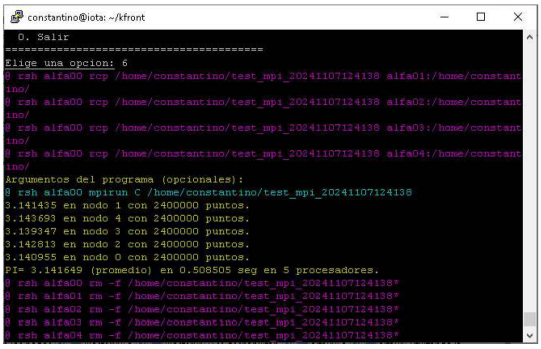


Figura 5: KFRONT en funcionamiento.

Puede apreciarse como KFRONT realiza todos los pasos de manera automática, desde la copia de los archivos hasta la ejecución y limpieza del entorno posterior a ésta. De esta forma, el usuario puede ejecutar numerosos programas sin tener que considerar el espacio en disco disponible en cada uno de los nodos, pues todo se elimina al finalizar la ejecución, ya sea exitosamente o con errores.

IV. Conclusiones

A partir del ejemplo de ejecución se puede ver cómo la utilización del aplicativo KFRONT simplifica en gran medida el trabajo de encolar trabajos de cómputo paralelo en un cluster basado en LAM/MPI. Aunque su uso podría no justificarse en aplicaciones sencillas o clusters de pocos nodos, su verdadero potencial está en automatizar las tareas al usar clusters de gran cantidad de nodos.

Al liberar al operador de la tarea de realizar la compilación y copia manual de los archivos necesarios a cada uno de los nodos del cluster, se puede utilizar esta herramienta en un entorno didáctico, permitiendo que el alumno se enfoque más en los contenidos y principios de la programación paralela que en el proceso de configuración del entorno, además de acelerar la ejecución y obtención de los resultados de los programas.

El desarrollo de la aplicación cumple con los objetivos planteados al inicio del trabajo, obteniéndose resultados satisfactorios durante las pruebas de funcionamiento. Aunque podría considerarse como obsoleto el uso del entorno LAM/MPI durante el desarrollo de este trabajo, la aplicación es fácilmente adaptable a otras implementaciones: al estar escrita en lenguaje de alto nivel Python, resulta sencilla la conversión a OpenMPI o incluso MPICH, más adecuada al uso de microcontroladores o sistemas embebidos.

Referencias

[1] G. A. Andrews, Foundations of Multithreaded, Parallel and Distributed Programming, 1ra ed. Addison-Wesley. 2000.
[2] W. Stallings, Organización y Arquitectura de Computadores, 5ta ed. Pearson. 2000.
[3] “LAM/MPI User’s Guide Version 7.1.1.” 2004.
[4] “MPI: A Message-Passing Interface Standard Version 5.0.” 2025.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Banco de Pruebas para el Control Activo de Tensión en el Bobinado de Núcleos Toroidales

Gerardo G. Ghiguly
Facultad de Ingeniería
Universidad de Buenos Aires
Buenos Aires, Argentina
ghigulygerardo@gmail.com

Josefina M. Silveyra
INTECIN, Fac. de Ingeniería
Univ. de Buenos Aires - CONICET
Buenos Aires, Argentina
jsilveyra@fi.uba.ar
0000-0003-0307-3419

Juan M. Conde Garrido
INTECIN, Fac. de Ingeniería
Univ. de Buenos Aires - CONICET
Buenos Aires, Argentina
jmcondegarrido@fi.uba.ar
0000-0002-7689-3912

***Resumen*— Se presenta el desarrollo de un banco de pruebas para implementar y validar un sistema de control activo de tensión en el bobinado de núcleos toroidales de sección rectangular, aplicables a motores eléctricos de flujo axial. El sistema integra microcontroladores, sensores y actuadores para regular en tiempo real la tensión del alambre, mejorando la precisión y repetibilidad del proceso de bobinado. La plataforma permite simular las variaciones abruptas del camino del alambre durante el bobinado de núcleos toroidales y analizar el comportamiento del sistema bajo condiciones controladas. Se implementa una estrategia basada en una rueda móvil y un frenado por fricción con control electrónico, incorporando adquisición de datos para modelado físico. Los resultados experimentales confirman la viabilidad del enfoque y sientan las bases para futuras estrategias de control inteligente aplicables al bobinado de inductores.**

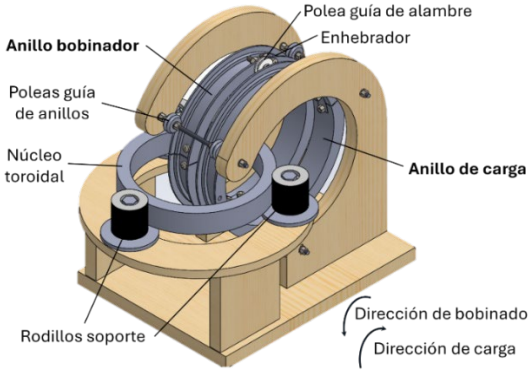
Palabras clave—control activo, tensión, bobinadora toroidal, sección rectangular, dancing roller, microcontroladores, banco de pruebas, motor de flujo axial, Arduino

I. INTRODUCCIÓN

El desarrollo de motores eléctricos de alta eficiencia constituye un eje fundamental en la transición hacia sistemas energéticos sostenibles. En este marco, los motores de flujo axial han adquirido relevancia por su elevada densidad de potencia, eficiencia energética y diseño compacto, consolidándose como una alternativa prometedora frente a los motores de flujo radial convencionales [1-3].

En la Facultad de Ingeniería de la Universidad de Buenos Aires se está desarrollando un motor de flujo axial, orientado a aplicaciones de movilidad de alta velocidad y bajo torque, como drones. Para optimizar su rendimiento electromagnético, se emplean materiales ferromagnéticos amorfos o nanoestructurados [4] en la construcción del núcleo de un estator toroidal sin ranuras [5], lo que dificulta el proceso de bobinado [6].

Actualmente, el bobinado toroidal se realiza mediante una máquina diseñada específicamente para adaptarse a la geometría del núcleo [7, 8] (Fig. 1). La tensión del alambre es regulada de forma pasiva, lo que ofrece simplicidad, pero requiere ajustes manuales y no compensa variaciones geométricas o dinámicas. Como consecuencia, se reduce la precisión y repetibilidad. Dado que la tensión es un parámetro crítico que incide en la densidad de empaquetamiento, la disipación térmica y la confiabilidad eléctrica, estas limitaciones pueden comprometer la calidad del dispositivo final. En contraste, los sistemas activos brindan un control más preciso y adaptable. La literatura reporta el uso de *dancing arms* y *dancing rollers*, que funcionan como acumuladores de alambre y sensores de desviación para estimar la tensión, generalmente acoplados a sistemas electrónicos gobernados por controladores PID (Proporcional, Integral y Derivativo) u otros algoritmos avanzados [9]. Sin embargo, aún no existen soluciones de bajo costo aplicables a bobinadoras de núcleos toroidales en entornos de investigación o producción a pequeña escala.



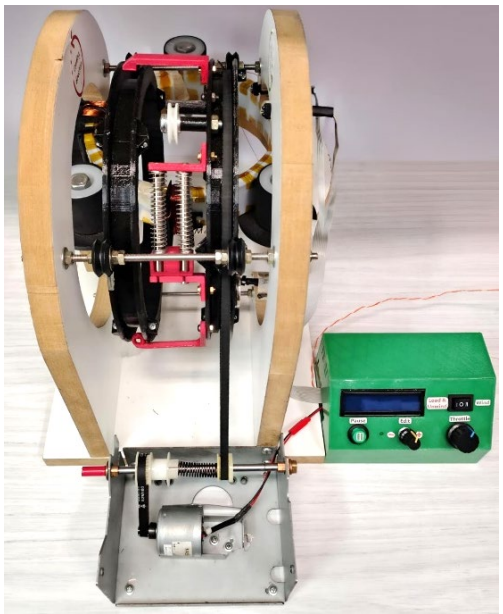


Fig. 1. Bobinadora de núcleos toroidales desarrollada *ad-hoc*. Arriba: diseño original [7]. Abajo: versión actual con mejoras mecánicas, motorización y sistema de conteo de vueltas.

Frente a esta necesidad, proponemos el desarrollo de un sistema de control activo de tensión para el bobinado de núcleos toroidales de sección rectangular, basado en microcontroladores, sensores y actuadores, capaz de regular

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

en tiempo real la tensión del alambre durante el proceso. La bobinadora toroidal impone condiciones críticas para el diseño de dicho controlador, tanto en términos de respuesta dinámica como de restricciones de tamaño, autonomía energética y de comunicación, dado que el sistema embebido debe operar sin cables de alimentación ni conexión externa para no interferir en la trayectoria del alambre.

Con el fin de facilitar el desarrollo, la instrumentación y la validación experimental, en este trabajo diseñamos y fabricamos un banco de pruebas que simula el proceso de bobinado en condiciones controladas, con el controlador fijo en la estructura de ensayo. Esto permite operar con cables de alimentación y conexiones externas. El prototipo experimental integra control mecánico, sincronización de movimientos y adquisición de datos, orientándose a mejorar la calidad del bobinado de núcleos toroidales y a sentar las bases de futuras estrategias de control inteligente aplicables a transformadores de alta frecuencia, inductores de potencia y otros dispositivos electromagnéticos.

II. Estructura de ensayos

Una de las principales dificultades en el bobinado toroidal de núcleos de sección rectangular es la variación abrupta en el camino del alambre, lo que provoca fluctuaciones en la tensión durante el proceso [10]. Esta variación tiene dos causas: por un lado, la sección transversal no circular del núcleo hace que el punto de contacto del alambre con el mismo cambie de manera discreta; por otro, el punto de alimentación situado en el anillo bobinador gira alrededor de un eje que puede no pasar por el centro de la sección transversal del núcleo, amplificando la variación (Fig. 2).

Con el fin de estudiar este fenómeno, diseñamos una plataforma modular que permite montar distintos prototipos de sistemas de control de tensión e integrar sensores y periféricos útiles en esta etapa inicial de diseño, instrumentación y validación.

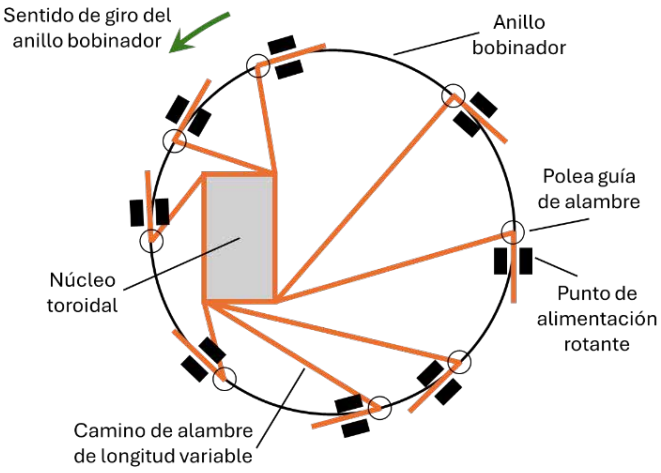


Fig. 2. Variación de la longitud del camino del alambre durante el bobinado de núcleos toroidales de sección rectangular. Este efecto genera fluctuaciones en la tensión y una compactación irregular del bobinado. El punto de alimentación no es necesariamente concéntrico respecto del centro de la sección transversal del núcleo, lo que amplifica la variación.

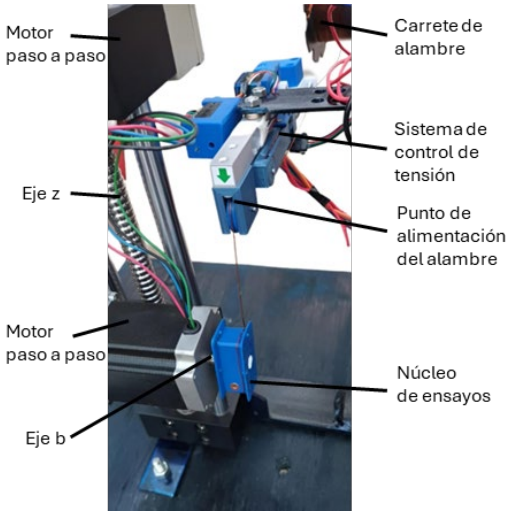


Fig. 3. Vista de la estructura de ensayos del banco de pruebas. Esta configuración emula la variación de la longitud del camino del alambre durante el bobinado de un núcleo toroidal de sección rectangular (Fig. 2), manteniendo fijo el punto de alimentación del alambre.

La plataforma incorpora una estructura de ensayos que reproduce la variación de la longitud del camino del alambre en el bobinado de núcleos toroidales de sección rectangular, pero invirtiendo el sistema de referencia. En lugar de mantener fijo el núcleo y mover al punto de alimentación, se mueve un núcleo de ensayos (*dummy*) de sección rectangular, mientras el punto de alimentación permanece fijo. De este modo, el sistema de control de tensión también queda fijo (Fig. 3), lo que evita, en esta primera etapa del desarrollo, las restricciones de tamaño, autonomía energética y de comunicación. Además, a diferencia de la bobinadora toroidal, en la que el alambre debe precargarse en el anillo de carga antes de enrollarse sobre el núcleo [7] (Fig. 1), la estructura de ensayos permite alimentar el sistema directamente desde el carretel.

La variación de la longitud del camino del alambre se emula sincronizando dos movimientos del núcleo de ensayos (Fig. 3). En primer lugar, el núcleo rota sobre su eje, denominado "eje b" (correspondiente al eje de este bobinador). En segundo lugar, se desplaza verticalmente hacia arriba y hacia abajo a lo largo de un tornillo sinfín, cuyo eje denominamos "eje z". Este segundo movimiento reproduce la amplificación de la variación del camino del alambre cuando el punto de alimentación gira de forma no concéntrica respecto del centro de la sección transversal del núcleo.

Ambos movimientos son accionados por motores paso a paso y se describen mediante las siguientes funciones:

$$z(t) = z_0 + z_p \sin(\omega t) \quad [mm] \tag{1}$$

$$\varphi(t) = \varphi_0 + \varphi_p \omega t \quad [rad] \tag{2}$$

donde,

- z_0 y φ_0 son las referencias iniciales de desplazamiento y ángulo, determinadas mediante rutinas de referenciado (*home*). El valor z_0 se obtiene con un fin de carrera en el eje z, mientras que φ_0 se establece manualmente mediante una escuadra para alinear el núcleo.
- z_p es la amplitud del movimiento alterno de desplazamiento indicada por el usuario.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

- $\varphi_p = 5[mm]/(4z_p)$ resulta del paso del tornillo sinfín y asegura el sincronismo entre ambos movimientos.
- $\omega = 2\pi f$ es la velocidad angular, donde la frecuencia f también es definida por el usuario.

Los límites máximos de z_p (15 mm) y de f (0,35 Hz) se determinaron experimentalmente como límites para evitar pérdida de pasos en los motores. Ambos parámetros son complementarios: es posible superar uno de ellos siempre que el otro se reduzca.

El control de los motores se implementa mediante un microcontrolador ATmega2560, de arquitectura AVR de 8 bits, integrado en la plataforma de desarrollo Arduino Mega 2560. Esta arquitectura, aunque sencilla en comparación con procesadores más avanzados, ofrece eficiencia, bajo consumo y bajo costo, lo que la hace adecuada para sistemas embebidos de control en tiempo real. La placa Arduino Mega 2560, además, es ampliamente utilizada por su facilidad de programación, la disponibilidad de librerías y la integración de módulos periféricos, lo que acelera significativamente la etapa de prototipado.

El microcontrolador gobierna ambos motores mediante trenes de pulsos digitales (PTO, *Pulse Train Output*), generados por rutinas de interrupción temporizada utilizando un temporizador interno (Timer1), configurado en modo CTC (*Clear Timer on Compare Match*) con una frecuencia de 2000 Hz. En cada interrupción (cada 0,5 ms) se calcula la posición deseada según las funciones de referencia (Ecs. (1)-(2)). Por lo tanto, no se genera una señal senoidal analógica para mover el núcleo de ensayos a lo largo del eje *z*. En cambio, la diferencia entre la posición actual y la deseada determina la emisión de pulsos de avance o retroceso, modulando la frecuencia instantánea de los pulsos. Este procedimiento permite reproducir de manera digital y en tiempo real el movimiento de los motores, asegurando una trayectoria suave y evitando vibraciones o pérdida de pasos.

Para la interacción con el usuario, se conectaron nueve pulsadores físicos a las entradas digitales de la placa Arduino Mega, complementados con una pantalla LCD. Estos permiten navegar entre pantallas de configuración, ajustar parámetros como amplitud, frecuencia y referencias, ejecutar rutinas de *homing*, iniciar o detener ensayos y activar una parada de emergencia, que detiene inmediatamente los motores ante cualquier condición insegura, sin necesidad de una interfaz gráfica compleja.

III. Estrategia de Control de Tensión

En este trabajo se exploró la estrategia de control de tensión basada en *dancing rollers* (rodillos o ruedas móviles montadas sobre resortes). La Fig. 4 muestra el primer prototipo fabricado, que incluye una rueda móvil, dos resortes y un patín de frenado accionado electrónicamente mediante un actuador rotativo tipo servo RC (servo de radiocontrol). Este diseño constituye una prueba de concepto de la estrategia de control y, en etapas posteriores, optimizarán sus dimensiones para permitir su integración en el anillo bobinador de la bobinadora toroidal.

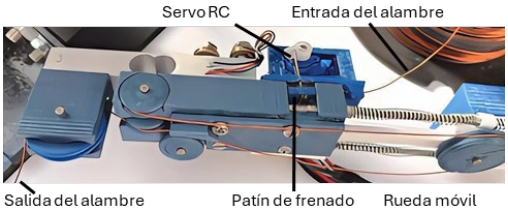


Fig. 4. Vista del primer prototipo del sistema de control activo de tensión del alambre.

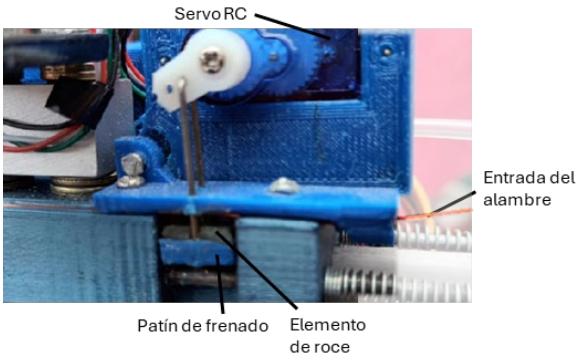


Fig. 5. Detalle del patín de frenado y su elemento de roce.

El patín de frenado, ubicado en la entrada del sistema (Fig. 5), regula la tensión del alambre mediante la aplicación de fricción. El servo RC controla la posición del patín, modulando la fuerza normal que aplica sobre el alambre. Durante el bobinado, el alambre es traccionado y el rozamiento resultante resiste su avance, manteniendo la tensión deseada.

Cuando el camino del alambre disminuye, aumenta la fuerza de tracción. En ese caso, la rueda móvil se desplaza comprimiendo los resortes y almacenando energía potencial elástica, lo que evita un incremento indeseado de la tensión. Por el contrario, cuando el camino del alambre aumenta, la tracción disminuye y la rueda móvil se desplaza en sentido opuesto, liberando parte de la energía almacenada. Así, el sistema mantiene una tensión continua y estable, adaptándose a las variaciones geométricas del proceso.

El actuador se gobierna mediante un microcontrolador ATmega328P, de arquitectura AVR de 8 bits, integrado en la plataforma Arduino UNO. Este genera la señal PWM (*pulsed width modulated*), que controla el servo RC durante el funcionamiento automático del sistema. Adicionalmente, se incorpora un servo tester CCPM (*Cyclic/Collective Pitch Mixing*), comúnmente utilizado en sistemas de aeromodelismo, como fuente externa de señal PWM. Este dispositivo permite regular manualmente la posición del servo mediante un potenciómetro, lo que facilita la realización de ensayos y pruebas preliminares sin necesidad de programar el microcontrolador. El ancho del pulso varía entre 1 y 2 ms, lo que corresponde a un rango de giro de 0 a 180°. En el diseño final se prevé reemplazar la placa Arduino UNO por una Arduino Nano, basada en el mismo microcontrolador, para reducir tamaño y peso, aunque en esta etapa inicial se emplea la Arduino UNO por su mayor comodidad de desarrollo y compatibilidad funcional.

Para validar el funcionamiento del sistema y ajustar sus parámetros de control, el prototipo incorpora dos elementos de sensado. En primer lugar, un sensor de posición de la rueda móvil, basado en un arreglo de finales de carrera, que indica el estado de compresión de los resortes (Fig. 6). Una varilla acoplada a la rueda acciona los interruptores a medida que se desplaza, permitiendo determinar su ubicación dentro de un

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

rango discreto de cuatro posiciones. En etapas posteriores, este sistema será reemplazado por un transductor lineal resistivo, capaz de medir un rango continuo de posiciones. En segundo lugar, una celda de carga con galgas extensiométricas (*strain gauges*) mide la tensión aplicada sobre el alambre, mediante la deformación en su estructura metálica. La fuerze de tracción sobre el alambre provoca una ligera deformación elástica en el cuerpo de la celda, que es deterctada por las galgas extensiométricas adheridas a ellas. Estas galgas forman parte de un puente de Wheatstone, por lo que sus variaciones de resistencia generan una señal eléctrica proporcional a la fuerza aplicada. Esta señal es muy pequeña y necesita ser amplificada y digitalizada para su procesamiento, tarea que realiza el módulo HX711, el cual amplifica la señal analógica proveniente de la celda de carga y la convierte en una señal digital mediante un convertidor analógico-digital (ADC) de 24 bits de alta resolución. Esto permite que el microcontrolador interprete con precisión los datos para obtener mediciones exactas del peso o la fuerza aplicada. La celda de carga se calibra inicialmente estableciendo un valor de referencia sin carga (tara) y después aplicando un peso conocido para determinar un factor de escala. Esto permite convertir la señal digital obtenida en unidades físicas precisas, de modo que se puedan medir con exactitud las tensiones en el alambre durante los ensayos.

La información de la posición del servo, la posición de la rueda móvil (a partir del estado de los finales de carrera) y la fuerza medida por la celda de carga se registran con estampa de tiempo en un archivo de texto plano en formato CSV (*comma-separated values*). Para ello, la placa Arduino UNO incorpora un módulo de memoria SD (*secure digital*), que facilita el almacenamiento de los datos para su posterior análisis. El objetivo es desarrollar un modelo físico o fenomenológico que determine la posición del servo RC en función de los otros parámetros conocidos (posición de la rueda móvil, fuerza medida por la rueda de carga y tiempo).

La placa Arduino UNO también dispone de una interfaz con pulsadores y pantalla. Comparte la pantalla LCD con el Arduino Mega, alternándose su control mediante una llave física. Cuatro pulsadores que permiten navegar entre pantallas, configurar la posición del servo RC, gestionar los límites de movimiento, y controlar la creación y grabación de archivos en la tarjeta SD.

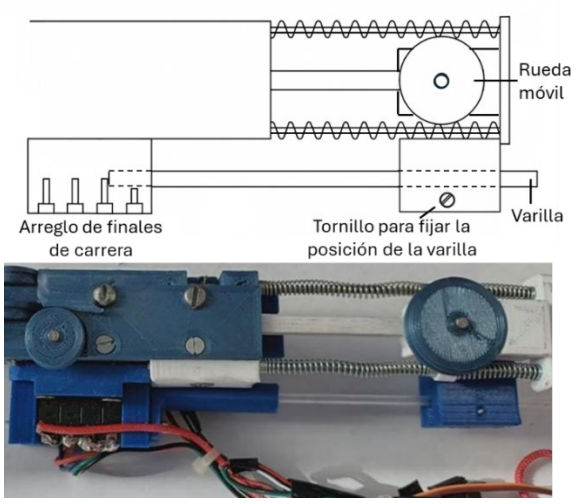


Fig. 6. Esquemático (arriba) y vista (abajo) del sensor de posición de la rueda móvil.

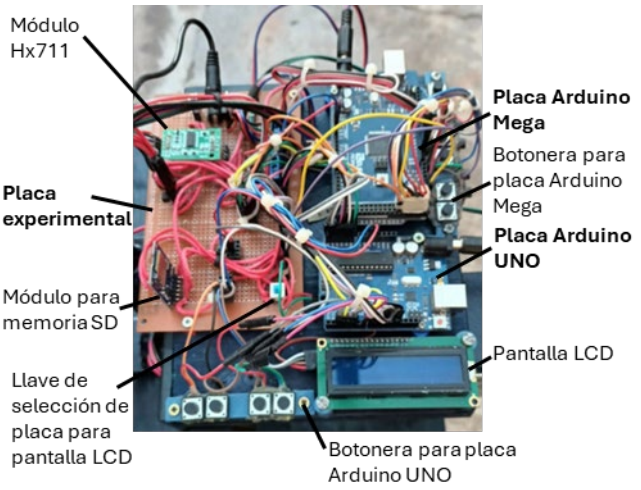


Fig. 7. Vista de la electrónica de control y adquisición del banco de pruebas. La estructura de ensayos es controlada por la placa Arduino Mega. El sistema de control de tensión esgestionado por la placa Arduino UNO. La placa experimental se encarga de la interfaz entre ambas placas Arduino, entre otras funciones.

IV. Electrónica de potencia y distribución en el banco de pruebas

La electrónica del banco de pruebas integra todos los elementos necesarios para el accionamiento de los motores paso a paso de la estructura de ensayos, la alimentación de los microcontroladores y la gestión de periféricos. Los *drivers* de los motores paso a paso son alimentados mediante una fuente de 24 V, incluida en el propio banco de pruebas, que asegura la corriente y tensión requeridas para un funcionamiento estable y sin pérdida de pasos.

Una fuente auxiliar de 12 V alimenta la placa experimental, que actúa como nodo central de distribución de energía y control. Esta placa incorpora reguladores de tensión que generan 9 V para alimentar las dos placas Arduino y 6 V para el servo RC, asegurando compatibilidad eléctrica y estabilidad de los módulos.

La placa experimental, evolución de una versión inicial montada en *protoboard*, cumple varias funciones críticas: compatibilizar niveles de voltaje entre los distintos componentes, centralizar los módulos electrónicos utilizados y administrar la interfaz con la pantalla LCD (Fig. 7). Además, facilita la integración física y funcional de todos los elementos, protegiendo circuitos sensibles y permitiendo un mantenimiento más sencillo y seguro del sistema.

V. Validación experimental

Para evaluar la capacidad del sistema de control activo de tensión, se realizaron ensayos centrados en el funcionamiento del patín de frenado accionado por el servo RC. En las pruebas, se colgó una masa de 1,25 kg del extremo del alambre y se ajustó el servo para establecer una condición inicial de reposo (Fig. 8). Este valor de carga es representativo de la tensión máxima de bobinado recomendada para el alambre esmaltado de 0,5 mm de diámetro utilizado en el estator del motor en desarrollo, equivalente a 1287 cN [11] o 1,31 kgf.

El objetivo fue verificar si el mecanismo podía regular eficazmente la tensión del alambre bajo tres escenarios representativos: (1) caídas libres seguidas de un frenado rápido, (2) descensos con detenciones intermitentes y (3) descensos a velocidad constante.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025



Fig. 8. Vista de la configuración experimental para los ensayos del sistema de frenado para fines ilustrativos. La masa se muestra sobre la plaforma para su visualización. En los ensayos reales, la masa se ubicó debajo de la plataforma, y el alambre pasaba por el con el alambre pasando a través del orificio señalado, aumentando así su longitud de recorrido.

Los resultados fueron satisfactorios. En el primer caso, una caída libre de 50 cm fue detenida en una distancia inferior a 10 cm. En el segundo, se lograron descensos intermitentes con intervalos de entre 2 y 10 cm. Finalmente, en el tercero, se consiguió un descenso continuo a velocidad constante. Estos resultados confirman que el sistema puede generar una fuerza de frenado suficiente para regular la tensión del alambre en tiempo real.

VI. Conclusiones

Este trabajo presenta el desarrollo exitoso del primer banco de pruebas para el control activo de tensión en el bobinado de núcleos toroidales, construido en la Facultad de Ingeniería de la Universidad de Buenos Aires.

Como trabajo a futuro, se propone implementar la comunicación bidireccional entre las placas Arduino Mega y Arduino UNO. Esta integración permitirá que el sistema de control activo obtenga la posición en tiempo real del núcleo de ensayo y, por ende, del punto de contacto del alambre con el núcleo. Este conocimiento habilitará la implementación de estrategias de control del tipo *feedforward*. Al anticipar los cambios previstos en la consigna, el algoritmo podrá generar una acción en control de lazo abierto que supere la limitación temporal impuesta por la dinámica del sistema y, de este modo, reduzca el retraso en la respuesta.

Adicionalmente, se planea explorar otras estrategias de control para la regulación de tensión frente a variaciones geométricas o dinámicas inherentes al proceso de bobinado: el control PID clásico, reconocido por su simplicidad y amplia difusión en aplicaciones industriales; la lógica difusa, que se basa en reglas heurísticas y es especialmente útil cuando el modelo matemático del sistema es todavía incierto; el control basado en modelo interno (*Internal Model Control* o IMC), que utiliza una representación matemática del proceso para anticipar y corregir desviaciones; y el control por variables de estado, que ofrece una descripción completa de la dinámica del sistema y resulta particularmente adecuado para sistemas multivariables y no lineales. Así, se buscará optimizar la precisión y confiabilidad del sistema, sentando así las bases para una futura implementación de un control inteligente y adaptativo en bobinadoras de núcleos toroidales destinadas a investigación y producción a pequeña escala.

Referencias

[1] M. E. McHenry, "Amorphous Metal Ribbon (AMR) and Metal Amorphous Nanocomposite (MANC) Materials Enabled High Power Density Vehicle Motor Applications (Final Technical Report)," Carnegie Mellon Univ., Pittsburgh, PA (United States)2023.

[2] S. Clenet, M. Philippot, M. h. Belhadi, D. Montesinos, X. Jannot, J. Maurath, *et al.*, "MAXIMA: Modular Axial Flux Motor for Automotive," 2023. https://doi.org/10.46720/F

[3] E. Armengaud, F. Ratz, Á. Muñiz, J. Poza, F. Garramiola, G. Almandoz, *et al.*, "European Initiatives Addressing High Efficiency and Low-Cost Electric Motors for Circularity and Low use of Rare Resources," 2025. https://doi.org/10.4271/2025-01-8806

[4] J. M. Silveyra, E. Ferrara, D. L. Huber, and T. C. Monson, "Soft magnetic materials for a sustainable and electrified world," *Science,* vol. 362, p. eaao0195, 2018. https://doi.org/10.1126/science.aao0195

[5] J. M. Silveyra and J. M. Conde Garrido, "Torque calculation method for axial-flux electrical machines in finite element analysis," *Finite Elements in Analysis and Design,* vol. 227, p. 104042, 2023. https://doi.org/10.1016/j.finel.2023.104042

[6] F. Planer, "Toroidal Winding Machines," *Journal of Scientific Instruments,* vol. 20, p. 185, 1943. https://doi.org/10.1088/0950-7671/20/12/301

[7] J. M. Conde Garrido and J. M. Silveyra, "Design and fabrication of a low-cost coil winding machine for slotless toroidal stators," *LACCEI,* vol. 1, 2023. https://doi.org/10.18687/LACCEI2023.1.1.1609

[8] J. M. Conde Garrido, E. Vinson, A. Jurado, and J. M. Silveyra, "Contador de vueltas reversible para bobinadora de núcleos toroidales," *Cuarto Congreso Virtual de Microcontroladores y Aplicaciones, AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN),* 2024. https://doi.org/10.33414/ajea.1757.2024

[9] R. A. Ofosu and H. Zhu, "Tension control algorithms used in electrical wire manufacturing processes: a systematic review," *Cogent Engineering,* vol. 11, p. 2322837, 2024. https://doi.org/10.1080/23311916.2024.2322837

[10] P. Wen, C. Stapleton, and Y. Li, "Tension control of a winding machine for rectangular coils," in *2008 10th International Conference on Control, Automation, Robotics and Vision*, 2008, pp. 2031-2037. https://doi.org/10.1109/ICARCV.2008.4795843

[11] Elektrisola, "Technical Data for Enamelled Copper Wire by Size acc. to IEC 60317," 2025 https://www.elektrisola.com/en/Products/Enamelled-Wire/Technical-Data

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Aprendizajes resignificados abordando respiradores asistidos en entornos formativos

1st Santino Calderón
Ingeniería Electrónica UTN-FRSFCO
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional San Francisco
San Francisco, Córdoba Argentina
scalderon@facultad.sanfrancisco.utn.edu.ar

2nd Daniel Musso
Ingeniería Electrónica UTN-FRSFCO
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional San Francisco
San Francisco, Córdoba Argentina
dmusso@facultad.sanfrancisco.utn.edu.ar

3rd Juan Cruz Armando
Ingeniería Electrónica UTN-FRSFCO
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional San Francisco
San Francisco, Córdoba Argentina
jarmando@facultad.sanfrancisco.utn.edu.ar

4th Rodolfo Podadera
Ingeniería Electrónica UTN-FRSFCO
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional San Francisco
San Francisco, Córdoba Argentina
rpodadera@facultad.sanfrancisco.utn.edu.ar

Resumen*— Esta investigación examina la integración de estrategias pedagógicas inclusivas en las universidades nacionales argentinas, impulsada por la necesidad crítica de desarrollar ventiladores asistidos durante la pandemia de COVID-19 en 2020. Ante la escasez de dichos dispositivos y un sistema de salud abrumado, diversas instituciones académicas respondieron a través de proyectos colaborativos que combinaban innovación tecnológica con formación educativa. Estas iniciativas abordaron aspectos técnicos, como el acondicionamiento de aire y la modelización de sistemas de control, a la vez que promovían el aprendizaje práctico aplicado, facilitando así la incorporación de nuevas tecnologías en los entornos educativos. La experiencia adquirida permitió avances en el diseño de ventiladores asistidos y el desarrollo de un marco conceptual que guía las estrategias educativas hacia el trabajo grupal interdisciplinario. Este enfoque subraya el papel fundamental de las universidades en la formación de profesionales capacitados para abordar los desafíos de salud emergentes mediante la redefinición de los procesos de enseñanza y aprendizaje.

Palabras Claves: Ventilación asistida, framework, estrategias educativas

Introducción

El escenario presente en el país en aquellos días en los que el virus Covid19 azotaba y era necesario enfrentar y dar batalla de manera completa a la pandemia causada por el mismo, es que no se disponía de cantidad suficiente de respiradores asistidos. Ya planteada la introducción, el problema que busca resolver de este proyecto es la imposibilidad descripta y en etapa siguiente plantear el desarrollo de un Framework para respiradores asistidos accesible por grupos de investigación de distintas universidades como resultado final. El trabajo se encuentra en el comienzo del desarrollo y los resultados son utilizados como insumo educativo, para lograr avanzar de manera interdisciplinaria y paulatina dar lugar a su creación, para comenzar las pruebas.

Durante los últimos años, gracias al avance de distintas plataformas tecnológicas se pudo tener accesibilidad a ellas, por todo quien lo decida siendo algunas de ellas software libre/hardware libre. Lo que motiva la realización de distintos modelos desde los más básicos hasta aquellos que sean interoperables con distintas posibilidades y distintos lazos de control, accesibilidad y portabilidad desde o hacia otras bases o plataformas.

El proyecto está impulsado por grupo I+D de la facultad de Ingeniería Electrónica de la Universidad Tecnológica Nacional, que es quien facilita los laboratorios y alguna de las distintas partes que conforman el prototipo.

Debido a los objetivos planteados fue necesario un importante respaldo humano, así como material, herramientas e instrumentación. Se tuvo acceso a distinta aparatología como por ejemplo osciloscopios digitales, fuentes de corriente directa, soldadores, generadores de señales, y también un lugar físico donde el grupo pueda reunirse y abordar los temas científicos que tuvieron lugar.

Para comenzar el desarrollo y modelización se investigaron desde el inicio los temas involucrados, desde el los mas sencillos y se detallan desde el apartado siguiente, para poder así dar lugar al paso inicial de la modelización y luego el código de control.

Definiciones de partida

Respirar: Proceso en el cual el oxígeno se pone en contacto con el sistema circulatorio e ingresa en la sangre, elimina dióxido de carbono (CO_2), produce proceso metabólico y finalmente proporciona energía [1, 2].

Por lo general, se dice respirar y se hace referencia al movimiento mecánico de los pulmones, sin embargo, lo anterior es mucho más que un movimiento en el sistema respiratorio y consiste en expulsar gases que se alojan en los

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

pulmones. En la inspiración, sucede la contracción de los músculos intercostales y el diafragma, lo cual permite que el aire ingrese en los pulmones, mientras que, en la expiración, sucede la relajación de los músculos intercostales lo que produce que los gases sean expulsados fuera de los pulmones.

En el proceso bilógico de la respiración suceden los siguientes procesos: ventilación entre atmósfera y pulmones, Intercambio de oxígeno y dióxido de carbono en la superficie pulmonar y a nivel celular. El sistema respiratorio se encarga de mantener un flujo de aire en superficies intercambiadoras de gases pudiendo adicionar oxígeno y eliminar dióxido de carbono de la sangre que pasa por los pulmones. De acuerdo con lo explicado en libros de Fisiología, la respiración se inicia con movimientos alternados y cíclicos de inspiración y espiración, controlados por los músculos de la caja torácica.

La contracción de diafragma y también músculos intercostales externos, que se da en la inspiración, obliga a expandir la caja torácica y así produce que, la presión intrapulmonar alcance niveles por debajo de 1 atm. Lo descripto está reglado por la ciencia física, la cual establece que un gas (en nuestro caso aire) se movilizara desde el lugar de mayor presión, al lugar de menor presión, permitiendo un flujo unidireccional entre ambos lugares; facilitando que el aire fluya desde la atmosfera hacia los pulmones (en términos médicos desde la vía aérea hacia los alveolos, donde realiza el intercambio de oxígeno con el sistema circulatorio). La inspiración es un proceso activo, mientras que la espiración es por lo general un movimiento pasivo, dado por el retroceso elástico de los pulmones y la pared torácica. El sistema respiratorio fue ideado con el fin de proporcionar una ayuda extra a la espiración en condiciones no normales de respiración, mediante los músculos espiratorios (intercostales internos, pared abdominal anterior), los cuales ayudan a expulsar el aire de los pulmones y a restablecer en posición de reposo los fuelles de la caja torácica. La vía aérea se divide en dos partes, la parte alta (boca, cavidad nasal, faringe y laringe) y la parte baja o vía aérea intratorácica (tráquea, bronquios, Alveolos pulmonares). El flujo del aire que ingresa, lo hace por la nariz y la boca con dirección a la faringe (la faringe se presta tanto para el paso de aire, como para el paso de alimentos), llegando a la laringe, donde se encuentra con las cuerdas vocales, que son quienes producen sonido cuando el aire pasa.

Lo descripto, pertenece a la vía aérea alta y resulta fundamental en el momento de hablar de aparatos de ventilación asistida, ya que en el proceso de la intubación endotraquial (cuando un paciente no puede sostener la respiración por sí solo y se requiere conectarlo, se debe colocar un tubo dentro de la tráquea para que el volumen de aire ingrese en los pulmones.

Analizando la vía aérea baja, luego de pasar por la laringe, el aire pasa a la tráquea, que es un tubo con un diámetro de 15mm a 20mm recubierto parcialmente por anillos de material cartilaginoso. La tráquea se encuentra comprendida entre el cuello (vía extratorácica) y el tórax (vía aérea intratorácica), la cual se divide posteriormente en dos bronquios (derecho e izquierdo), los que presentan diferencias en sus formas físicas, las cuales residen en que el bronquio derecho se encuentra más verticalizado que el izquierdo, es más corto y más voluminoso.

Estas desigualdades hacen que cuando se realice una intubación endotraquial, se deba tener mucho cuidado que el tubo no se resbale hacia el bronquio derecho (dado su tamaño). Lo que podría crear graves traumas respiratorios en el paciente. En general los bronquios tienden a dividirse en un gran número de ramas dentro del pulmón, esto dado que el aire debe llegar a todas las unidades de intercambio del pulmón, con un flujo laminar de baja velocidad.

Otra parte esencial del sistema respiratorio son los pulmones, los cuales se componen por los bronquios intrapulmonares, vasos sanguíneos (vasos bronquiales, arteria pulmonar, venas pulmonares) y vasos linfáticos. Básicamente cada pulmón se divide en lóbulos, el pulmón derecho cuenta con tres lóbulos y el izquierdo con dos. Dentro de los lóbulos se encuentra la pieza maestra de los pulmones *unidad alveolocapilar* los cuales son pequeñas bolsas dispuestas en forma de racimos al final de los bronquiolos terminales, la subdivisión más pequeña de la vía aérea. Finalmente se hace necesario mencionar que el sistema respiratorio está íntimamente ligado con el sistema circulatorio mediante dos tipos de lazos: Lazo mecánico, entre fuelles de la caja torácica y la bomba circulatoria y lazo nervioso, entre los receptores y neuronas que regulan la respiración y la circulación, sirviendo para coordinar las respuestas de ambos sistemas.

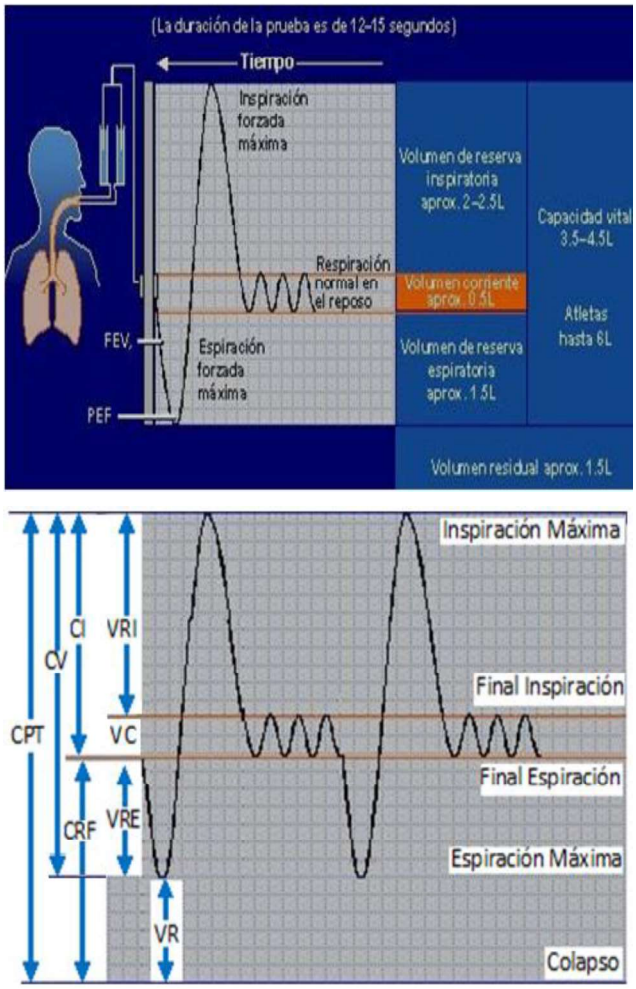


Figura 1. Capacidad pulmonar de una persona sana.

En la gráfica de la figura 1, se puede apreciar ***VRI*** volumen de reserva inspiratoria, ***VC*** volumen corriente, ***VRE*** volumen de reserva espiratoria, ***VR*** volumen residual.
La suma de los volúmenes da por resultado la capacidad pulmonar ***CPT*** capacidad pulmonar total, ***CV*** capacidad de ventilación, ***CI*** capacidad de inspiración, ***CRF*** capacidad residual funcional.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Se considera un ciclo completo de respiración a una inspiración y espiración consecutivas; por lo que el volumen corriente es el volumen de aire inhalado en un ciclo de respiración.

La función del sistema respiratorio es tomar el aire que ingresa por vía aérea y conducirlo hasta los alvéolos, donde se produce el intercambio de gases. Así, el oxígeno pasa a la sangre y es transportado a todas las células.

Se nombra aquí la ventilación mecánica (***VM***), la cual es una técnica de soporte ventilatorio que se divide en dos variantes bien definidas (***VMNI:*** *Ventilación Mecánica no Invasiva*) a través de máscaras o conductos y (***VI****: Ventilación Mecánica no Invasiva)* a través de traqueotomía en pacientes con insuficiencia respiratoria aguda.

Funcionamiento de un respirador asistido

Este tipo de máquinas surgió hace más de cien años tomando como punto de partida lo definido hasta el momento y cuando se estuvo en presencia de deficiencias en el sistema respiratorio. Las mismas ayudaron desde su aparición a realizar la respiración. Llamados comúnmente respiradores artificiales.

Es una máquina que realiza ventilación pulmonar por el ser humano, o ayuda a realizarla, en pacientes que están sufriendo insuficiencia respiratoria aguda bajo el efecto de sedantes.

Dicho de otra manera, introduce y quita aire de los pulmones en intervalos predefinidos y en unas cantidades prefijadas, para que los de esa manera los mismos puedan realizar intercambio gaseoso en los alveolos pulmonares y así continuar otorgando oxígeno a las células.

Un respirador debe proveer aire al paciente que lo tenga conectado con una presión superior a la atmosférica, de esa forma podrá lograr el objetivo de llenar los pulmones ya que los mismos tienen una presión inferior. La presión de aire es generada por un equipo auxiliar, un compresor por ejemplo de pistones y la máquina también deberá contar con una turbina, la cual si fuese interna se deberá suministrar corriente eléctrica a la misma, para que pueda crear la presión.

Las primeras máquinas de respiración artificial producidas no tuvieron posibilidad de poder generar dicha presión, por lo que las mismas lo lograban de manera inversa. Se tuvo equipos rudimentarios, acordes a la época, que igualmente cumplían la función con la que se los habían diseñado. Se puede apreciar en la imagen que muestra la figura 2, una cámara que alojaba el cuerpo del paciente y creaba una atmósfera con menor presión, o presión negativa, en función de la cual la caja torácica tuviera facilidad para hincharse.

La máquina fue inventada por Philip Drinker y Louis Agassiz Shaw, de la Harvard School of Public Health, originalmente para el tratamiento contra el envenenamiento por gas de carbón. Tuvo su mayor uso a mediados del siglo XX, cuando las víctimas de poliomielitis (más conocida como polio), aquejadas por parálisis (inclusive del diafragma, el músculo en forma de cono situado en el centro de la caja torácica cuya acción es controlar la presión intratorácica), no eran capaces de respirar, por lo que eran ubicadas en estas cámaras de acero para sobrevivir.

El primer "pulmón de acero" fue instalado en el hospital Bellevue, Nueva York, en 1927.

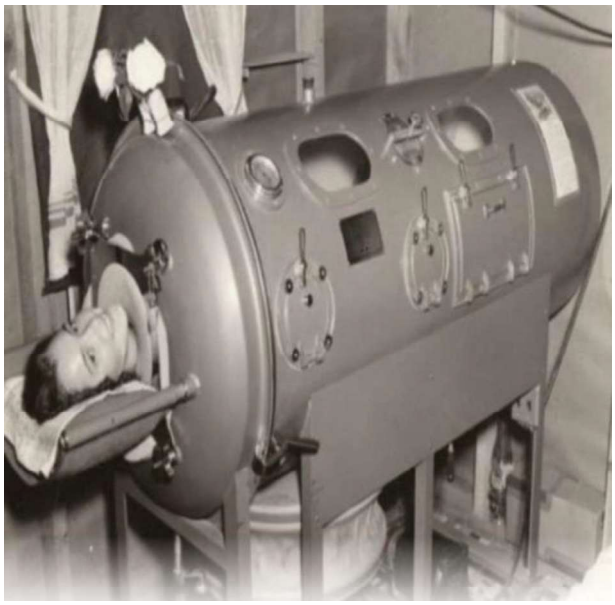


Figura 2. Respirador con presión negativa"Pulmón de acero"

La persona que utiliza el pulmón de acero está ubicada dentro de la cámara central, un tanque cilíndrico de acero.

Una puerta que permite que la cabeza y el cuello permanezcan libres es posteriormente cerrada, formando un compartimento herméticamente sellado que encierra el resto del cuerpo de la persona. Bombea un flujo de aire que sucesivamente reduce e incrementa la presión del aire dentro de la cámara y, particularmente, en el pecho. Cuando la presión disminuye en el pulmón de acero, los pulmones del paciente se expanden y el aire del exterior de la cámara ingresa a través de la nariz de la persona y le permite mantener sus pulmones llenos; cuando la presión del pulmón de acero aumenta, ocurre exactamente lo contrario ya que se expulsa el aire de la persona porque se comprime su pecho.

De esta manera, el pulmón de acero imita la acción fisiológica de la respiración: a través de una alteración periódica de la presión intratorácica hace que el aire fluya por dentro y fuera de los pulmones. Esta máquina denominada "pulmón de acero" es una forma de terapia no invasiva que cayó en desuso con la aparición de equipos de presión positiva modernos y de menor tamaño, los cuales contaban además con una batería de corriente que les garantiza funcionamiento ante fallos de energía eléctrica. Además, se diseñaron con duplicación del sistema de control, en caso de fallar el primero, se activará el segundo.

Puede conectarse al paciente de diferentes maneras, desde una simple mascarilla "respiración no invasiva**",** en la cual no se introduce nada en la persona, quienes tengan afecciones leves. También puede conectarse por medio de tubos que van directo a los pulmones, en casos donde las afecciones sean críticas (figura 3). Estas máquinas tienen la opción de regular el flujo y presión de aire, personalizando el servicio de suministro a cada paciente.

Entre las opciones para una pronta recuperación está la mezcla de oxígeno utilizada, los niveles de humedad y la monitorización de los intentos del paciente para respirar por sí mismo, todo lo cual está disponible para ser detectado, almacenado y entregado a través de alarmas o avisos.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

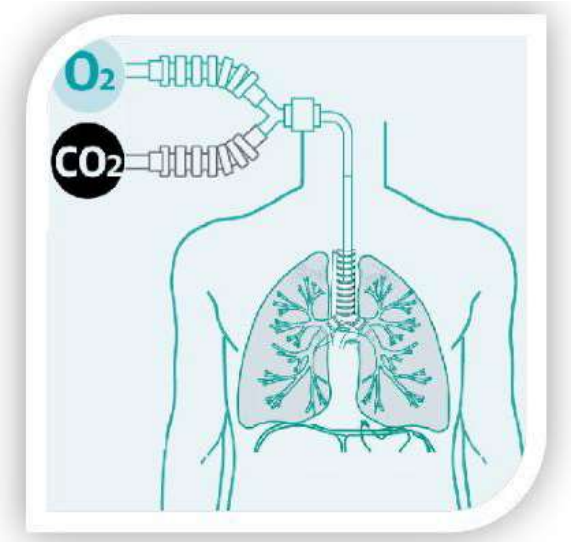


Figura 3. Manera Invasiva de conectar el respirador

Tipos de respiradores asistidos

Respiradores de presión
(BiPAP: Bilevel PositiveAirway Pressure)

Este respirador genera dos niveles de presión, inspiratorio y espiratorio. La diferencia entre ambas presiones representa la presión inspiratoria efectiva o presión de soporte. El mecanismo del mismo está basado en una turbina que genera alto flujo de aire y así la presión en la vía aérea alcanza rápidamente el nivel prefijado (presión inspiratoria).

También puede captar la inspiración del paciente (trigger) y es muy sensible y se adapta al patrón respiratorio del paciente y requiere que el mismo mantenga el impulso respiratorio. No son indicados para pacientes en los que su vida depende del respirador.

Ventajas:

- Ofrece mayor confortabilidad y adaptación del paciente al ventilador.
- Tiene menor tamaño.
- Son más económicos.
- Rápidamente presurizables.
- La presión espiratoria actúa como PEEP (*Positive End Expiratory Preassure*, Presión positiva al final de la espiración) como parte de su mecanismo de acción.

Desventajas:

- Este tipo de máquinas generalmente, no poseen alarmas.
- Sin baterías internas.
- No cuenta con mezclador de gases.
- No se conoce el volumen real de gas que se aporta al paciente.
- Permite rebreathing (re-inhalación del aire espirado el cual tiene alto porcentaje de CO_2).

Respiradores de Volumen

Este tipo de instrumento está basado en introducir el volumen de aire programado en la vía aérea o tubo endotraqueal. El parámetro principal es el volumen de gas que se pretende aportar al paciente, el cual se mide en ml (mililitros).

Ventajas:

- Aseguran el volumen de gas que se aporta al paciente (en caso de circuito cerrado, pacientes con traqueotomía).
- Poseen alarma y batería interna (que otorga según el modelo una a tres horas de autonomía) y aseguran su funcionamiento en fallo eléctrico.
- Algunos modelos poseen mezclador de gases.

Desventajas:

- No proporciona flujo variable según las necesidades del paciente.
- No pueden proporcionar presión espiratoria. En los pacientes que la precisan hay que añadir una válvula externa (válvula PEEP), lo que aumenta la resistencia del circuito y no garantiza el correcto funcionamiento en los respiradores portátiles.
- Mayor tamaño y peso.
- Menos portables.
- Más complejos de programar para la familia.
- Más caros.

Tipos de pacientes que necesitan respiradores

Se distinguen dos tipos de pacientes con características distintas en sus necesidades, de utilización de respirador artificial:

- Pacientes que requieren soporte por enfermedad subyacente, como por ejemplo el tipo ventilación necesaria por contar con obesidad o EPOC y algunas enfermedades neuromusculares en fases precoces. La mayoría se tratan con dispositivos de soporte de presión (BiPAP) por métodos no invasivos (mascarilla nasal).
- Pacientes con gran dependencia de soporte respirador (tiempo libre inferior a seis horas), portadores de enfermedades neuromusculares rápidamente progresivas (ELA) o procedentes de cuidados intensivos en los que no es posible la desconexión del respirador. Estos casos deben tratarse con respiradores volumétricos, que disponen de alarmas, batería interna y aseguran un volumen de corriente previamente seteado.

Parámetros que deben tenerse en cuenta en la selección

Respiradores de Volumen

- ***Volumen corriente***. Es el principal parámetro para considerar, se relaciona con el peso y varia inicialmente entre 10 y 15 ml/Kg. Tendrá que ser ajustado según la tolerancia y las características clínicas del paciente y debido a las fugas (el volumen es mayor cuando es por mascara ya que existen perdidas que con intubación no suceden y es todo efectivo.
- ***Frecuencia respiratoria.*** Dependiendo del modo ventilatorio usado, se deberá seleccionar una frecuencia mínima para asegurar un volumen minuto o bien se establecerá la frecuencia más elevada en pacientes respirador-dependientes, la que sueles oscilar entre 15 y 20 rpm.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

- ***Relación tiempo inspiratorio / tiempo espiratorio o relación I:E***. Define el tiempo del ciclo respiratorio (inspiración y espiración) que se va a dedicar a cada fase. (En pulmón normal, la espiración suele ser el doble de la inspiración en tiempo (1:2), en pacientes obstructivos interesa dejar más tiempo para la espiración (1:3), mientras que los restrictivos necesitan mucho menos, al tener la elasticidad muy aumentada (1:1). Un tiempo inspiratorio corto, hace que el mismo volumen de aire entre en menos tiempo, con lo que aumentamos el flujo y la presión que se genera, lo que puede producir peor adaptación del paciente y la aparición de complicaciones como fugas o aerofagia.
- ***Sensibilidad o trigger***. Es el mecanismo por el que el respirador capta la inspiración del paciente y le proporciona una respiración. Es importante que sea sensible (para evitar el esfuerzo del paciente) pero no en exceso. En la BiPAP, generalmente no se puede modificar y capta cambios en el flujo aéreo dentro del circuito. En los volumétricos, capta cambios de presión (P negativa generada por el paciente) y se aconseja situarlo entre –0,5 y –1 cm de H_2O.
- ***Alarmas.*** Suelen tener alarma de alta presión que detecta si el aparato tiene que vencer una resistencia elevada para insuflar la vía aérea (acodamiento de tubos, tapones mucosos, etc), suele setearse a 15 cm de H_20 por encima de la presión que se alcanza en la vía aérea en una respiración normal y alarma de baja presión, muy importante, porque detecta la existencia de fugas o la desconexión del circuito.

Respiradores de Presión

- ***Presión inspiratoria o presión de soporte o IPAP***. Se suele establecer entre 10 y 20 cm de H_2O. Presiones superiores favorecen la mala adaptación del paciente y la aparición de efectos secundarios.
- ***Presión espiratoria o EPAP***. En pacientes neuromusculares se sitúa en 4 cm de H_2O (nivel mínimo para evitar el rebreathing), en los pacientes con EPOC o muy obesos es conveniente establecerla entre 5 y 7.
- ***Relación I:E.*** En estos dispositivos se expresa como porcentaje (Ej: I:E de 1:1 equivale a un porcentaje de inspiración del 50%) o como tiempo inspiratorio (Ti) expresado en segundos. Nunca debe ser inferior a 1,5 ni superior a 3 segundos.
- ***Rampa o risetime.*** Es el tiempo que tarda en alcanzar la presión inspiratoria. Sólo existe en algunos modelos de última generación.
- ***Sensibilidad o trigger.*** Su función es la misma que la descrita para los respiradores de volumen, solo que suelen detectar cambios en el flujo.

Modos de Funcionamiento

En un paciente pueden utilizarse tres modos de funcionamiento (ya sea con ***BiPAP*** o con ***respirador volumétrico***. En cada uno de ellos las siglas que se utilizan son diferentes, pero tienen el mismo concepto o significado.
Modo asistido (**A** en volumétricos; **S** o Spontaneous, en la BiPAP). El paciente mantiene el control del patrón respiratorio.

El respirador sólo se accionará en respuesta al trigger (disparo). Está indicado para pacientes que tengan buen impulso ventilatorio (algunos EPOC o en el síndrome de HVA-Obesidad). Se debe configurar:

- BiPAP: Presión Inspiratoria y Presión Espiratoria.
- Volumétrico: volumen corriente, se ajusta también trigger, alarma de presión alta y baja, flujo inspiratorio.

Modo asistido-controlado
(**AC** en volumétricos; **ST**, o Spontaneous-Timed, en la BiPAP). El paciente es quien controla el patrón ventilatorio mientras mantenga una frecuencia respiratoria mínima. Si no la alcanza, el respirador le proporcionará, al menos, las respiraciones que se le haya programado.
Modo controlado
(**C** en volumétrico; **T** o Timed, en BiPAP). En estos debe configurarse de manera completa el patrón respiratorio del paciente. Y en aquellos que carecen prácticamente de impulso ventilatorio, también se debe programar.
BiPAP: tiempo inspiratorio, en segundos o en forma de porcentaje (%Ti).
Volumétrico: relación I: E.

Desarrollo de Sistema Respirador

Luego de la investigación inicial, se diseñó un respirador asistido no invasivo, propulsado eléctricamente, por un motor de corriente continua y una bolsa “ambu bug” como medio de bombeo de aire al paciente, cuyo diagrama en bloques se puede apreciar en la figura 4.

Se delineó el sistema completo al que se quiere arribar, se comenzó por modelizar el sistema y hallar la función de transferencia del motor que será quien propulsará la maquinaria [5, 6].

Diagrama del Sistema completo

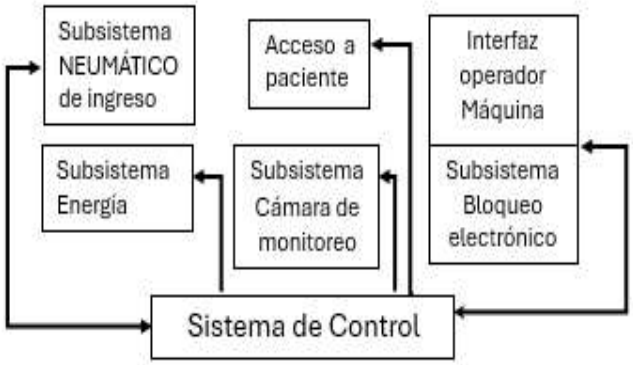


Figura 4. Diagrama de bloques del sistema

Como primera fase del sistema de control, se avanzó en modelizar y hallar la función de transferencia del motor de corriente continua que suministrará el aire por medio de contracción de bolsa resucitadora.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Modelado matemático del motor de CC

En el diagrama que aparece en la figura 5, representa el motor accionado por corriente directa (DC), la caja reductora y la carga acoplada al motor.

La imagen permite ilustrar el sistema utilizado en el proyecto, compuesto por tres subsistemas: sistema magnético, mecánico y eléctrico. Los cuales fueron abordados de manera detallada uno a uno.

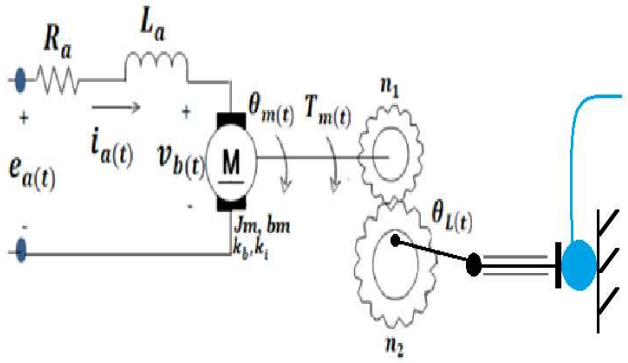


Figura 5: Esquema eléctrico, magnético y mecánico del motor que presiona linealmente la bolsa.

La relación de transformación (con engranajes impresos) varían para cada articulación. Por lo tanto, se explicará de manera genérica el subsistema eléctrico y magnético e individualmente el mecánico.

Sistema magnético

Al circular la corriente $i_{a(t)}$ por el bobinado de armadura dentro de un campo magnético se induce un torque que hace girar el rotor. La intensidad del par es directamente proporcional a la corriente de armadura y al campo magnético. Despreciando las pérdidas en el motor, la potencia eléctrica consumida es igual a la potencia mecánica entregada en el eje, por lo tanto:

$$P = e_a(t) \times i_a(t) = T(t) \times w_t(t)$$

$$T(t) = \frac{P}{w_t(t)} = \frac{e_a(t) \times i_a(t)}{w_t(t)} = K_t \times i_a(t)$$

Donde K_t es la constante de proporcionalidad o de par del motor.

Otro fenómeno importante que ocurre es la fuerza contraelectromotriz $V_b(t)$ anteriormente nombrada, la cual es una tensión generada cuándo los conductores de la armadura se mueven a través de un flujo magnético generado por unos imanes permanentes.

$$V_b(t) = K_e \times w_t(t) = K_e \frac{d\theta_m(t)}{dt}$$

Donde K_e es la constante fem (fuerza contraelectromotriz). Ahora aplicando transformada de Laplace a las ecuaciones de T(t) y $V_b(t)$ se llega a:

$$T(s) = K_t \times i_a(s)$$
$$V_b(s) = K_e s\theta_m(s)$$

Sistema eléctrico

Está formado por un bobinado de armadura que cuenta con una resistencia R_a, una inductancia L_a y la fuerza contraelectromotriz $V_{b(t)}$. El motor es controlado por un voltaje $e_a(t)$ aplicado a los terminales de armadura.

Para obtener la ecuación eléctrica del motor se aplica Ley de Kirchoff, la cual indica que la tensión aplicada en los terminales de armadura es igual a la suma de la caída de tensión en la resistencia, más la caída en la inductancia, más la fuerza contraelectromotriz.

$$e_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di(t)}{dt} + V_b(t)$$

Luego aplicando transformada de Laplace se obtiene:

$$e_a(s) = i_a(s)(R_a + sL_a) + K_e s\theta_m(s)$$

Sabiendo que $V_b(t) = K_e \frac{d\theta_m(t)}{dt}$

Sistema mecánico

Aplicando las leyes de Newton para movimientos rotacionales para un motor de CC obtenemos:

$$T(t) = J_t \frac{d^2\theta_m(t)}{dt^2} + b_m \frac{d\theta_m(t)}{dt}$$

Donde b_m es el coeficiente de fricción viscosa del motor y J_t $(J_m + J_l)$ el momento de inercia total, que es igual a la suma del momento correspondiente al rotor más el momento de inercia de la carga acoplada al mismo.

La ecuación del sistema mecánico quedaría expresada:

$$T(t) = \left(J_t \frac{d^2\theta_m(t)}{dt^2} + b_m \frac{d\theta_m(t)}{dt}\right) \times n_{eq}$$

Donde n_{eq} es la relación entre el engranaje acoplado a la articulación y el motor de CC.

Continuamos aplicando la operación transformada de Laplace y obtenemos:

$$T(s) = ((J_t \times s + b_m) \times s \times \theta_m(s)) \times n_{eq}$$

Luego se calculó el momento de inercia J_m. Los momentos de inercia van a variar dependiendo de la posición en que se encuentre el extremo del brazo se realizaron los cálculos para los peores casos.

Se analizó el rotor del motor como si fuera un cilindro sólido para poder utilizar la siguiente fórmula:

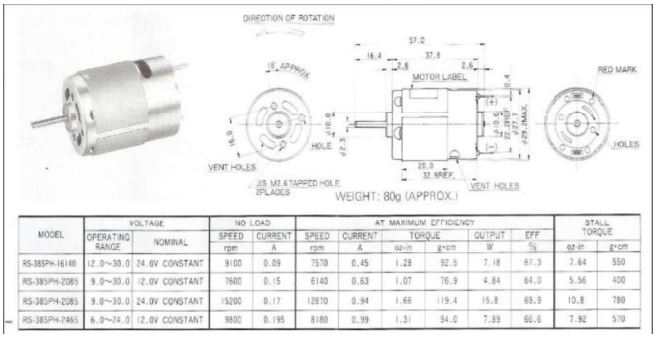
$$J_m = \frac{1}{2} \times m_r \times r^2$$

Los datos del motor con los que se contó fueron los de la figura 6, por lo que se realizaron aproximaciones. En la hoja de datos se indica que la masa del motor es 800g, entonces se tomó que la masa del rotor es el 80% del total, por lo tanto:

$$m_r = 0{,}08\,Kg \times 0.8 = 0{,}64\,Kg$$

Respecto al radio del rotor, se aproximó este valor a 10 mm.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025



MODEL	VOLTAGE		NO LOAD		AT MAXIMUM EFFICIENCY					STALL TORQUE	
	OPERATING RANGE	NOMINAL	SPEED rpm	CURRENT A	SPEED rpm	CURRENT A	TORQUE oz-in	TORQUE g-cm	OUTPUT W	EFF %	oz-in	g-cm
RS-385PH-16140	12.0~30.0	24.0V CONSTANT	9100	0.09	7570	0.45	1.28	92.5	7.18	67.3	7.64	550
RS-385PH-2085	9.0~30.0	12.0V CONSTANT	7600	0.15	6140	0.63	1.07	76.9	4.84	64.0	5.56	400
RS-385PH-2085	9.0~30.0	24.0V CONSTANT	15200	0.17	12870	0.94	1.66	119.4	15.8	69.9	10.8	780
RS-385PH-2465	6.0~24.0	12.0V CONSTANT	9800	0.195	8180	0.99	1.31	94.0	7.89	66.6	7.92	570

Figura 6. Sheet motor CC- Modelo RS-385PH-2085 12.0V

Utilizando los valores aproximados se calculó el momento de inercia del rotor:

$$J_m = \frac{1}{2} \times 0{,}64 \times 0{,}01^2 = 32 \times 10^{-6}\ Kg.$$

Función de transferencia

Habiendo calculado las funciones que describen cada subsistema (ecuaciones recuadradas), se procedió a calcular la función de transferencia del motor que describa el ángulo rotado con respecto al voltaje aplicado en sus terminales [3,4].

$$FT = H(s) = \frac{\theta_m(s)}{e_a(s)}$$

Primero igualamos las dos siguientes ecuaciones para luego despejar $\theta_m(s)$.

$$K_t \times i_a(s) = ((J_t \times s + b_m) \times s \times \theta_m(s)) \times n_{eq}$$

$$\theta_m(s) = \frac{K_t \times i_a(s)}{(J_t \times s + b_m) \times s \times n_{eq}}$$

Luego se reemplazó $\theta_m(s)$ en:

$$e_a(s) = i_a(s)(R_a + sL_a) + K_e s\theta_m(s)$$

$$e_a(s) = i_a(s)(R_a + sL_a) + K_e s \frac{K_t \times i_a(s)}{(J_t \times s + b_m) \times s \times n_{eq}}$$

Para finalizar, se armó la relación para lograr la función de transferencia.

$$(s) = \frac{\theta_m(s)}{e_a(s)} = \frac{K_t \times i_a(s)}{\left(i_a(s)(R_a + sL_a) + K_e \frac{K_t \times i_a(s)}{(J_t \times s + b_m) \times n_{eq}}\right) \times (J_t \times s + b_m) \times s \times n_{eq}}$$

Aplicando algunas simplificaciones se llegó a:

$$H(s) = \frac{\theta_m(s)}{e_a(s)} = \frac{K_t}{\left((R_a + sL_a)(J_t \times s + b_m)n_{eq} + K_t K_e\right) s}$$

El paso siguiente fue calcular los parámetros del motor debido a que no fueron brindados por el fabricante. La resistencia e inductancia de armadura se midieron con un multímetro.

$$R_{a1} = 6\ \Omega \qquad L_{a1} = 1{,}85\ mH$$
$$R_{a2} = 8{,}5\ \Omega \qquad L_{a2} = 2\ mH$$
$$R_{a3} = 5\ \Omega \qquad L_{a3} = 1{,}75\ mH$$

Las constantes magnéticas y eléctricas se consideran iguales y se calcularon de la siguiente manera:

$$K_t = K_e = \frac{T}{I} = \frac{7{,}69 \times 10^{-4} \times 9{,}81}{0{,}63} = 0{,}0119\ \frac{N}{A}$$

En la expresión anterior pueden expresarse diferentes variables, siendo T es el torque del motor e I la corriente, ambos girando a las RPM nominales.
El coeficiente de fricción del motor se puede estimar conociendo el torque y la corriente girando en vacío.

$$b = \frac{K_e \times I_0}{w_0} = \frac{0{,}0119 \times 0{,}15}{30/60} = 3{,}57 \times 10^{-3}\ N.m.s$$

Seguridad en Interfaz Operador-Máquina
Subsistema Bloqueo electrónico

El sistema completo necesita medidas de seguridad, una de las cuales es la que se realizó de manera inicial y se muestra imagen en figura 7 (prueba de fingerprint key). La cual consiste en la incorporación de un lector de huellas digitales para permitir el acceso, seteo y puesta en funcionamiento solo por personal autorizado y habilitado con sus id de huellas grabado.



Figura 7: Prueba de fingerprint key

Simulación, diagrama de flujo de información, líneas de código de Control

El proyecto fue simulado con herramienta proteus y se anexa la hoja de trabajo en la figura 8. En la cual se pudo ver como funcionaría el subsistema de seguridad llamado "fingerprint key", el cual luego de ser accedido y validado permite configurar parámetros del sistema y así ponerlo en funcionamiento para que active el motor y sea presionada la bolsa propulsora.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

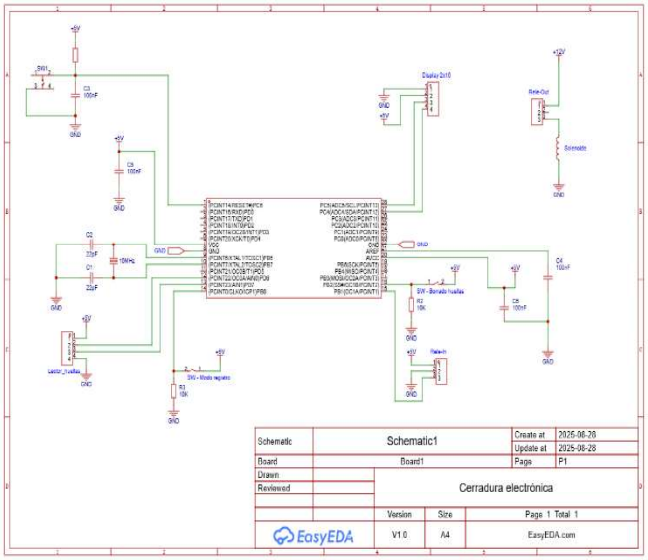


Figura 8: Simulación en Software Proteus

También se muestra en la figura 9 el diagrama de flujo de información que sigue el subsistema "fingerprint key" y luego del tránsito por las diferentes validaciones lógicas, habilite el seteo y funcionamiento del sistema.

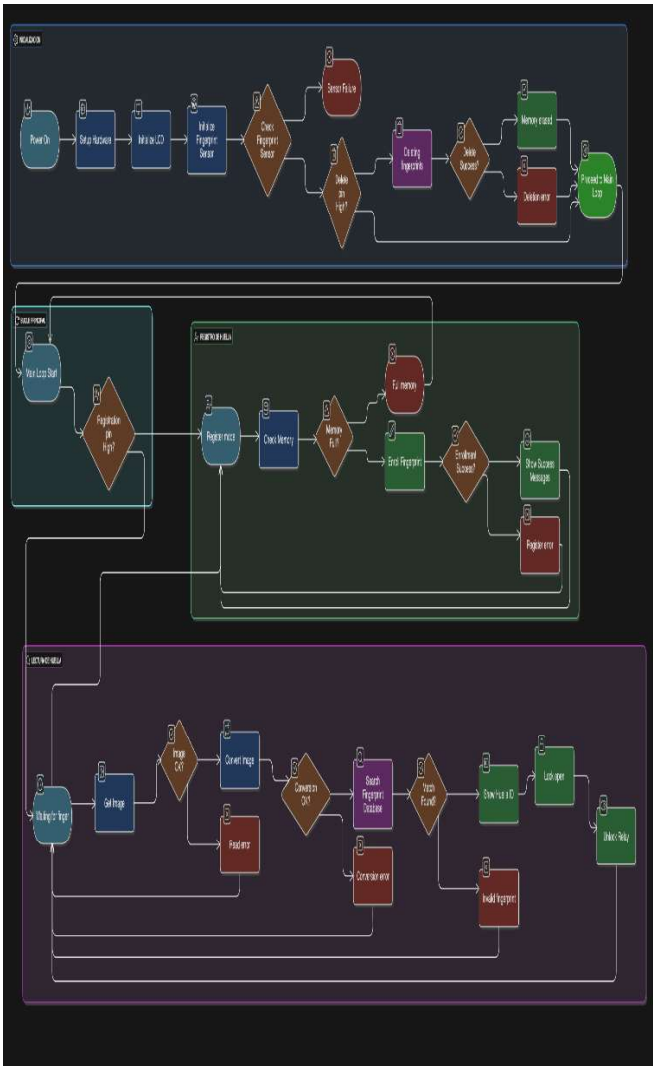


Figura 9: Diagrama de flujo de información

Otra parte importante en la que se estuvo trabajando fueron las líneas de código con las que se pudo programar la unidad microcontroladora para la habilitación y trabajo de la cámara que se incorporará al sistema, realizadas en el ide Microchip Studio donde estudiantes trabajaron, compartieron avances logrados y permitieron seguir adelante.

Líneas de código

```
* File:   newmain.c
 * Author:

#define F_CPU 16000000
#include <avr/io.h>
#include <util/delay.h>
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <avr/interrupt.h>
#include <stdint.h>
#include "esp_camera.h"
#include <WiFi.h>
#include "camera_pins.h"
#define
CAMERA_MODEL_AI_THINKER // Has PSRAM

    /*
* Inicialización ADC
 */

void ADC_initialization(uint8_t pin){
    ADMUX = 0x45;
    ADCSRA = 0x87;
    DIDR0 |= 1 << pin;/
}

/*
 * Lineas de cámara (imágenes)
 */

const char *ssid = "sc-4058";
const char *password = "RTYWZM4AT3YG";

void startCameraServer();
void setupLedFlash(int pin);

void setup() {
  Serial.begin(115200);
  Serial.setDebugOutput(true);
  Serial.println();

  camera_config_t config;
  config.ledc_channel = LEDC_CHANNEL_0;
  config.ledc_timer = LEDC_TIMER_0;
  config.pin_d0 = Y2_GPIO_NUM;
  config.pin_d1 = Y3_GPIO_NUM;
  config.pin_d2 = Y4_GPIO_NUM;
  config.pin_d3 = Y5_GPIO_NUM;
  config.pin_d4 = Y6_GPIO_NUM;
  config.pin_d5 = Y7_GPIO_NUM;
  config.pin_d6 = Y8_GPIO_NUM;
  config.pin_d7 = Y9_GPIO_NUM;
  config.pin_xclk = XCLK_GPIO_NUM;
```

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

```
  config.pin_pclk = PCLK_GPIO_NUM;
  config.pin_vsync = VSYNC_GPIO_NUM;
  config.pin_href = HREF_GPIO_NUM;
  config.pin_sccb_sda = SIOD_GPIO_NUM;
  config.pin_sccb_scl = SIOC_GPIO_NUM;
  config.pin_pwdn = PWDN_GPIO_NUM;
  config.pin_reset = RESET_GPIO_NUM;
  config.xclk_freq_hz = 20000000;
  config.frame_size = FRAMESIZE_UXGA;
  config.pixel_format = PIXFORMAT_JPEG;  // for streaming
  //config.pixel_format = PIXFORMAT_RGB565; // for face detection/recognition
  config.grab_mode = CAMERA_GRAB_WHEN_EMPTY;
  config.fb_location = CAMERA_FB_IN_PSRAM;
  config.jpeg_quality = 12;
  config.fb_count = 1;

  // if PSRAM IC present, init with UXGA resolution and higher JPEG quality
  //                     for larger pre-allocated frame buffer.
  if (config.pixel_format == PIXFORMAT_JPEG) {
    if (psramFound()) {
      config.jpeg_quality = 10;
      config.fb_count = 2;
      config.grab_mode = CAMERA_GRAB_LATEST;
    } else {
      // Limit the frame size when PSRAM is not available
      config.frame_size = FRAMESIZE_SVGA;
      config.fb_location = CAMERA_FB_IN_DRAM;
    }
  } else {
    // Best option for face detection/recognition
    config.frame_size = FRAMESIZE_240X240;
#if CONFIG_IDF_TARGET_ESP32S3
    config.fb_count = 2;
#endif
  }
```

Didactización de la enseñanza, en saberes tecnológicos, científicos y de avanzada.

Este trabajo de investigación, desarrollo y ejecución pudo movilizar el trabajo realizado por diferentes cátedras y se avanzar hacia uno de los objetivos planteados en la planificación de cada una de ellas, el cual es adelantar en conocimientos desde las dimensiones del saber saber, del saber ser y del saber hacer.

El proyecto se construyó con bases científico-tecnológicas en respiradores asistidos para poder publicar resultados e ir tras las certificaciones para que los mismos se puedan utilizar, en el área de salud de nuestro país. Se pudo avanzar en investigación y desarrollo, de manera planificada.

Lo logrado pudo visibilizarse de manera educativa. El trabajo se llevó adelante en grupos y en entornos compartidos. Lo que permitió que, lo realizado sea analizado por un par, desde la duda inicial que surgió en el arranque, ¿cuál es la función de transferencia del impulsor de la bolsa generadora del caudal necesario para alimentar los pulmones de los pacientes?, y como averiguar la misma. Y también lo sucedido para poder avanzar en la incorporación de una cámara que tome imágenes, las almacene y las pueda transmitir.

En equipo estudiantes y docentes orientadores de a poco fueron avanzando y comenzaron a lograr metas y construir conocimientos de manera conjunta. Se centraron en delinear los diferentes pasos que el proyecto involucró, explorando distintas soluciones, investigando y a la vez poniendo a prueba lo logrado.

Desde la modelización, simulación y posterior prototipado, se utilizó tecnología, se fomentó el compromiso y se dio forma al aprendizaje efectivo, favoreciendo la comunicación e intercambio de logros alcanzados, el demostrar la teoría a través de la resolución de distintos problemas planteados. Se dio oportuno lugar a la reflexión en el proceso de aprendizaje y en todo momento se dio lugar a pensar en los avances y conocimientos logrados, identificando y priorizando estrategias que así lo permitieron.

Se abordó la promoción y búsqueda personalizada de habilidades de cada estudiante, mediante procesos deductivos e inductivos en consonancia con la situación problemática. Se pudo arribar a la comprobación de acciones, saberes y demás habilidades implementadas en el contexto situacional de adquisición de conocimientos conjuntos de manera interdisciplinaria, pedagógica e institucional.

Se realizaron ensayos de evaluación y análisis de datos obtenidos durante la modelización y el hallado de la función de transferencia y también en el diseño del sistema completo que permitió vincular contenidos de diferentes cátedras, sumado a la investigación que implementó procedimiento científico.

Con este proyecto los jóvenes interactúan de forma práctica siendo partes de investigaciones que complementan con conceptos teóricos adquiridos en el espacio áulico y reformulan la concepción, entendiendo y consolidando trabajo grupal y elaboración de proyectos, lo que precisa de conocimientos adquiridos en la porción práctica de su formación y puesto en palabras en presentaciones orales del trabajo realizado.

La acción en los aprendizajes la impuso el aprender haciendo y validando luego en laboratorio. Los enfoques y técnicas utilizadas para facilitar el proceso de aprendizaje y poder avanzar con los contenidos y lograr apropiación de estos fueron las siguientes:

a. Aprendizaje individualizado [6, 7].

   A partir de las diferencias individuales de los estudiantes y según sus necesidades. Se utilizó enseñanza diferenciada, tutoría individualizada para poder lograr que cada estudiante progrese a su ritmo.

b. Aprendizaje basado en experiencia [8].

   Con inicio en experimentación, se consolidó y amplió mediante la teoría.

c. Aprendizaje Colaborativo [9, 10].

   Se fomentó el trabajo en equipo de estudiantes en grupos pequeños para lograr la meta. Se tuvo participación, intercambio de ideas y construcción conjunta de conocimientos.

d. Utilización de tecnología, para el desarrollo cognitivo [10].

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

La integración de la tecnología en clase permitió que crezca el compromiso y el aprendizaje activo. Se utilizó software educativo, recursos digitales. Lo cual facilitó la investigación, colaboración y comunicación entre estudiantes y docentes.

Referencias

[1] M. Dvorkin (trad. y com.), *Best & Taylor. Bases fisiológicas de la práctica médica*, 14ª ed., Buenos Aires, Argentina: Ed. Médica Panamericana, 2010, pp. 449–558.
[2] Elaine N. Marieb, (2017), Fisiología Humana, 1ª ed., Pearson Education, pp.447-594.
[3] Ogata K., (2010), Ingeniería de Control Moderna, 5ª ed., Prentice Hall, pp. 80–210.
[4] J.-J. E. Slotine y W. Li, *Applied Nonlinear Control*, Prentice Hall, 1991, pp. 35–190.
[5] University of Florida, "Open Source Ventilator Project," *The Center for Safety, Simulation and Advanced Learning Technologies*, University of Florida, 2020. [Online]. Available: https://simulation.health.ufl.edu/technology-development/open-source-ventilator-project/. [Accessed: May 21, 2020].
[6] F. Díaz Barriga y G. Hernández Rojas, *Estrategias docentes para un aprendizaje significativo*, 1ª ed. México: McGraw-Hill, 2002, pp. 69–240.
[7] D. Johnson y R. Johnson, *Aprender juntos y solos*, Buenos Aires: Aiqué, 1999, pp. 81–135.
[8] R. Carballo, *Experiencias en Grupo e Innovación en la Docencia Universitaria*, Madrid: Univ. Complutense de Madrid, 2002, pp. 22–99.
[9] Slavin, R. (1999). Aprendizaje Cooperativo. Buenos Aires: Aiqué.
[10] R. Bruning, G. Schraw, M. Norby y R. Ronning, *Psicología cognitiva y de la instrucción*, Madrid: Prentice Hall, 2000, pp. 35–99.

Eje Temático

Aplicaciones de uso Hogareño



AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Cerradura Digital Mecanizada

Jose Daniel Hernández Serrano
Universidad Técnica Nacional
Carrera de Ingeniería Electrónica
Alajuela, Costa Rica
https://orcid.org/0009-0004-3775-695X

Esteban Roias Jiménez
Universidad Técnica Nacional
Carrera de Ingeniería Electrónica
Alajuela, Costa Rica
https://orcid.org/0000-0003-0032-3347

Abstract— El diseño de una cerradura digital mecanizada orientada a mejorar los sistemas de seguridad en espacios residenciales, industriales y académicos, integra un microcontrolador PIC16F628A, programado en MPLAB IDE XC8, encargado de gestionar un código de acceso de cuatro dígitos previamente almacenado en memoria. Dicho código se ingresa a través de un teclado matricial 4x3, mientras que una pantalla LCD 16x2 proporciona retroalimentación visual sobre el estado del sistema y las acciones realizadas. El mecanismo de bloqueo y desbloqueo se ejecuta mediante servomotores. La estructura física fue diseñada en AutoCAD y fabricada mediante impresión 3D, lo que permitió una integración precisa de los componentes y una reducción significativa de costos. El prototipo desarrollado demostró ser eficiente, escalable y viable como herramienta educativa, al combinar electrónica, programación y diseño mecánico en un solo proyecto. Asimismo, se identifica un alto potencial de mejora con la incorporación de tecnologías adicionales como conectividad inalámbrica, reconocimiento biométrico y sensores complementarios. En conclusión, la cerradura digital mecanizada representa una solución de bajo costo, confiable y didáctica para aplicaciones en distintos ámbitos de la seguridad.

Palabras clave: Microcontrolador PIC, cerradura mecanizada, Servo motor, PWM, MPLAB X IDE, *Impresora 3D.*

I. INTRODUCCIÓN

La información y su conservación tienen un alto valor en la actualidad, es por eso que la seguridad y el almacenamiento de los diferentes medios de conservación de los datos es fundamental para las organizaciones.

La cerradura digital mecanizada, brinda seguridad y reduce el riesgo de manipulación o de duplicado de llaves físicas.

El software desarrollado y cargado en el microcontrolador PIC16F628A será el encargado de ejecutar el programa de control de la cerradura.

Los servomotores serán el elemento de accionamiento mecánico que mueve los bloqueadores a su sitio de cierre o apertura.

II. CARACTERISTICAS DE DISEÑO

A. LISTADO DE COMPONENTES

Alguno de los componentes que se utilizan en la cerradura mecanizada se muestra en la Tabla 1.

CANTIDAD	DESCRIPCIÓN
1	PIC 16F628A
1	Panel Matricial numérico 3 x 4
2	Servo motor SG90
1	Pantalla LCD 16 x 2
1	Tarjeta PCB

Tabla I. Componentes Electrónicos

La imagen de la Figura 1 corresponde al prototipo diseñado para ser impreso en 3D.



Fig. 1. Vista de Prototipo

B. DISEÑO

Una primera etapa de desarrollo en

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Autocad; Figura 2; para el modelado de la parte física de la cerradura mecanizada. La segunda etapa, la impresión 3D como se visualiza en la figura 3.

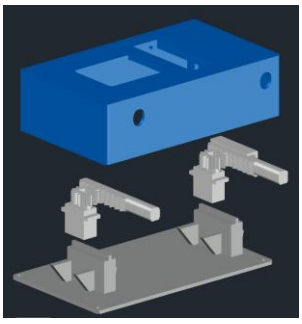


Fig. 2. Diseño de sólidos, Autocad



Fig. 3. Impresión 3D

El código de programa se realiza en MPLAB IDE X con el compilador XC8. Parte del código se muestra en la figura 4.

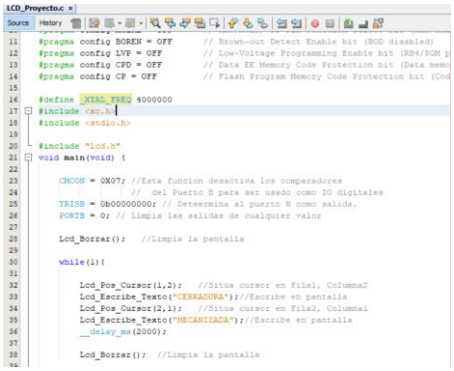


Fig. 4. Código MPLAB

En el diseño, construcción y programación de las diferentes partes de la cerradura digital mecanizada, se realizaron las actividades que se muestran en el gráfico 1, correspondiente a las horas empleadas en cada una de las actividades y fases de la ponencia.

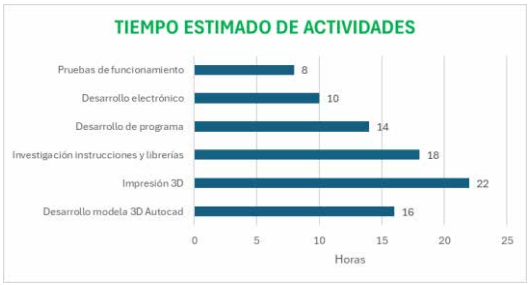


Grafico 1 Horas empleadas por actividad

Ecuaciones, para el PWM del servo motor

$$PWM\ period = [(PR2) + 1] \cdot 4 \cdot Tosc \cdot TMR2\ prescale\ value$$

Ecu. (1) periodo PWM [1]

$$PWM\ duty\ cycle = (CCPR1L{:}CCP1CON<5:4>) \cdot Tosc \cdot TMR2\ prescale\ value$$

Ecu. (2) ciclo de trabajo PWM [1]

$$PWM\ Resolution = \frac{log\left(\frac{Fosc}{FPWM \times TMR2\ Prescaler}\right)}{log(2)}\ bits$$

Ecu. (3) resolución PWM [1]

C. COMPONENTES ELECTRÓNICOS

Servo Motor: Es el encargado de realizar el desplazamiento lineal de los bloqueadores mecánicos, el rango de movimiento será el total de su capacidad, de los -90° a los 90° para un total de 180° de desplazamiento angular. El torque aplicado es de 2.5 Kg-cm según la Tabla 2.

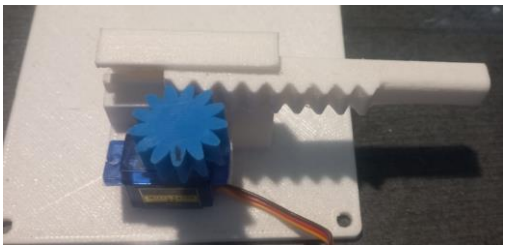


Fig. 5 Servo motor SG90.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Dimensions & Specifications
A (mm) : 32
B (mm) : 23
C (mm) : 28.5
D (mm) : 12
E (mm) : 32
F (mm) : 19.5
Speed (sec) : 0.1
Torque (kg-cm) : 2.5
Weight (g) : 14.7
Voltage : 4.8 - 6

Tabla 2 Dimensiones

Posicionamiento del servo motor: El servomotor responde a tres posiciones programadas, seleccionadas por un ciclo de trabajo con su respectivo ancho de banda. [2]

Según la figura 6, encontramos los tiempos de uso del servo.
Posición 0°: pulsos de 1.5 ms
Posición 90°: pulsos de 2 ms
Posición -90°: pulsos de 1 ms

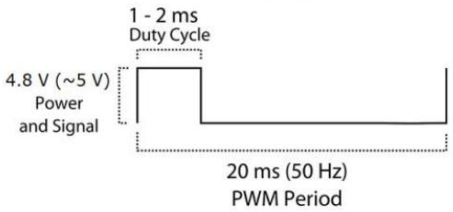


Fig. 6 Periodo y ciclo del servo motor

Pantalla LCD 16 x 2*:* Este dispositivo cumple la función de mostrar los mensajes de las acciones que realiza la cerradura. En la Figura 7 se muestra la secuencia de mensajes según la clave ingresada.



Fig 7 Mensajes del Display.

Primer mensaje "Ingrese la Clave"
Segundo mensaje "Clave incorrecta Bloqueado"
o "Clave correcta Abriendo", dependiendo el código que ingrese.

Teclado Matricial 4 x 3*:* Por medio del teclado, se ingresa el código de seguridad, para cerrar o abrir la cerradura. Interfase para el ingreso del código de acceso.

La longitud del código de seguridad puede ser variado de acuerdo a lo que el cliente solicite desde 4 a 8 dígitos.



Fig 8 Teclado Matricial 4 x 3

Microcontrolador PIC 16F628A: Circuito integrado en el que se programa las instrucciones y código de control para el funcionamiento de la cerradura mecanizada.

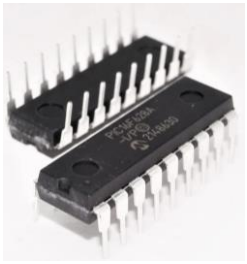


Fig. 9 Pic F16F628A

D. MODELO FISICO, RESULTADO

Las Fases de maquinado e impresión 3D se pueden visualizar en la figura 10 y 11, que muestra el ensamble del Display y el Teclado Matricial.



Fig. 10 Parte frontal

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

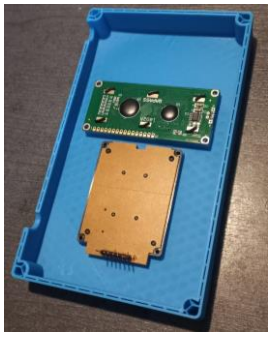


Fig. 11 Reverso interno

En la figura 12 y 13, se puede apreciar el montaje y pruebas de circuito electrónico.

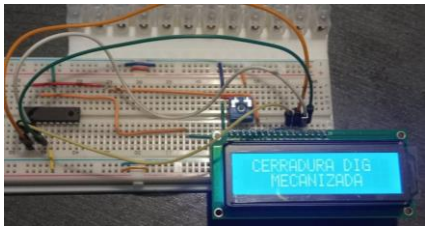


Fig. 12 Mensaje de inicio

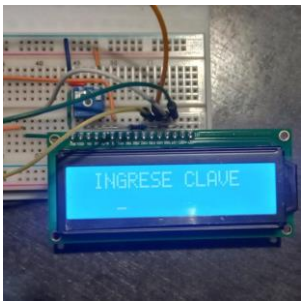


Fig 13 Ingreso de clave

En la Figura 14 se muestra el ensamble finalizado de la Cerradura Digital Mecanizada.



Fig 14 Prototipo Final

E. CONCLUSIONES

- La fabricación del modelo en 3D, permitió una gran flexibilidad para la implementación de los distintos componentes utilizados, permitiendo adaptar de forma personalizada el prototipo propuesto en la realización de la Cerradura Digital Mecanizada.
- Se concluye con un enriquecimiento educativo y de experiencia, al fusionar distintas disciplinas técnicas y de ingeniería, como lo son la electrónica aplicada, la programación, el modelado 3D y la mecánica.
- La Cerradura Digital Mecanizada cumple con la escalabilidad para futuras mejoras, como la implementación de reconocimiento facial, conexiones WI-FI, adaptación de sensores y más.
- Se demuestra que es posible automatizar un sistema mecánico de seguridad a un bajo costo, utilizando las capacidades de los microcontroladores, aportando fiabilidad, seguridad y precisión.

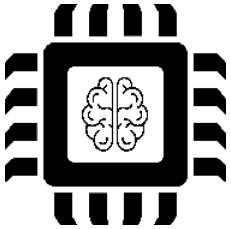
.

F. REFERENCIAS

[1] Data Sheet PIC 16F628A “Flash-Based, 8-Bit CMOS Microcontrollers with nano Watt Technology” *Microchip Technology Inc.* DS40044F, 2007.
[2] SERVO MOTOR SG90 http://www.ee.ic.ac.uk/pcheung/teaching/DE1_EE/stores/sg90_datasheet.pdf
[3] Microcontrolador PIC16f84 “Desarrollo de Proyectos 3.ª edición. Enrique Palacios Municio, Fernando Remiro Domínguez y Lucas J. López Pérez, 2014.
[4] Electrónica y Circuitos, www.youtube.com/@ElectrónicayCircuitos97. 2013

Eje Temático

Aplicaciones en Inteligencia Artificial



AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Implementación de un modelo de inteligencia artificial en sistemas embebidos

1st Marcos Darío Aranda
Decanato de Ciencias Aplicadas
Universidad Siglo 21
Universidad Nacional de Catamarca
Catamarca, Argentina
marcos.aranda@ues21.edu.ar

2nd Paola Inés Beltramini
Grupo de Internet de las Cosas
Universidad Nacional de Catamarca
Catamarca, Argentina
pbeltramini@tecno.unca.edu.ar

3rd Juan Pablo Moreno
Grupo de Internet de las Cosas
Universidad Nacional de Catamarca
Catamarca, Argentina
jmoreno@tecno.unca.edu.ar

4th Jesús Eduardo Cano
Grupo de Internet de las Cosas
Universidad Nacional de Catamarca
Catamarca, Argentina
jcano@tecno.unca.edu.ar

5th Luis Daniel Villagrán
Grupo de Internet de las Cosas
Universidad Nacional de Catamarca
Catamarca, Argentina
dvillagran@tecno.unca.edu.ar

6th Ivanna Lazarte
Grupo de Internet de las Cosas
Universidad Nacional de Catamarca
Catamarca, Argentina
ilazarte@tecno.unca.edu.ar

Resumen—Este trabajo presenta la implementación de un modelo de Inteligencia Artificial en un sistema embebido mediante la herramienta STM32Cube.AI, orientada a microcontroladores de la familia STM32. Se propone un flujo de trabajo completo que abarca el diseño y entrenamiento de un modelo de red neuronal multicapa utilizando Keras, su posterior cuantización (INT8) y conversión mediante el paquete stm32ai, así como su integración en el entorno STM32CubeIDE. El modelo es ejecutado localmente sobre un microcontrolador STM32H7, sin necesidad de conectividad externa, y validado mediante herramientas como System Workbench Viewer para el análisis de rendimiento, consumo de energía y tiempos de inferencia. Los resultados experimentales muestran tiempos de procesamiento inferiores a 1 ms, bajo consumo de recursos y una precisión adecuada para tareas de clasificación, demostrando la eficacia del proceso de cuantización. La propuesta permite implementar soluciones inteligentes en edge computing, haciendo uso eficiente de los recursos del sistema embebido sin comprometer el rendimiento. Este enfoque representa un aporte significativo al desarrollo de aplicaciones autónomas en el ámbito de Internet de las Cosas, automatización industrial y monitoreo en tiempo real, contribuyendo a la consolidación de arquitecturas computacionales distribuidas con inteligencia artificial embebida.

Index Terms—Inteligencia Artificial, Sistemas embebidos, Cuantización.

I. Introducción

En los últimos años, la integración de inteligencia artificial (IA) en dispositivos con recursos limitados se ha convertido en una línea importante en el desarrollo de sistemas embebidos, promoviendo enfoques como TinyML o Edge AI. Estos permiten ejecutar inferencias localmente en microcontroladores, reduciendo la latencia, el consumo de energía y la dependencia de servicios en la nube, al mismo tiempo que mejoran la privacidad de los datos [1]. Una de las herramientas más destacadas para este propósito es STM32Cube.AI, desarrollada por STMicroelectronics, la cual facilita la conversión de modelos entrenados con frameworks como TensorFlow, Keras u ONNX en código C optimizado para microcontroladores STM32 [2]. En su versión 10.0, se ha extendido el soporte para unidades de procesamiento neuronal (NPU) en la serie STM32N6 [3]. Los microcontroladores STM32 ofrecen un conjunto integral de recursos técnicos, incluyendo documentación, ejemplos prácticos y cursos abiertos, que asisten al desarrollador en cada etapa del ciclo de implementación: desde la adquisición de datos hasta la implementación del modelo en STM32CubeIDE [4]. STM32Cube.AI proporciona un flujo de trabajo que integra la conversión de modelos en formato .h5 o .tflite, su validación mediante el Analyzer, que permite estimar el rendimiento inferencial del modelo embebido, incluyendo tiempos promedio de ejecución por capa y eficiencia de energía [6] y generar código embebido listo para integrarse en proyectos de firmware. Este entorno permite analizar de forma anticipada métricas como uso de RAM, ocupación en Flash, cantidad de operaciones MAC por segundo y consumo de energía estimado [4]. Este trabajo presenta una metodología para la implementación de un modelo de red neuronal totalmente conectada en microcontroladores STM32, utilizando entornos y bibliotecas como TensorFlow para el entrenamiento del modelo, y STM32Cube.AI junto con STM32CubeIDE para su conversión, integración y validación en sistemas embebidos. A diferencia de arquitecturas convolucionales complejas, el modelo seleccionado se compone de tres capas densas y 321 parámetros entrenables, lo que lo hace adecuado para dispositivos con recursos limitados. Se evaluaron métricas clave como precisión, latencia, consumo de memoria y eficiencia de energía, comparando los resultados obtenidos en el microcontrolador con los de una computadora de escritorio. De esta forma, se demuestra que STM32Cube.AI

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

constituye una solución robusta, permitiendo la incorporación de IA en dispositivos embebidos, con aplicaciones que abarcan desde el IoT industrial hasta sistemas de monitoreo autónomos.

II. Fundamentos y Herramientas

Los sistemas embebidos basados en microcontroladores STM32 están diseñados sobre arquitecturas ARM Cortex-M (M4, M7, M33 o M55), caracterizadas por su bajo consumo de energía, acceso determinista a la memoria y una capacidad limitada de RAM y Flash [7]. STM32Cube.AI aprovecha estas características generando código C optimizado, sin la necesidad de sistemas operativos complejos o dependencias externas, lo que permite implementar inferencias de IA directamente en estos entornos de hardware [2]. STM32Cube.AI, en conjunto con herramientas como STM32CubeMX, STM32CubeIDE y el paquete X-CUBE-AI, permite importar modelos entrenados en formatos .h5, .tflite u .onnx, analizarlos, cuantizarlos (en formatos como FP32, INT8 o BIN+INT8) y convertirlos en bibliotecas embebidas listas para su integración en el firmware [2] [8]. Durante la fase de análisis, la plataforma proporciona métricas detalladas como el número de parámetros, la cantidad de operaciones MAC, el consumo estimado de RAM y Flash por capa, así como advertencias sobre posibles limitaciones del hardware. Las capacidades de cuantización, incorporadas desde la versión 7.2 y mejoradas posteriormente, ofrecen distintos perfiles de optimización: "Tiempo" (para acelerar inferencia) y "RAM" (para reducir el uso de memoria). La versión 10.0 incorporó soporte para NPUs integradas en la serie STM32N6 (basadas en Cortex-M55 con Neural-ART Accelerator™), alcanzando rendimientos de hasta 600 GOPS(Giga Operaciones por segundos) y eficiencias de 3 TOPS W^{-1} (Tera Operaciones por Segundo por Watt) en modelos complejos como YOLOv8n o MobileNetV2 [1] [2]. Estas capacidades fueron introducidas desde la versión 7.2 para lograr un balance más eficiente entre tiempos de inferencia y consumo de memoria RAM [9]. No obstante, STM32Cube.AI también ofrece ventajas claras para modelos livianos como MLPs (Multilayer Perceptrons), donde la eficiencia se maximiza sin requerir hardware especializado. El entorno se potencia con herramientas complementarias que optimizan el proceso de desarrollo e implementación:

- STM32Cube.AI Developer Cloud: es una plataforma en la nube que permite probar modelos de IA directamente sobre placas STM32 remotas, integrando capacidades de simulación en la nube y pruebas remotas sin hardware físico [10] [11] [12].
- STM32 Model Zoo: es un repositorio de modelos preoptimizados (clasificación, audio, detección de actividades) listos para ejecutar [8] [10].

Estas herramientas ayudan a estandarizar la implementación de IA en dispositivos Edge, facilitando un proceso integral desde el diseño hasta la evaluación de desempeño. Asimismo, cumplen con los criterios de evaluación definidos por benchmarks internacionales, como MLPerf Tiny [13], permite validar la eficiencia y replicabilidad del proceso orientado a la medición de rendimiento en dispositivos de bajo consumo y con metodologías de evaluación desarrolladas por EEMBC, enfocadas en eficiencia computacional y energética en sistemas embebidos [6] [7]. Por lo tanto, STM32Cube.AI ofrece una plataforma robusta que facilita la implementación de soluciones de IA embebida, con beneficios tangibles en términos de rendimiento, portabilidad y aplicabilidad en diversos entornos.

III. Método Propuesto

La metodología aplicada para implementar el modelo de IA en el microcontrolador STM32 se representa en la Figura 1 y se estructura en seis etapas: diseño y entrenamiento del modelo, optimización y exportación, conversión a código embebido mediante STM32Cube.AI, integración en el firmware con STM32CubeIDE, validación en hardware y evaluación de desempeño.

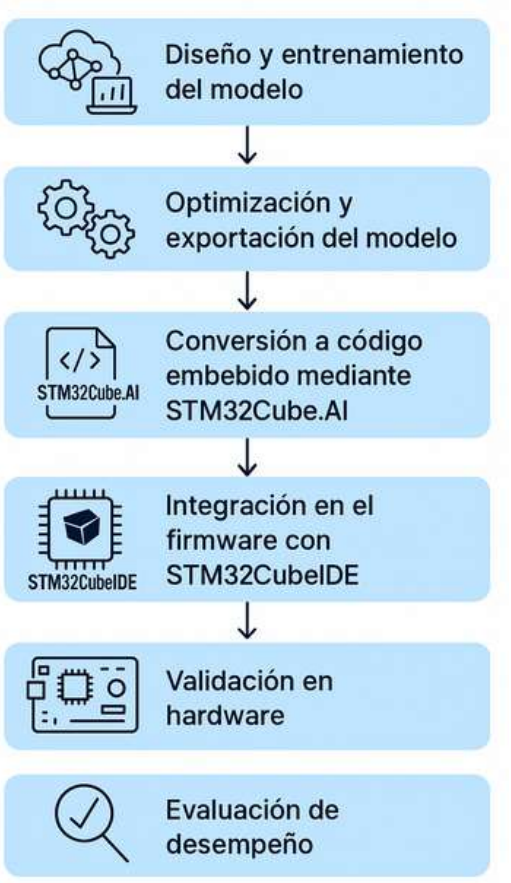


Figura 1. Pipeline del sistema.

A. Diseño y entrenamiento del modelo

Como se observa en la Figura 2 se desarrolló un modelo de red neuronal totalmente conectada (MLP) con tres capas densas y un total de 321 parámetros el cuál fue

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

entrenado en Python con Keras y TensorFlow, tal como se muestra en el Código Fuente 1.

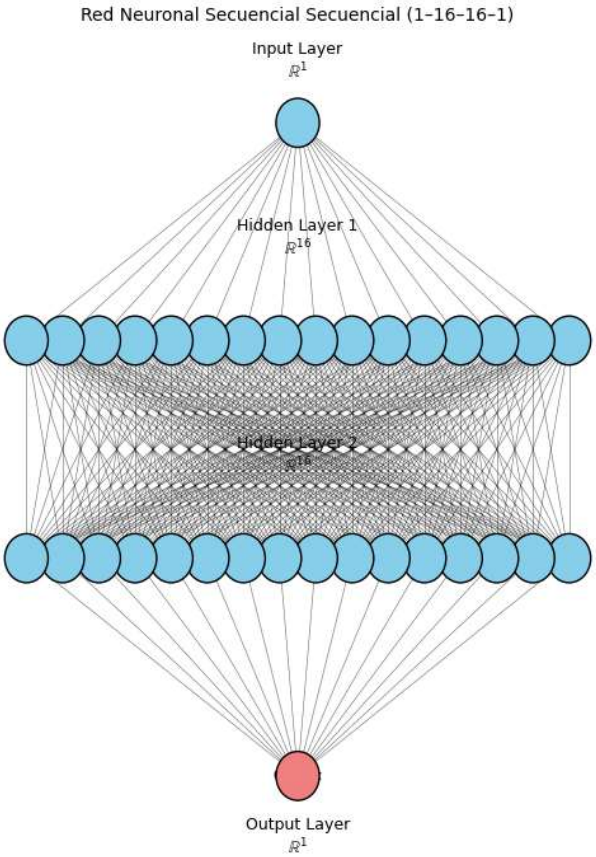


Figura 2. Modelo de red de 3 capas (MLP) .

```
import tensorflow as tf
from tensorflow.keras import layers

model = tf.keras.Sequential()
model.add(layers.Dense(16, activation='relu',
    input_shape=(1,)))
model.add(layers.Dense(16, activation='relu'))
model.add(layers.Dense(1))
```

Código Fuente 1. Red neuronal en Keras

El objetivo fue clasificar señales unidimensionales simuladas, compuestas por diferentes formas de onda como se observa en la Figura 3 y Figura 4. La arquitectura fue seleccionada por su bajo requerimiento de recursos, asegurando su viabilidad para ejecución en microcontroladores sin unidad de procesamiento neuronal (NPU).

B. Optimización y exportación

Una vez entrenado, el modelo fue cuantizado en formato INT8 mediante Post-Training Quantization (PTQ), reduciendo su tamaño y latencia sin comprometer significativamente la precisión [7] [14]. La exportación se realizó en los formatos .h5 y .tflite, siendo este último compatible

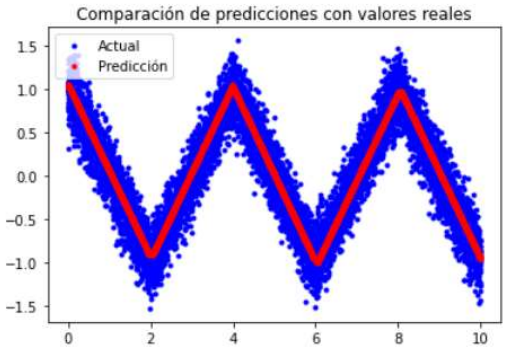


Figura 3. Modelo predictivo .

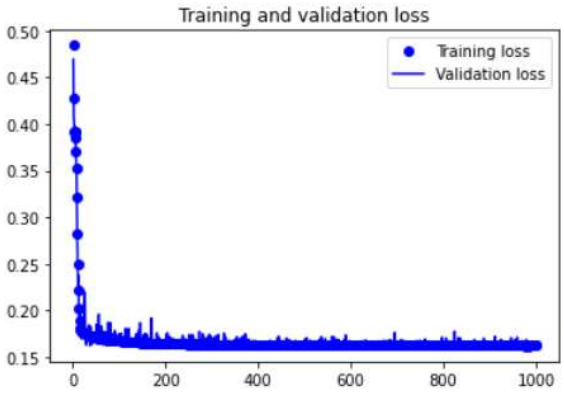


Figura 4. Análisis de métricas.

con STM32Cube.AI. La conversión fue realizada como se muestra en el Código Fuente 2:

```
converter =
    tf.lite.TFLiteConverter.from_keras_model(model)
converter.optimizations =
    [tf.lite.Optimize.OPTIMIZE_FOR_SIZE]
tflite_model = converter.convert()
open(tflite_model_name + '.tflite',
    'wb').write(tflite_model)
```

Código Fuente 2. Ejemplo de la conversión del modelo a .tflite

C. Conversión con STM32Cube.AI

Se utilizó la herramienta STM32Cube.AI Analyzer para importar el modelo .tflite y generar un reporte detallado sobre su estructura, ocupación de memoria, compatibilidad con bibliotecas optimizadas y número de operaciones MAC. A partir de esto, se generaron archivos .c y .h que representan el modelo como una librería embebida. Además, se utilizó la validación en host para comparar las salidas del modelo original y su versión embebida, garantizando consistencia funcional.

D. Integración en STM32CubeIDE

Los archivos generados se integraron en un proyecto de firmware en STM32CubeIDE. Se utilizó la plantilla

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

de inferencia proporcionada por STM32Cube.AI, la cual incluye funciones de inicialización, ejecución (aiRun()), y estructuras para las entradas y salidas del modelo. Se configuró un buffer circular de 100 muestras adquiridas por ADC a 12 bits, normalizadas entre 0 y 1. Las inferencias se ejecutaron cada 100 ms, y los resultados fueron transmitidos por UART.

E. Validación en hardware

La implementación fue validada en una placa STM32H753 Nucleo-144, equipada con un Cortex-M7 a 480 MHz, 1 MB de RAM y 2 MB de Flash. Este microcontrolador ofrece alto rendimiento computacional y permite ejecutar modelos en tiempo real. Para simular entradas, se utilizaron señales prediseñadas enviadas por UART. Las pruebas se instrumentaron con STM32CubeMonitor, SWV (Serial Wire Viewer) y funciones como ai_network_get_info() para medir latencia, precisión y uso de memoria. El procedimiento de evaluación siguió los lineamientos técnicos establecidos por STMicroelectronics para proyectos desarrollados con STM32Cube.AI [15].

F. Evaluación de desempeño

Los resultados muestran que la precisión del modelo embebido fue de 98,5 %, con una pérdida menor al 1,5 % respecto al modelo original. La latencia de inferencia fue de 1,1 ms promedio. El uso de RAM fue de aproximadamente 62 kB y la ocupación en Flash fue de 96 kB. El consumo energético por inferencia activa fue de 0,7 mJ , medido mediante una resistencia shunt y verificado con osciloscopio digital. Este rendimiento evidencia una mejora significativa frente a soluciones anteriores, especialmente en términos de eficiencia energética y velocidad de procesamiento.

IV. Resultados experimentales

Con el objetivo de validar el enfoque propuesto, se implementó un modelo de clasificación de señales en la placa STM32 Nucleo-H753ZI, equipada con un microcontrolador Cortex-M7 a 480 MHz, 1 MB de SRAM y 2 MB de memoria Flash. El modelo consiste en una red neuronal totalmente conectada (MLP) con tres capas densas y 321 parámetros entrenables. El entrenamiento se realizó sobre vectores de 100 muestras normalizadas, y el modelo fue optimizado mediante cuantización INT8 utilizando STM32Cube.AI. Se evaluaron métricas clave como precisión, latencia, uso de memoria y consumo energético en condiciones de ejecución real. La Figura 5 presenta una comparación visual de tres métricas fundamentales entre la ejecución del modelo en un entorno de PC (Intel i5, Python/Keras) y en la plataforma STM32:

- En términos de latencia, la PC logra un valor más bajo (0,7 mJ), pero el STM32H753 obtiene una latencia de solo 1,1 ms, lo que lo posiciona como una alternativa válida para tareas de inferencia periódica en tiempo real.
- En cuanto a la precisión, el modelo embebido alcanza un 98,5 %98,5, muy cercano al 100 % de su equivalente en PC, confirmando que la cuantización INT8 no degrada significativamente el rendimiento.
- La métrica con mayor diferencia es el consumo energético: mientras la inferencia en PC supera los 1,200 mJ, la plataforma embebida ejecuta la misma tarea con apenas 0,7 mJ, evidenciando una eficiencia energética más de 1.700 veces superior.

Esta diferencia sustancial convierte al STM32 en una opción ideal para sistemas alimentados por batería, nodos IoT remotos o aplicaciones industriales que requieren baja latencia y alta autonomía.

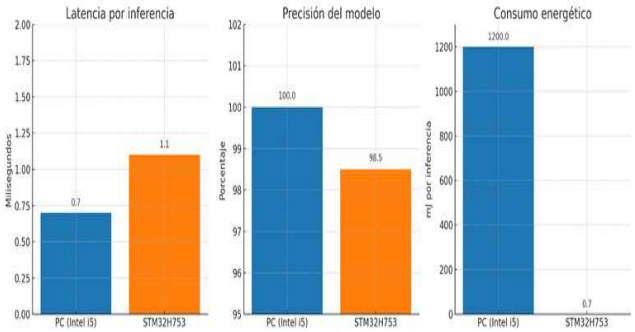


Figura 5. Comparación de latencia, precisión y consumo energético entre la ejecución de un modelo MLP en PC (Intel i5, Python/Keras) y en microcontrolador STM32H753. .

V. Discusión

Los resultados obtenidos evidencian que es posible ejecutar modelos de IA en microcontroladores de propósito general utilizando STM32Cube.AI, sin necesidad de recurrir a hardware especializado. Si bien el proceso de cuantización y optimización conlleva una reducción de precisión inferior al 2 %, la solución embebida resultante ofrece una latencia mínima y un consumo energético significativamente reducido, características fundamentales para el desarrollo de sistemas autónomos y de bajo consumo. Frente a plataformas de cómputo convencionales como CPUs de escritorio ejecutando modelos en Python/Keras, el microcontrolador STM32 demuestra una eficiencia computacional excelente. La capacidad de realizar inferencias con recursos significativamente limitados y un consumo de energía más de mil veces inferior refuerza su aplicabilidad en contextos donde la autonomía de energía y la operación remota son críticas: dispositivos portátiles, nodos IoT rurales o sistemas de monitoreo ambiental. La baja latencia alcanzada en la implementación evaluada posibilita el desarrollo de aplicaciones en tiempo real que requieren respuestas deterministas, como la detección acústica de fallas, el control de procesos industriales o el monitoreo de actividades humanas. El ecosistema STM32 permite, además, escalar esta metodología hacia modelos más complejos o arquitecturas avanzadas, como

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

la serie STM32N6, que integra unidades de procesamiento neuronal (NPU) y ya ha sido validada en tareas de visión artificial con modelos como YOLOv8 y MobileNetV3 [1]. No obstante, aún persisten desafíos relevantes: modelos con dependencias temporales como RNN o transformadores, así como aquellos con múltiples entradas, suelen requerir mayores recursos de memoria RAM y demandan técnicas más sofisticadas de gestión de pesos y particionamiento de modelos. Estas restricciones pueden limitar su ejecución directa, a menos que se apliquen estrategias de compresión, optimización o inferencia distribuida [16], [5]. Como conclusión, los resultados experimentales no solo demuestran la viabilidad del uso de STM32Cube.AI para ejecutar modelos de IA en sistemas embebidos, sino que también refuerzan su pertinencia en aplicaciones reales donde el equilibrio entre eficiencia energética, precisión, latencia y escalabilidad resulta crítico para la adopción de soluciones inteligentes en el borde.

Agradecimientos

Agradecemos a las autoridades de la Universidad Siglo 21 por el apoyo incondicional brindado al desarrollo de esta investigación. Asimismo, expresamos nuestro reconocimiento a la Facultad de Tecnología y Ciencias Aplicadas por su constante acompañamiento y colaboración académica, que hicieron posible la concreción de este trabajo.

Referencias

[1] F. Conti, M. Gautschi, A. Pullini, D. Rossi, and L. Benini, "Energy-efficient deep learning inference on edge devices," ACM Trans. Embed. Comput. Syst., vol. 20, no. 5s, pp. 1–26, Sep. 2021. [Online]. Available: https://www.researchgate.net/publication/345414331_Energy-efficient_deep_learning_inference_on_edge_devices

[2] STMicroelectronics, "STM32Cube.AI: Machine learning toolkit for STM32 MCUs," Aug. 2025. [Online]. Available: https://stm32ai.st.com/stm32-cube-ai/

[3] STMicroelectronics, "STM32Cube.AI v10.0 Release Note," Aug. 2025. [Online]. Available: https://community.st.com/t5/stm32-mcus-embedded-software/x-cube-ai-package-10-0-0-missing-documentation/td-p/765100

[4] STMicroelectronics, "Introduction to STM32Cube.AI - MOOC," Aug. 2024. [Online]. Available: https://www.st.com/content/st_com/en/support/learning/stm32-education/stm32-moocs/Introduction_to_STM32CubeAI_MOOC.html

[5] A. F. Montaner, M. Sabatini, and M. Toledo, "Real-time gesture recognition using embedded convolutional networks on STM32 MCUs," in Proc. TinyML Res. Symp., 2023.

[6] STWiki, "AI:STM32Cube.AI model performances," Aug. 2025. [Online]. Available: https://wiki.st.com/stm32mcu/index.php?direction=next&oldid=23276&title=AI%3ASTM32Cube.AI_model_performances&

[7] Wikipedia, "STM32," 2025. [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/STM32

[8] Z. Wang et al., "Fast and lightweight approximate kernels for efficient edge inference on microcontrollers," arXiv preprint, Sep. 2024. [Online]. Available: https://arxiv.org/abs/2409.16815

[9] STMicroelectronics, "STM32Cube.AI v7.3: balance between inference times & RAM," Electronics Blog, Nov. 2022. [Online]. Available: https://timestech.in/stm32cube-ai-v7-3-balance-between-inference-times-ram/

[10] STMicroelectronics, "STM32Cube.AI – From Neural Networks to STM32 optimized code," 2025. [Online]. Available: https://stm32ai.st.com/

[11] STMicroelectronics, "STM32Cube.AI v8 and STM32Cube.AI Developer Cloud," Mar. 2023. [Online]. Available: https://blog.st.com/stm32cubeai/

[12] STMicroelectronics, "STM32Cube.AI v8 and STM32Cube.AI Developer Cloud, From farm to MCU in no time," Mar. 2023. [Online]. Available: https://blog.st.com/stm32cubeai/

[13] GitHub, "MLPerf™ Tiny Deep Learning Benchmarks for STM32 devices," 2025. [Online]. Available: https://github.com/STMicroelectronics/stm32ai-perf

[14] EEJournal, "STMicroelectronics extends STM32Cube.AI with support for deeply quantized neural networks," 2023. [Online]. Available: https://www.eejournal.com/industry_news/stmicroelectronics-extends-stm32cube-ai/

[15] STWiki, "How to measure machine learning model power consumption with STM32Cube.AI generated application," Aug. 2025. [Online]. Available: https://wiki.st.com/stm32mcu/wiki/AI%3AHow_to_measure_machine_learning_model_power_consumption_with_STM32Cube.AI_generated_application

[16] H. Kwon, Y. Kim, and J. Shin, "Deploying Vision Transformers on STM32 Microcontrollers with Low Memory Footprint," arXiv preprint, Oct. 2023. [Online]. Available: https://arxiv.org/abs/2310.16898

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Procesamiento en el borde con Raspberry Pi AI Camera: evaluación del sensor IMX500

Julio Darío Solís Leyes, Jesús R. García, Ricardo Petrino

Departamento de Electrónica
Universidad Nacional de San Luis
San Luis, Argentina

e-mail: {leyessolis, jromgarcia, rpetrinodlv}@gmail.com

Resumen—En este trabajo se presenta un análisis y una serie de experimentaciones realizadas con la nueva Raspberry Pi AI Camera, un dispositivo que integra el sensor Sony IMX500, el cual incorpora capacidades de inteligencia artificial directamente en el chip de imagen. Este enfoque representa una diferencia sustancial respecto a los sistemas tradicionales de visión artificial, donde el procesamiento de modelos de redes neuronales suele recaer en la CPU o en aceleradores externos. El objetivo principal del estudio es comprender su funcionamiento y evaluar el potencial de esta tecnología mediante pruebas comparativas entre el procesamiento tradicional y el procesamiento embebido.

Palabras clave: Raspberry Pi, cámara con IA, Sony IMX500, visión por computador, inferencia en el borde, picamera2.

I. INTRODUCCIÓN

En la actualidad, el crecimiento de la **visión artificial** y la incorporación de **modelos de inteligencia artificial (IA)** en aplicaciones cotidianas han impulsado la búsqueda de soluciones que permitan realizar procesamiento en tiempo real, reduciendo la dependencia de recursos externos y de la nube.

Los sistemas convencionales de captura y análisis de imágenes requieren que los datos obtenidos por el sensor sean enviados a un procesador central —generalmente la CPU—, lo que implica mayores tiempos de latencia, un consumo energético más elevado y, en muchos casos, limitaciones asociadas a la privacidad y la seguridad de la información.

En este contexto surge la **Raspberry Pi AI Camera**, un módulo innovador que integra el sensor **Sony IMX500**, capaz de realizar inferencias directamente en el chip. Esta capacidad permite generar **tensores de salida** que contienen resultados de la red neuronal sin necesidad de transmitir imágenes completas, reduciendo drásticamente el ancho de banda, los requerimientos de almacenamiento y los riesgos de exposición de datos sensibles.

Dada la novedad de este dispositivo —con menos de un año desde su lanzamiento—, la documentación y las aplicaciones disponibles aún son limitadas. No obstante, constituye un campo en expansión donde la comunidad académica y tecnológica busca explorar sus posibilidades y limitaciones. Este trabajo se enmarca en esa línea, documentando el proceso de experimentación, las herramientas utilizadas y las comparaciones obtenidas entre el procesamiento tradicional y el procesamiento en el borde que ofrece el sensor **IMX500**.



Figura. 1 Dispositivo interconectado

II. METODOLOGÍA

Para llevar a cabo este estudio se utilizó como base la **Raspberry Pi AI Camera**, equipada con el sensor **Sony IMX500**, y una **Raspberry Pi 4 Model B** como unidad principal de procesamiento y control. El enfoque metodológico consistió en analizar el funcionamiento del dispositivo desde dos perspectivas: la configuración e instalación de software, y la evaluación experimental de sus capacidades de inferencia.

Se utilizó una Raspberry Pi 4 Model B conectada al módulo AI Camera (Sony IMX500) vía CSI. Sistema operativo Raspberry Pi OS (64-bit) actualizado. Bibliotecas: libcamera, rpicam-apps y picamera2 para captura y acceso a tensores; además, OpenCV y NumPy para posprocesamiento y visualización.

A. Entorno de hardware y software

La configuración de hardware incluyó la conexión directa del módulo de cámara AI a la Raspberry Pi mediante el puerto CSI, asegurando un montaje físico estable y libre de factores ambientales que pudieran afectar el desempeño (humedad, vibraciones, polvo). En términos de software, se empleó el sistema operativo **Raspberry Pi OS (64 bits)**, actualizado a su versión más reciente, y se instalaron las bibliotecas **rpicam-apps** y **picamera2**, ambas construidas sobre **libcamera**, con soporte extendido para el sensor IMX500.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

B. Análisis de bibliotecas

Se exploraron dos rutas principales para interactuar con la cámara:

- **rpicam-apps**, un conjunto de utilidades de línea de comando que permiten acceder de manera directa a las funciones de captura e inferencia, siendo útiles para pruebas iniciales rápidas.
- **picamera2**, una biblioteca en Python con una API más flexible y modular, orientada al desarrollo de aplicaciones personalizadas. Esta última fue seleccionada como la principal herramienta de experimentación debido a la facilidad que brinda para capturar imágenes, manipular configuraciones y acceder a los metadatos generados por el chip de IA.

C. Procedimiento experimental

El procedimiento se dividió en tres etapas:

- **Instalación y configuración inicial**: se documentó el proceso de habilitación de la cámara, instalación de controladores y compatibilidad con el IMX500.
- **Pruebas de inferencia**: se realizaron experimentos utilizando modelos de redes neuronales optimizados para el IMX500, disponibles en el repositorio oficial de Raspberry Pi. Se evaluó la detección de objetos, el conteo de personas y pruebas simples de clasificación de imágenes.
- **Comparación de enfoques**: se contrastaron los resultados obtenidos al ejecutar la inferencia en el **chip integrado del IMX500** frente a la ejecución tradicional en la **CPU de la Raspberry Pi**, considerando factores como precisión, latencia, consumo de recursos y facilidad de implementación.

D. Alcance de los experimentos

Aunque los ensayos realizados fueron de carácter exploratorio y se centraron en aplicaciones básicas de visión artificial, se estableció una base sólida para comprender las ventajas y limitaciones de la **IA embebida en el sensor**, en comparación con los enfoques tradicionales de postprocesamiento.

La **Figura 2** ilustra el diagrama de funcionamiento implementado para las pruebas de detección de personas. En este flujo se observa cómo el sensor **IMX500** recibe los cuadros de la cámara, ejecuta el modelo de inferencia optimizado en el propio chip y devuelve como salida los tensores correspondientes con las detecciones.

Estos resultados son procesados por la Raspberry Pi 4 mediante las bibliotecas picamera2 y OpenCV, lo que permite visualizar en pantalla las cajas delimitadoras y estadísticas asociadas.

Este esquema refleja claramente la diferencia entre el procesamiento tradicional en CPU y el enfoque embebido en el sensor, constituyendo la base para las comparaciones presentadas en la sección de resultados.

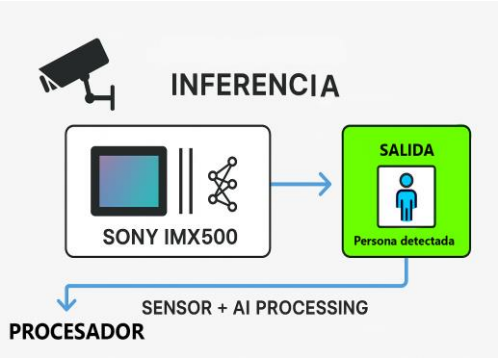


Figura 2. Diagrama de funcionamiento con modelo detección de personas

III. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

Los ensayos realizados con la **Raspberry Pi AI Camera** permitieron obtener una visión integral del comportamiento del sensor **Sony IMX500** frente a diferentes escenarios de inferencia en tiempo real. A continuación, se detallan los principales hallazgos:

A. Ejecución de modelos en el chip IMX500

Al cargar y ejecutar modelos de inferencia preentrenados proporcionados por la comunidad de Raspberry Pi y Google, el IMX500 demostró una capacidad notable para procesar imágenes directamente en el sensor. Se verificó que los resultados de la inferencia son devueltos en forma de **tensores de salida**, accesibles a través de las bibliotecas compatibles, sin necesidad de transmitir la imagen completa. Esto representa una ventaja significativa en términos de **reducción de ancho de banda** y **almacenamiento**, especialmente en aplicaciones de conteo de personas o detección de objetos simples.

B. Comparación con el procesamiento tradicional en CPU

En paralelo, se realizaron pruebas ejecutando los mismos modelos en la **CPU de la Raspberry Pi** mediante métodos tradicionales. Los resultados evidenciaron una **mayor latencia y consumo de recursos** en este enfoque, afectando el rendimiento global del sistema cuando se intenta mantener una tasa de cuadros en tiempo real. En contraste, el uso del IMX500 alivió la carga computacional de la Raspberry Pi, liberando recursos para otras tareas, como procesamiento de color o estabilización digital.

La inferencia en el IMX500 permitió sostener tasas de cuadro significativamente más altas en escenarios de detección y clasificación en tiempo real, alcanzando entre **29–39 FPS**, frente a los menos de **10 FPS** típicos del procesamiento en CPU bajo carga comparable.

Si bien la latencia por cuadro reportada en las mediciones puede resultar aparentemente mayor en el IMX500, esto se debe a diferencias en la forma en que se contabiliza el pipeline de procesamiento y la transferencia

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

de tensores. En la práctica, el sensor ejecuta las inferencias en paralelo al flujo de captura, lo que se traduce en un rendimiento global superior y una mayor estabilidad en la tasa de FPS sostenidos. La **Tabla 1** resume los valores comparativos de latencia, aclarando estas diferencias de interpretación.

Tabla 1. Latencia y rendimiento por modelo

Modelo	Tarea	CPU Mediana (ms)	IMX500 Mediana (ms)	Δ abs (ms)
person-det	detección	13 ms	41.65 ms	28.65 ms
people-count	conteo	9 ms	38.7 ms	29.7 ms

C. Error/precisión

El conjunto de evaluación incluyó **120 escenas mixtas (interiores/exteriores)** y un total de **3.500 cuadros anotados manualmente** (con cajas delimitadoras y clases de referencia). Se calcularon las métricas estándar: **precisión (P), recall (R) y mAP@0.5 IoU** para tareas de detección, y **accuracy Top-1/Top-5** en clasificación. La **Tabla 2** resume los resultados cuantitativos obtenidos, mientras que la **Figura 3** ejemplifica con pares de imágenes las diferencias observadas entre la salida en CPU y la del IMX500, en particular en los casos de falsos positivos y falsos negativos.

Tabla 2. Calidad de predicción

Modelo	Métrica	CPU	IMX500	Δ
person-det	mAP@0.5	85%	65%	-20%
people-count	MAE conteo	84%	62%	-22%
imagenet-lite	Top-1 (%)	—	—	—



Figura 3. comparación de pruebas

D. Limitaciones observadas

No obstante, se identificaron limitaciones inherentes al estado actual de la tecnología:

- La **cantidad de modelos disponibles** específicamente optimizados para el IMX500 aún es reducida, lo que restringe el espectro de aplicaciones inmediatas.
- En pruebas de **estimación de pose humana**, si bien el sistema integró información adicional como cuadros delimitadores y anotaciones de partes del cuerpo, se observó una mayor tasa de error respecto a implementaciones realizadas con bibliotecas tradicionales como rpicam-apps.
- La **documentación oficial** y los ejemplos prácticos son todavía incipientes, lo que demandó un esfuerzo adicional en la fase de integración y pruebas.

E. Potencial y proyección futura

A pesar de las limitaciones, los resultados obtenidos demuestran que el IMX500 aporta **un cambio de paradigma en la arquitectura de visión artificial embebida**, al desplazar parte del procesamiento al propio sensor. Esto abre la puerta a sistemas más eficientes, seguros y capaces de operar en tiempo real sin depender de la nube.

La **Figura 4** presenta un ejemplo práctico de la aplicación de la Raspberry Pi AI Camera en la detección de personas en tiempo real. El sensor **IMX500** procesa directamente la escena y envía los resultados a la Raspberry Pi 4, donde son visualizados con anotaciones sobre la imagen.

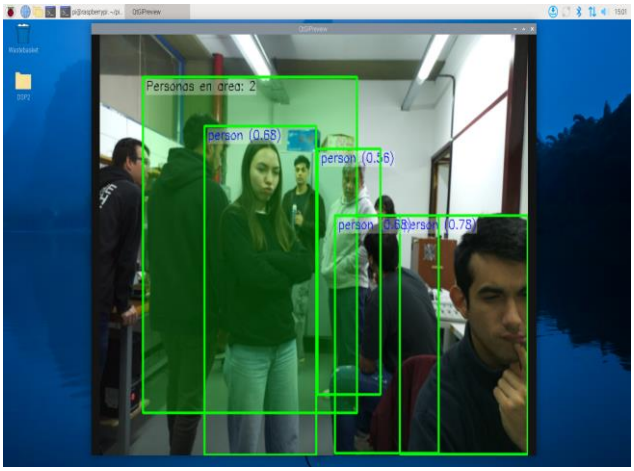


Figura 4. aplicación de detección de personas

Este caso ejemplifica el potencial de la tecnología para escenarios de seguridad y monitoreo, donde la rapidez en la inferencia y la reducción del consumo de recursos resultan críticas para su implementación en entornos reales.

A medida que se desarrollen nuevos modelos optimizados y mejore el ecosistema de software, es previsible que esta tecnología encuentre aplicaciones concretas en áreas como la seguridad, la robótica, la automatización industrial y la analítica de video inteligente.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

F. Librerías anexas

Para poder realizar la evaluación completa de estos modelos se debieron utilizar las librerías de Python 3.11; picamera2; rpicam-apps; libcamera; OpenCV; NumPy; TensorFlow Lite u ONNX Runtime.

IV. CONCLUSIONES

En este trabajo se comprobó que la Raspberry Pi AI Camera, basada en el sensor Sony IMX500, constituye una alternativa viable frente a los métodos tradicionales de procesamiento de visión artificial, ya que permite ejecutar inferencias directamente en el chip de imagen. Las pruebas comparativas demostraron que el IMX500 sostuvo una tasa estable de **29–32 FPS**, frente a los menos de **10 FPS** obtenidos en CPU, y redujo en aproximadamente un **40–45% el uso de recursos de CPU**.

Estos resultados evidencian la ventaja de delegar la inferencia al propio sensor, liberando recursos del sistema y habilitando aplicaciones en tiempo real con mayor eficiencia energética.

No obstante, persisten limitaciones que restringen su adopción masiva: la escasez de modelos optimizados específicamente para el IMX500 y la documentación aún incipiente, que dificulta su integración en proyectos complejos.

Como línea futura de investigación, se propone impulsar la creación y validación de nuevos modelos de inferencia junto con la elaboración de benchmarks públicos estandarizados, lo que permitirá medir con mayor precisión el impacto de esta tecnología en diferentes contextos de aplicación.

REFERENCIAS

[1] Raspberry Pi, “Picamera2 Manual,” Raspberry Pi Documentation, 2023. [Online]. Disponible en: https://datasheets.raspberrypi.com/camera/picamera2-manual.pdf

[2] Raspberry Pi, “IMX500 Models (GitHub Repository),” 2023. [Online]. Disponible en: https://github.com/raspberrypi/imx500-models

[3] Sony, “IMX500 Intelligent Vision Sensor: Technical Overview,” Sony Developer World, 2022. [Online]. Disponible en : https://developer.sony.com/imx500

[4] Raspberry Pi, “rpicam-apps Documentation,” Raspberry Pi, 2023. [Online]. Disponible en: https://www.raspberrypi.com/documentation/accessories/ai-camera.html#rpicam-apps

[5] G. Bradski, “The OpenCV Library,” Dr. Dobb’s Journal of Software Tools, 2000.

[6] C. R. Harris, et al., “Array programming with NumPy,” Nature, vol. 585, no. 7825, pp. 357–362, 2020.

[7] TensorFlow Authors, “TensorFlow Lite,” Google, 2023. [Online]. Available: https://www.tensorflow.org/lite

[8] J. Chen, et al., “Edge Intelligence: Paving the Last Mile of Artificial Intelligence With Edge Computing,” Proceedings of the IEEE, vol. 107, no. 8, pp. 1738–1762, Aug. 2019.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Diseño de un sistema de medición con sensor espectroscópico para detectar adulterantes en la leche

Ing. Jonathan Raidel Valdés Alonso
CIME-CUJAE
AlaSoluciones
La Habana, Cuba
jonathan.work1994@gmail.com
https://orcid.org/0000-0002-0850-9966

Esteban Acevedo Santana
Facultad de Automatica y Biomedica-CUJAE (estudiante)
La Habana, Cuba
acevedoesteban999@gmail.com

Reysel Cepero Ruíz
Facultad de Automatica y Biomedica-CUJAE (estudiante)
La Habana, Cuba
reyselcr@gmail.com

Resumen—La adulteración de la leche es un problema global que compromete la calidad y seguridad del producto. Consiste en añadir sustancias no permitidas o diluir la leche con agua para obtener mayores ganancias económicas. Estas prácticas tienen efectos perjudiciales para la salud humana y afectan a diversas regiones del mundo. En este contexto, el objetivo de este trabajo es desarrollar un sistema de medición de bajo costo que permita detectar adulterantes en tiempo real. Esto contribuirá a mejorar la seguridad alimentaria y la calidad de los productos lácteos en la industria. Para la detección de adulterantes se utilizó un sensor espectroscópico AS7265X, que entrega 18 canales referidos a las longitudes de infrarrojo cercano de 410 nm a 940 nm. Se empleó una Raspberry PI 3B como unidad de alto procesamiento, que sirvió como dispositivo de laboratorio y se encargó de crear una interfaz visual con Django y entrenar modelos de redes neuronales para la detección de adulterantes como el agua. Además, se utilizó el ESP32 como dispositivo de campo, que se encargó de utilizar los modelos entrenados por la Raspberry y predecir el estado de la leche en situaciones cotidianas. Para probar la efectividad del sistema, se utilizaron 2500 muestras de leches reales. Se entrenó un modelo óptimo utilizando estas muestras y luego se tomaron muestras adicionales. El modelo logró clasificar todas las muestras correctamente, con más de un 95 % de grado de aceptación.

Palabras claves—Adulterantes, Raspberry, ESP32, neuronas, predicción

I. Introducción

Entre los productos agrícolas más consumidos en el mundo se encuentran la leche, el queso y otros productos lácteos, que son apreciados por más de 600 millones de personas, especialmente en países desarrollados [1]. La leche, en particular, es una fuente de nutrientes esenciales para una dieta saludable, ya que contiene una combinación equilibrada de agua, proteínas, grasas, vitaminas (como la vitamina D y la riboflavina) y minerales (como el potasio y el fósforo) [2].

La adulteración de la leche por parte de algunos comerciantes con el fin de obtener beneficios económicos adicionales es motivo de gran preocupación. Esta práctica a largo plazo tiene consecuencias perjudiciales para la salud, ya que los productos utilizados durante el proceso pueden tener efectos negativos en las personas que consumen la leche adulterada [3].

Uno de los ingredientes más comunes utilizados en este proceso es el almidón, el cual tiene un alto índice glucémico. El consumo excesivo de almidón puede elevar los niveles de glucosa en sangre, lo que representa un peligro para las personas con diabetes y otros trastornos metabólicos [4].

La dilución de la leche con agua u otros líquidos también supone un riesgo. Esta práctica no solo reduce el valor nutricional de la leche, sino que también aumenta la posibilidad de contaminación microbiológica. El agua utilizada en la adulteración puede contener bacterias, virus u otros patógenos que pueden causar enfermedades transmitidas por alimentos. Es importante destacar que estos peligros afectan tanto la calidad como la seguridad de la leche adulterada, poniendo en riesgo la salud de los consumidores [4].

La detección de adulterantes en la leche es una investigación necesaria y significativa. Sin embargo, los métodos utilizados para detectar estos adulterantes se llevan a cabo en laboratorios con equipos costosos [5-8] y requieren el transporte de las muestras, lo que dificulta su ejecución y agrega complejidad al proceso. Una posible solución a este problema sería desarrollar un sistema de medición manual que facilite su uso tanto para los productores como para los comercializadores como en [3, 9-13], el cual constituye el objetivo de este trabajo. Esto permitiría una detección más accesible y rápida de adulterantes, evitando la necesidad de transportar las muestras a laboratorios distantes y costosos.

Existen diversas técnicas para detectar adulterantes en la leche y garantizar la calidad y seguridad del producto. Entre estas se encuentra el análisis físico-químico, el análisis microbiológico, espectroscopíia infrarroja cercana, cromatografía líquida de alta resolución, pruebas de detección rápida [14]. De los trabajos consultados como punto de partida para el desarrollo de este sistema emplean la espectroscopia como técnica de detección la mayoría de estos [3, 9-11, 13], en sólo uno de ellos se emplea la cromatografía líquida [12].

La espectroscopía es el estudio de cómo la radiación electromagnética interactúa con la materia, centrándose principalmente en cómo las sustancias absorben y emiten luz. Este proceso revela información única sobre la estructura atómica y molecular de la materia involucrada, lo que proporciona información sobre su composición química y sus propiedades [15]. Resulta en una técnica no destructiva y no invasiva, lo que implica que las muestras no requieren de preparación adicional ni se ven alteradas físicamente durante el análisis. Esta característica resulta especialmente beneficiosa en términos de reducción de costos asociados con el manejo y procesamiento de las muestras, al no requerir el uso de reactivos adicionales. Tiene la capacidad de distinguir y cuantificar diferentes componentes y compuestos en una

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

muestra, basándose en sus firmas espectrales únicas. Como resultado, se puede lograr una detección precisa y selectiva de adulterantes específicos en la leche, incluso en concentraciones bajas. Permite realizar análisis en tiempo real lo que agiliza la toma de decisiones y la implementación de medidas correctivas si se detectan adulterantes en la leche [16].

Uno de los aspectos importantes en los trabajos estudiados es el empleo del sensor AS7265X, el cual funciona correctamente en la detección de adulterantes y es una excelente opción [3, 13]. En estos se analiza la leche [3, 9, 12] y también otras sustancias como hojas de planta en [10, 13] y variedad de sustancias como carne, chocolate, aceite, entre otros en el trabajo [11] el cuál consituye una revisión de trabajos que emplean la técnica de espectroscopía. Como hardware se han empleado la plataforma Arduino, el microcontrolador ESP8266 y una *laptop* en [3], en [10] se emplea una Raspberry Pi y una PC, en estos trabajos se emplean los sistemas embebidos para el contacto directo con los sensores y las computadoras para procesamiento y visualización. Mientras que en [9, 13] emplean una PC para todo el proceso, desde la adquisición hasta la visualización de los resultados. El empleo de una computadora encarece el proyecto y dificulta su ejecución por lo que la propuesta de este trabajo es emplear el sistema embebido, que tiene un menor costo que una computadora, seleccionado para desarrollar todo el proceso.

II. Materiales y Métodos

A. *Hardware*

1) *Single Board Computer (SBC)Raspberry Pi 3B [17]*

Uno de los dispositivos más utilizados dentro del área de los computadores de placa única es la Raspberry Pi, más específicamente su versión 3 modelo B, la cual presenta mejores prestaciones en cuanto a velocidad, puertos y potencia. Esta placa de computadora de bajo costo que permite la implantación de todo un sistema operativo, permitiendo utilizarla como un ordenador habitual, pero con menos prestaciones.

Tiene un amplio soporte de software y una comunidad de desarrolladores activa. Existen numerosos sistemas operativos y entornos de desarrollo disponibles, como Raspbian (basado en Linux), que brindan herramientas y recursos para programar y personalizar la funcionalidad del dispositivo según las necesidades específicas de cada proyecto. La comunidad de usuarios y desarrolladores ofrece foros, tutoriales y proyectos compartidos que pueden servir como referencia y apoyo en la implementación de diferentes aplicaciones.

2) *Microcontrolador ESP32 [18, 19]*

Tres microcontroladores populares en la actualidad son el Arduino Mega 2560 Rev, el ESP8266 y el ESP32. Este último destaca entre los tres en varios aspectos. En primer lugar, ofrece una mayor potencia de procesamiento con su procesador de doble núcleo y una velocidad de reloj más alta, ofrece una amplia gama de opciones de conectividad, como Wi-Fi, Bluetooth, tiene más pines GPIO (Entrada/Salida de Propósito General) en comparación con el ESP8266, cuenta con periféricos integrados adicionales, como sensores, ADC (por sus siglas del inglés *Analog Digital Converter*), DAC (*Digital Analog Converter*), *touch pads* y criptografía acelerada por hardware. Aunque el Arduino Mega 2560 Rev y el ESP8266 son conocidos por su bajo consumo de energía, el ESP32 también ofrece opciones avanzadas de administración de energía y modos de suspensión.

3) *Sensor 6275X [20]*

La familia AS7265x incorpora tres chips para ofrecer un conjunto de sensores multiespectrales de 18 canales que cubren las longitudes de ondas de 410nm a 940nm. El AS72651 cubre las longitudes de onda de 600nm a 870nm y sirve como controlador maestro del conjunto. Cuando se combina con el AS72652 (respuesta espectral de 560nm a 940nm) y el AS72653 (respuesta espectral de 410nm a 535nm) el conjunto entero entrega 18 canales con filtro gaussiano con un ancho de banda de media anchura (FWHM) de 20nm.

El funcionamiento del conjunto de chips AS7265x requiere del uso de un firmware que debe cargarse en una memoria flash a través de una interfaz de puerto serie. Los sensores AS72651, AS72652 y AS72653 están precalibrados con una fuente de luz específica. La comunicación entre las placas de desarrollo y el sensor AS7265X se realiza a través de los protocolos I2C (Inter-Integrated Circuit) o puerto serie.

Cada dispositivo contiene dos controladores LED integrados con corriente programable y puede ser temporizado para aplicaciones de obturación electrónica. La familia de dispositivos integra filtros gaussianos que también proporcionan aperturas incorporadas para controlar la luz que entra en el conjunto de sensores.

B. *Software*

1) *Frontend*

El *frontend*, conocido como “lado del cliente” es una herramienta que permite la interacción entre usuarios y sistemas físicos, es fundamental contar con una capa intermediaria que se encargue de la comunicación de forma transparente y sencilla para el usuario final. En la Fig. 1 se muestra la arquitectura empleada en el desarrollo del *frontend* de la aplicación.

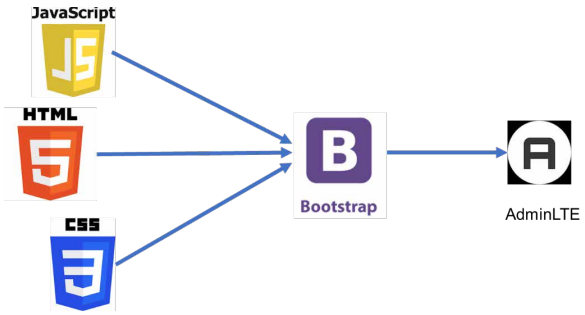


Fig. 1. Arquitectura de *frontend.* Elaboración propia.

HTML, CSS y JavaScript [21-23] son tres lenguajes para desarrollar páginas web que tienden a desarrollarse juntos, sus funcionalidades los hacen dependientes unos de los otros. Esta forma de programación es una de más básicas en cuanto al diseño web, y es necesaria para cualquier interfaz visual web.

Bootstrap [24] es un marco de desarrollo web gratuito y de código abierto. Está diseñado para facilitar el proceso de desarrollo de los sitios web responsivos y orientados a los dispositivos móviles, proporcionando una colección de sintaxis para diseños de plantilla.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Este permite crear interfaces web con CSS y JavaScript, cuya particularidad es la de adaptar la interfaz del sitio web al tamaño del dispositivo en que se visualice. Viene integrado como librerías para creación de elementos predefinidos y dinámicos, así como eventos para integrar avisos con los servidores.

AdminLTE [25, 26] es una plantilla de diseño de interfaz de usuario basada en Bootstrap para aplicaciones web de administración. Está diseñada para ser fácil de usar y personalizar, y se utiliza a menudo en proyectos de desarrollo de software para proporcionar una apariencia atractiva y consistente para las interfaces de administración; es una plantilla de código abierto.

Incluye una gran cantidad de elementos de diseño, como menús de navegación, barras laterales, formularios, tablas, botones, iconos y mucho más. También incluye un conjunto de widgets y páginas predefinidos, como páginas de inicio, páginas de inicio de sesión y páginas de error, que se pueden personalizar fácilmente para adaptarse a las necesidades del proyecto.

2) Backend

El backend, también conocido como "lado del servidor" que se encarga de gestionar y ejecutar los procesos necesarios para que una web o aplicación funcione correctamente, gestionando las acciones de lógica y las conexiones con las bases de datos.

a) Python [27]

Para implementar la solución propuesta se empleó el lenguaje Python, el cual es un lenguaje de programación muy popular y utilizado en la comunidad de desarrolladores que utilizan la Raspberry Pi. Python es un lenguaje de propósito general, lo que significa que se puede utilizar para crear una variedad de programas diferentes y no está especializado en ningún problema específico. Esta versatilidad, junto con su facilidad para los principiantes, lo ha convertido en uno de los lenguajes de programación más utilizados en la actualidad. La claridad y simplicidad del código Python también contribuyen a la facilidad de mantenimiento y depuración del sistema.

Python cuenta con una amplia colección de bibliotecas y módulos de software que facilitan el procesamiento de datos y la implementación de algoritmos de detección. Bibliotecas populares como NumPy y Pandas proporcionan herramientas para el análisis de datos y el manejo de matrices. También existen bibliotecas especializadas en aprendizaje automático y visión por computadora, como Scikit-learn y OpenCV, que pueden ser utilizadas para mejorar la precisión y la eficacia del detector.

b) Lenguaje C [28]

El ESP32 es una plataforma de desarrollo basada en microcontroladores que se puede programar utilizando varios lenguajes de programación, incluido C, este es un lenguaje compilado, imperativo, estructurado y de bajo nivel. Se caracteriza por ser cercano al hardware y tener abstracciones como objetos. Este interactúa directamente con registros y memoria, permitiendo un control completo del sistema.

A pesar de contar con varios años, C sigue siendo ampliamente usado en sistemas embebidos, kernels de SO, drivers, programas de propósito general, videojuegos, motores gráficos y más. Su portabilidad, velocidad y control hacen que no tenga un reemplazo directo.

c) Django [29, 30]

Django es un marco web de alto nivel escrito en Python que se utiliza para el desarrollo rápido y eficiente de aplicaciones web, desplegándose tanto en el lado del cliente como del servidor. Django se basa en el principio del desarrollo ágil de software y sigue una filosofía de diseño DRY (*Don't Repeat Yourself*), lo que significa que promueve la reutilización de código y la eficiencia en el desarrollo.

Django sigue el patrón de arquitectura Modelo-Vista-Controlador. En este patrón, el modelo representa la estructura de datos de la aplicación y se encarga de interactuar con la base de datos. La vista se encarga de la lógica de presentación y la generación de la interfaz de usuario. El controlador maneja las solicitudes del usuario y coordina la interacción entre el modelo y la vista.

d) TensorFlow

TensorFlow es una biblioteca de software de código abierto que se utiliza para el aprendizaje automático y la inteligencia artificial. Permite a los desarrolladores crear y entrenar modelos de aprendizaje automático, especialmente redes neuronales profundas, así como construir y entrenar modelos de aprendizaje automático y distribuir el procesamiento de los modelos de aprendizaje automático en múltiples dispositivos o máquinas [31].

TensorFlow Lite para C es una librería diseñada específicamente para ser utilizada por microcontroladores como el ESP32. Es una versión ligera de *TensorFlow* que está optimizada para ejecutar modelos de aprendizaje automático en dispositivos con recursos limitados, como microcontroladores y dispositivos móviles. Está diseñado para ejecutar modelos de aprendizaje automático en microcontroladores y otros dispositivos con pocos kilobytes de memoria. Esto permite llevar la inteligencia artificial a dispositivos pequeños y de bajo consumo, como electrodomésticos, dispositivos de Internet de las cosas (IoT por sus siglas del inglés *Internet of Things*) y juguetes, sin requerir hardware costoso o conexiones a internet confiables [32].

e) Aprendizaje automático

Para el aprendizaje automático existen distintos métodos [33]: LDA (Análisis de Discriminante Lineal), PCA (Análisis de Componentes Principales), KNN (K-vecinos más cercanos), Redes Neuronales, Árboles de Decisión, SVM (*Support Vector Machines*), *Naive Bayes* (Clasificador Bayesiano Ingenuo), *Random Forest* (Bosques Aleatorios). Para la selección del método a utilizar, es importante destacar que el ESP32 es un microcontrolador de bajo consumo de energía y recursos limitados en comparación con sistemas más potentes como una Raspberry o una computadora convencional. Esto implica que las técnicas de análisis de datos que se implementarán en el ESP32 deben ser adaptadas a sus capacidades y restricciones. Por lo tanto, métodos como LDA con PCA puede ser desafiantes debido a las limitaciones de memoria y capacidad de cálculo del microcontrolador. El PCA, en particular, puede requerir una gran cantidad de memoria y poder de procesamiento para calcular las componentes principales.

Por otro lado, las redes neuronales son una opción para implementar en el ESP32, ya que se pueden adaptar a sus

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

restricciones y aprovechar al máximo sus capacidades. Las redes neuronales, especialmente las redes neuronales convoluciones y las redes neuronales recurrentes, han demostrado ser efectivas en tareas de clasificación y reconocimiento de patrones. Por lo tanto, el método de Redes Neuronales será la mejor opción para lograr predicciones desde el microcontrolador ESP32.

La combinación de AdminLTE y Boostrap permitirá crear interfaces web de manera rápida y robusta en el *frontend*. Django se encargará de gestionar el *backend* de forma óptima en la Raspberry, utilizando SQLite3 como base de datos además de implementar redes neuronales mediante la librería *TensorFlow*, mientras que en el ESP32 se utilizará *TensorFlow Lite* para el empleo de este modelo de aprendizaje automático.

III. Diseño e Implementación del Sistema

A. Sistema General

El sensor AS7265x permite detectar cambios en la composición de la leche. Para ello el sistema a desarrollar tiene que ser capaz de comunicarse con este sensor y tomar las posibles muestras para ser analizadas. Además, el sistema tiene que permitir encontrar patrones específicos para el reconocimiento de anomalías, para ello se utilizaran las grandes capacidades que brindan las RNA (Redes Neuronales Artificiales) para clasificación de variables.

Para entrenar redes neuronales artificiales de manera efectiva, es recomendable contar con un dispositivo con un alto nivel computacional. Esto se debe a que el entrenamiento de modelos de RNA puede ser computacionalmente intensivo y requerir recursos significativos, como capacidad de procesamiento y memoria.

Una vez que el modelo ha sido entrenado, es posible transferirlo a otras placas o dispositivos para su uso óptimo. Esto se debe a que la arquitectura y parámetros de la RNA pueden ser exportados y utilizados en otros dispositivos con recursos computacionales más limitados; por lo tanto, el diseño de dividirá en dos etapas**: dispositivo de laboratorio** y **dispositivo de campo** como se muestra en la Fig.2.

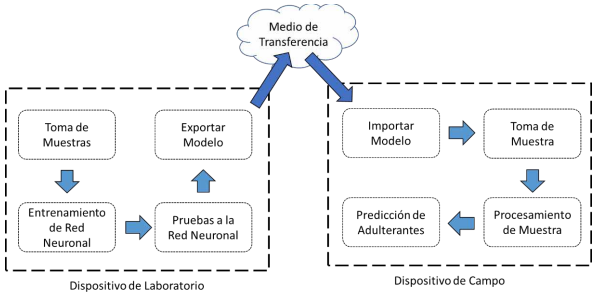


Fig. 2. Arquitectura general del sistema.

B. Dispositivo de Laboratorio

El DL (Dispositivo de Laboratorio) en general, tiene la tarea de tomar las muestras necesarias del sensor AS7265X, y entrenar un modelo óptimo que permita reconocer adulterantes en la leche. Este proceso puede requerir de mucho computo, por lo tanto, se necesita un dispositivo de altas capacidades de trabajo.

Este dispositivo de laboratorio tiene que ser capaz de:

- Comunicación con el sensor y lectura de muestras (I2C).
- Almacenar muestras de forma consistente (Base de datos).
- Entrenamiento del modelo.
- Pruebas de predicción con modelo entrenado.
- Interfaz visual para la interacción humano-máquina.
- Alojar modelo hacia servidores para ser usado por los dispositivos de campo.

La placa de desarrollo Raspberry seleccionada tiene el potencial necesario para ser empleada como el DL, ya que permite la conectividad de los protocolos establecidos por el sensor, permite lenguajes de bases de datos, además puede implementar Python junto a todas las librerías de redes neuronales (*Tensorflow*), gestión web (Django) y trabajo con servidores. La versión 3 modelo B presenta además módulo de Wi-fi integrado para una mejor comunicación con el exterior y una mayor capacidad computacional.

a) Conexión con el sensor

La Raspberry Pi 3B presenta hasta dos interfaces I2C de los cuales se utilizaron los pines GPIO02 (SDA1) y GPIO03 (SCL1) para la conexión del bus como se puede observar en la Fig. 3. Python junto con la librería “smbus” fueron seleccionados para la conexión entre los pines físicos y el lenguaje de alto nivel.

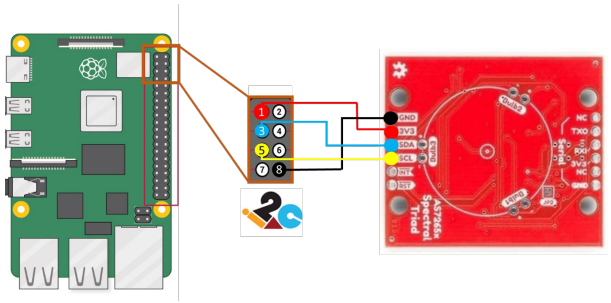


Fig. 3. Conexión Rasbberry-sensor.

b) Interfaz visual

Para la interfaz visual se utilizó el marco Django, junto a la plantilla AdminLTE3, las cuales permitirán crear una interfaz simple, agradable y segura para el intercambio de información entre el usuario y el dispositivo. El servidor de Django fue desplegado con Apache2; servidor que permite alojar páginas web, junto al módulo WSGI para vincularlo con Python. Para acceder al sitio web, es necesario comunicar la Raspberry mediante Wi-Fi o Ethernet a un dispositivo, o utilizar la interfaz HDMI que soporta la Raspberry y acceder a la página mediante el IP y el puerto 88, ejemplo: 172.20.10.4:88. En la Fig. 4 se muestran los diferentes grupos de páginas que conforman el servidor.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

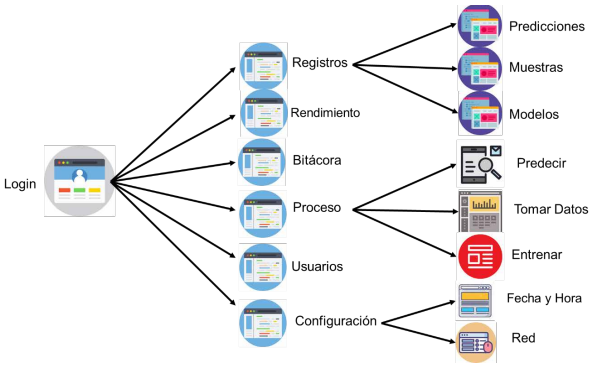


Fig. 4. Interfaces web del DL.

La programación del marco Django es orientada a "clase basada en vistas" donde se aprovechan las capacidades de este método, para brindar de una amplia seguridad al acceder a las páginas. La autenticación se hará al acceder al sitio siendo esta obligatoria en cualquier URL que se acceda. Para implementarlo se han desarrollado tres niveles de seguridad: Desarrollador, Administrador e Invitado. El nivel de "desarrollador" tendrá acceso total a todas las vistas de la página, el "administrador" no podrá a acceder a vistas como configuraciones internas mientras que el "invitado" solo podrá visualizar la información de las muestras y modelos, así como los resultados de entrenamiento. En la Fig. 5 se muestra una vista de los Usuarios y del Inicio de Sesión.

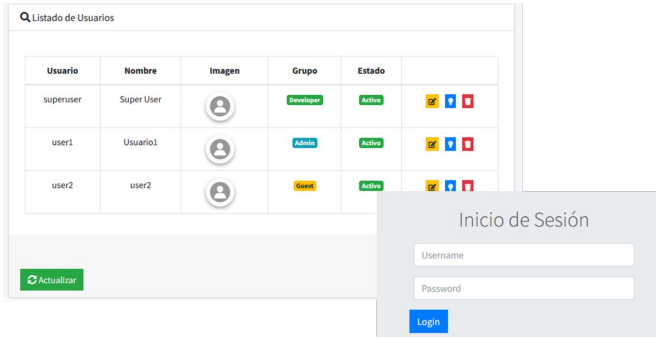


Fig. 5. Vista de Usuario e Inicio de Sesión.

La interfaz de "desarrollador" (*Developer*) consta con una barra lateral de navegación para desplazarse por toda la aplicación, mostrando en todo momento la ubicación del usuario. En la Fig. 6 se muestra una vista de esta interfaz.



Fig. 6. Vista de *Developer* con barra lateral.

Para lograr un mayor rendimiento de la aplicación, se utilizó una programación multihilo con la librería "*Threading*" de Python, para así evitar bloqueos en la aplicación. Tanto en la interfaz de predicción, toma de datos, carga de ficheros y entrenamiento se iniciarán en hilos distintos, permitiendo solo uno de cada tipo a la vez, se puede visualizar el estado de cada proceso en su respectiva interfaz de registro.

c) Base de datos

Es necesario almacenar de manera consistente y organizada la información proveniente del sensor. Esto permite una búsqueda eficiente de los datos necesarios. Django viene implementado por defecto con la base de datos SQLite3, base de datos que permite almacear de manera organizada las muestras. Para el diseño de la base de datos relacional se establecieron los siguientes modelos, cuya arquitectura es la mostrada en la Fig. 7:

- **Data**: Modelo base de la base de datos, contiene la información de una longitud de onda.
- **Muestra**: Modelo que contiene hasta 18 datas
- **Predicción**: Contiene la información de la predicción y confiabilidad de las muestras predichas
- **Datos Entrenamiento:** Almacena todos los datos para ser utilizados en un entrenamiento
- **Modelo:** Contiene la información del modelo entrenado

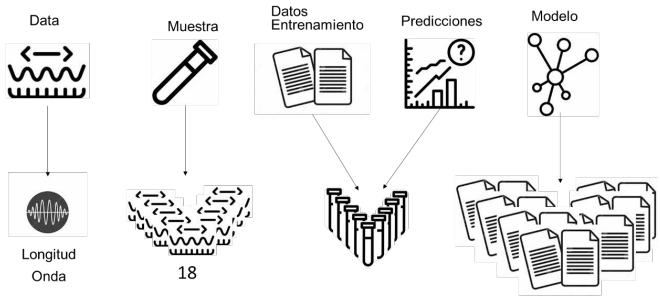


Fig. 7. Arquitectura de base de datos relacional.

d) Red neuronal

Se utilizó el dispositivo de laboratorio para generar modelos de redes neuronales entrenados para el reconocimiento de adulterantes en la leche. Para su implementación se tienen 18 neuronas de entrada, referidas a los canales obtenidos del sensor, y a la salida 5 neuronas con respecto a la pureza de la leche. Estas etiquetas de salidas se clasificarán en: 100 %, 75 %, 50 %, 25 %, 0 %.

Para realizar las pruebas, se tomaron muestras de 5 vacas, formándose 5 grupos, uno por cada etiqueta de pureza de la leche. Cada grupo cuenta con 100 datos, teniendo un total de 2500 muestras. Esta distribución se muestra en la Fig. 8. Mientras que en la Fig. 9 se observan las muestras reales trabajadas y almacenadas en base de datos.

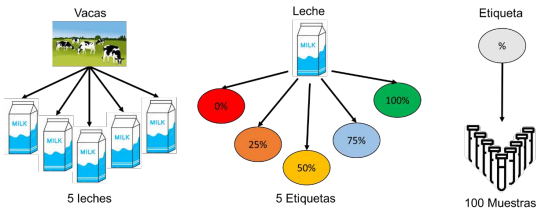


Fig. 8. Distribución de toma de muestras.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

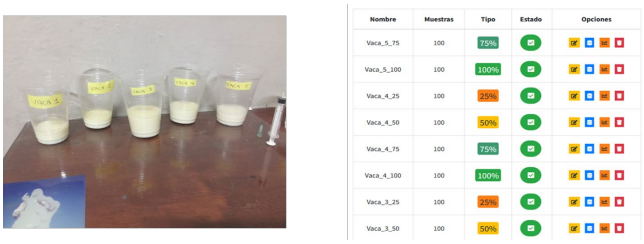


Fig. 9. Distribución de toma de muestras.

Para obtener modelos más optimizados, es necesario realizar pruebas con diferentes combinaciones de capas y neuronas en las capas ocultas de una red neuronal. En este proceso de selección, se utilizará la biblioteca Keras-Tuner que permite buscar los hiperparámetros más óptimos según los datos de entrenamiento. Es importante destacar que se dividió todo el juego de datos en un 25 % para validación y un 75% para entrenamiento.

Después de 4 minutos y 35 segundos de iniciar el proceso de búsqueda de hiperparámetros, se obtuvieron los resultados, utilizando el método de Hyperband Search. Encontramos que la configuración óptima consiste en una capa oculta de 448 neuronas, con una precisión de 0.998 y una pérdida de 0.0199 para los datos de validación tomados, se utilizó la función de activación "sigmoid" y una tasa de aprendizaje de 0.0001. Al analizar las gráficas de precisión/época y pérdida/época de la Fig. 10, se puede observar que las curvas alcanzan un estado estacionario alrededor de las 500 épocas.

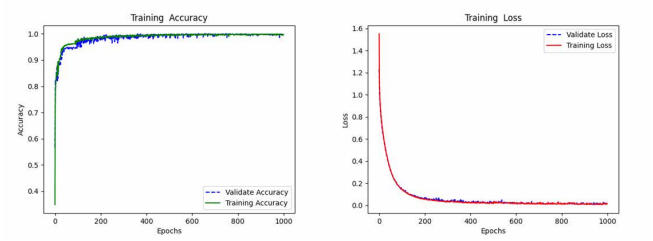


Fig. 10. Gráficas de precisión y pérdidas para 1000 épocas.

e) Transferencia de datos

Para permitir la utilización de diferentes dispositivos para tomar las muestras, es posible almacenar registros con información sobre el estado de la leche en bases de datos separadas. Para facilitar esta funcionalidad, se requiere un prototipo de archivo que permita exportar e importar los datos. Con el fin de lograr este objetivo, se utilizará el formato CSV (*Comma-Separated Values*). Se han implementado dos arquitecturas para el formato de los archivos CSV como se observa en la Tabla I. Esto asegura la compatibilidad y el intercambio de datos de manera eficiente entre diferentes sistemas.

TABLE I. FORMATO CVS EMPLEADO.

Nombre	**Formato**	**Data**	**Etiqueta**
Formato 1	A, B, C, D, E, F, G, H, I, J, K, L, R, S, T, U, V, W, label	A~W	Label
Formato 2	Date, labels, 410, 435, 460, 485, 510, 535, 560, 585, 610, 645, 680, 705, 730, 760, 810, 860, 900, 940	419~940	Labels

En la Fig. se muestra la interfaz gráfica correspondiente a una muestra.

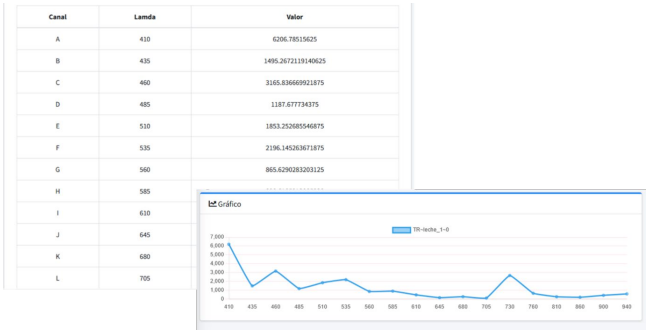


Fig. 11. Interfaz gráfica de una muestra.

f) Prototipo

Las pruebas de laboratorio desempeñan un papel fundamental en el desarrollo de este proyecto, ya que es necesario contar con un modelo óptimo que permita predecir la presencia de adulterantes. Por lo tanto, la calidad de las pruebas realizadas es de vital importancia para obtener un modelo de red neuronal sólido.

Como se menciona en [34], la influencia de la luz externa en la precisión de la medición del sensor AS7256X es crucial para detectar adulterantes. En vista de esto, será necesario utilizar un recipiente contenedor de muestras que aísle adecuadamente la luz externa y permita la medición precisa de la luz en el sensor.

Con el fin de satisfacer este requisito, se ha desarrollado un prototipo de un pequeño recipiente de muestras utilizando Autodesk Inventor. Este sistema está diseñado para aislar la luz y se ha fabricado en un color oscuro debido a las propiedades de este color para absorber la luz. Consiste en una caja con un orificio en la parte superior donde se coloca el sensor, apuntando hacia el interior de la caja. Dentro de esta, se encuentra un recipiente cilíndrico para almacenar las muestras, el cual está equipado con un rodamiento inferior que permite desplazar y cambiar las muestras fácilmente. Finalmente, el sistema puede cerrarse estilo "gaveta", alineando el recipiente con los sensores y asegurándolo para evitar cualquier interferencia causada por la luz externa. La fabricación de las piezas se realizó de forma autónoma. En la Fig. 8 se muestra el diseño y la fabricación del recipiente.

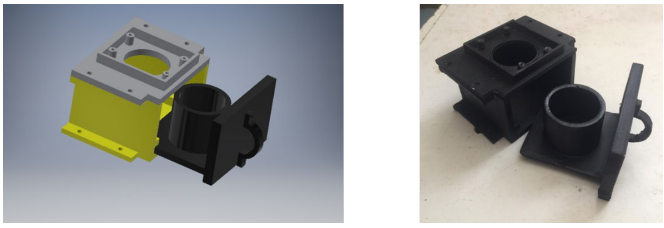


Fig. 12. Diseño y fabricación del recipiente de muestras.

La Raspberry Pi al ser un dispositivo electrónico, es susceptible a daños, especialmente si se expone a condiciones adversas como el polvo, la humedad o los golpes. Para proteger este dispositivo de estos posibles daños, se diseñó una carcasa de protección la cual se muestra en la Fig. 9.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

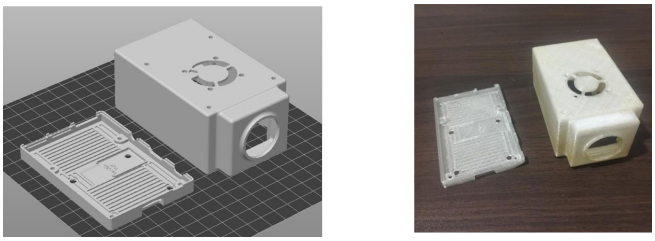


Fig. 13. Diseño y fabricación de la carcasa para la Raspberry.

En la Fig. 13 se muestra el resultado final de ambos diseños y la conexión realizada del DL.



Fig. 14. Componentes hardware del DL conectados para la toma de muestras.

C. *Dispositivo de campo*

El DC (Dispositivo de Campo) tiene el objetivo que cargar los modelos creados por el DL, y a partir de datos en tiempo real, conocer el estado de adulterantes de la leche.

Este dispositivo solo utiliza los modelos ya entrenados, por lo tanto, no requerirá de alto procesamiento como el de laboratorio. Necesitará de una interfaz web para la comunicación con los usuarios, un hardware para tomar muestras de manera local sin acceder al servicio web, así como la posibilidad de comunicarse con el DL para la actualización de los modelos de redes neuronales; por lo tanto, un ESP32 es adecuado para este dispositivo, además de sus bajos costos, posee los módulos de Wi-Fi los cuales serán necesarios para la comunicación con el DL y el intercambio de modelos e información.

a) Conexión con el sensor

Para la toma de muestras, en el ESP32 se necesita de un bus I2C para la comunicación con el sensor AS7265x, pero este dispositivo no trae por defecto pines asignados para este protocolo, pero se puede asignar por software hasta 2 pares de pines para su utilización. Se tomaron los pines D18 (SDA) y D1 (SCL) para la comunicación con el sensor. Para la implementación a nivel de código en el lenguaje C, se utilizó la librería “Wire.h” la cual implementa la comunicación I2C de manera óptima. En la Fig. 10 se muestra la conexión realizada.

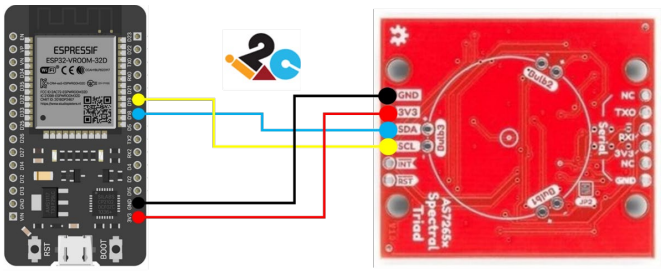


Fig. 15. Conexión ESP32-sensor.

b) Arquitectura de clases

Como ya se conoce, el ESP32 es un microcontrolador programable en lenguaje C el cual será programado utilizando el entorno de desarrollo integrado (IDE) *Visual Studio Code* (VSC) con la extensión PlatformIO. Se utilizó la arquitectura de la plataforma de Arduino para la programación, por lo tanto, este cuenta con las funciones “*Setup*” y “*Loop*”. En la función “*Setup*” se inicializan todas las variables del sistema, donde se carga el modelo de red neuronal, se activa la Wi-Fi y el servidor web. En la función “*Loop*” del programa se implantó solamente una bandera de “descarga”, que se activa desde la interfaz visual, debido a que la actualización del modelo a través de la red puede ser de tiempo indefinido, es necesario realizarlo en el programa principal para evitar problemas como la activación del “*Watchdog*”, el cual reinicia el microcontrolador cuando existe una gran demora no planificada. En la Fig. 11 se muestra el diagrama de flujo de ambas funciones programadas en el ESP32.

Por otra parte, la funcionalidad del servidor web se muestra mediante el diagrama de flujo de la Fig. 12. En esta se desarrollan tres tareas principales relacionadas con las tres acciones principales que pueden realizar los diferentes usuarios. Estas son Actualizar el modelo, Predicción para obtener los resultados relacionados con la adulteración o no de la leche, y la Configuración del sistema.

Se debe mencionar que se hace uso de la memoria flash del ESP32 que cuenta con 4 Mb para el almacenamiento de los ficheros estáticos de la página web como los HTML, estilos y JavaScript, así como los modelos de redes neuronales y banderas internas.

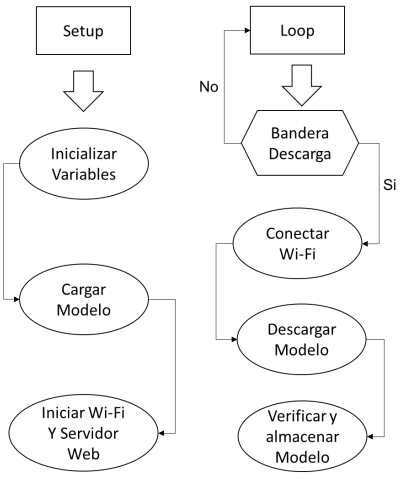


Fig. 16. Diagrama de flujo de las funciones *“Setup”* y *“Loop”* programadas.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

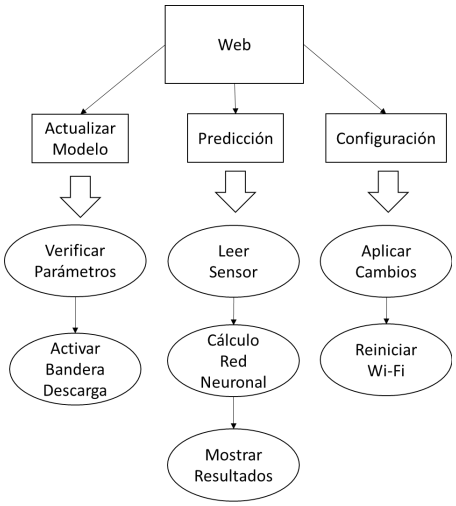


Fig. 17. Diagrama de flujo de la función *"Web"*.

c) Página web

Para la utilización de un servidor web se utilizó la librería AsynWebServer junto a WIFI del ESP32, esta librería permite servir ficheros estáticos de una forma sencilla. Se ha utilizado Bootstrap y JQuery como librerías para la implementación de la página. En la Fig. 13 se muestra la interfaz web desplegada en el ESP32.

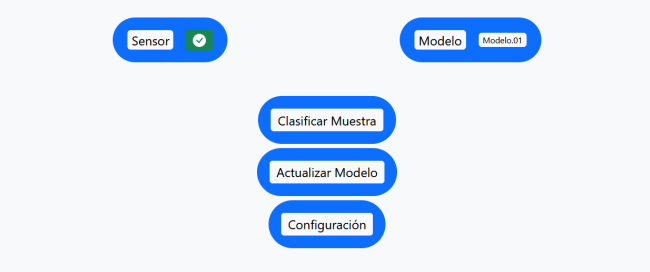


Fig. 18. Interfaz web desplegada en el ESP32.

Inicialmente el ESP32 arrancara con la Wi-Fi en modo AP, donde se crea una zona para que otros dispositivos puedas conectarse; el SSID y contraseña de esta red son los establecidos por defecto o el configurado por el usuario. Al conectarse y acceder a la página se podrá configurar la URL del servidor, el nombre del modelo a actualizar y el SSID y contraseña para editar el modo AP.

En el proceso de actualización del modelo, se solicitan los datos del nombre del modelo, y la SSID y Contraseña de una red externa a la cual el ESP32 se conectará, y podrá actualizar el modelo. Para realzar dicha conexión, se detendrá momentáneamente la zona Wi-Fi, por lo tanto, cuando finalice este proceso de actualización, será necesario volver a conectarse y recargar la página, donde se mostrarán los resultados del proceso. Las diferentes interfaces de este proceso se observan en la Fig. 14.



Fig. 19. Interfaces de actualización de modelo en ESP32

La clasificación de muestras se logra hacer en tiempo real debido a que no implica tanto tiempo de ejecución, como la actualización del modelo, por lo tanto, accediendo a "Clasificar Muestra" se podrá iniciar el proceso de predicción, el cual toma una muestra del sensor la cual es aplicada a la red neuronal para así dar un valor a la salida. En la Fig. 15 se muestra la interfaz gráfica de la pestaña correspondiente a la clasificación.



Fig. 20. Interfaz gráfica "Clasificar muestra".

d) Sincronización de modelos

El DL, tal como se ha descrito, es el encargado de la formación de modelos de redes neuronales optimizados para la detección de adulterantes. La biblioteca *TensorFlow* proporciona la capacidad de exportar la información necesaria para recargar estos modelos en otro entorno de Python, y también en otros lenguajes de programación como Java, Android y C.

Para facilitar la implementación de estos modelos en el DC, estos serán desplegados en un entorno de público acceso. En este caso, se utilizará la plataforma GitHub para este propósito. Para llevar a cabo este proceso, se utilizará la librería PythonGit para realizar los cambios necesarios.

El DC tienen la capacidad de descargar estos modelos públicos directamente desde la plataforma GitHub. Este proceso garantiza que estos dispositivos puedan acceder y utilizar los modelos entrenados, lo que permite una implementación más eficiente y efectiva de la detección de adulterantes.

e) Prototipo

Para la implementación del DL es necesario diseñar un sistema que facilite su uso por parte del personal de trabajo. Con este fin, se ha desarrollado una placa diseñada específicamente para mantener el ESP32 con conexiones óptimas. En la Fig. 21 se puede observar la vista superior, la vista inferior y el modelo en 3D del PCB (*Printed Circuit Board*) realizado.

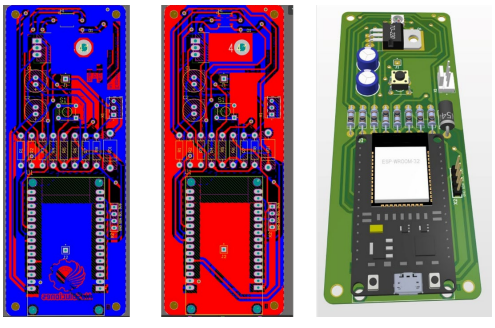


Fig. 21. PCB del DC.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Además, se ha creado una carcasa resistente diseñada para adaptarse al dispositivo y garantizar su protección durante su utilización en campo la cual se muestra en la Fig. 22 junto al PCB del dispositivo. Estas soluciones buscan asegurar el rendimiento y la durabilidad del dispositivo en entornos exigentes.

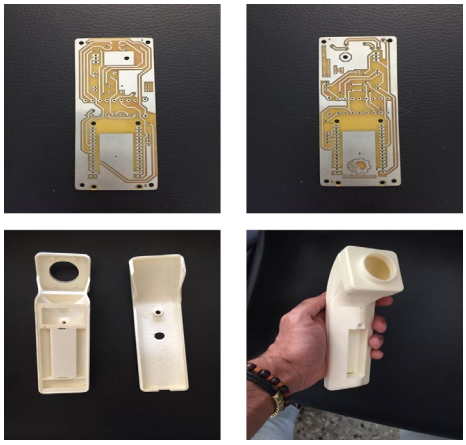


Fig. 22. Resultado de fabricación del DC.

IV. Pruebas y Resultados

Para llevar a cabo pruebas de laboratorio, se procedió a entrenar un modelo de red neuronal utilizando los parámetros específicos obtenidos a través de Keras-Tuner. Para ello se utilizó el conjunto de 2500 muestras de entrenamiento y se limitó el entrenamiento a solo 500 épocas. Al analizar las gráficas de entrenamiento mostradas en la Fig. 23 se puede observar que la precisión del modelo aumenta y la pérdida disminuye con cada época, lo cual indica que el modelo está aprendiendo correctamente.

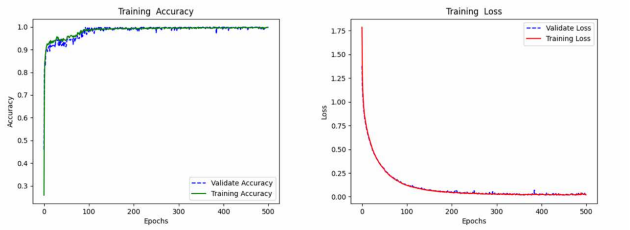


Fig. 23. Entrenamiento de la red neuronal con 500 épocas.

Para evaluar el desempeño del modelo, se utilizó la matriz de confusión de la Fig. 24 que muestra los resultados de las predicciones realizadas en el conjunto de datos de validación (ver esquema 13). Este análisis proporciona una visión más detallada sobre cómo el modelo está clasificando las diferentes clases y permite evaluar su rendimiento y capacidad de generalización.

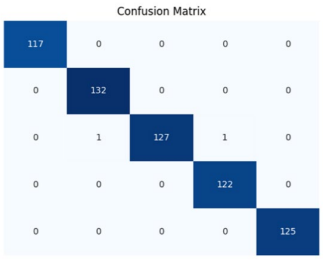


Fig. 24. Matriz de confusión empleada.

Una vez que el modelo ha sido entrenado, se procede a cargar nuevos datos externos al proceso de entrenamiento. Para este propósito, se preparó un fichero CSV, que contiene tres muestras de cada etiqueta. Estas muestras se utilizan para realizar predicciones y poner a prueba el modelo. Cada muestra es pasada a través del modelo, el cual emite una predicción y un valor de confiabilidad que indica qué tan acertada fue la respuesta en función de su entrenamiento.

Las pruebas de laboratorio cuyos resultados se muestran en la Fig. 25 demuestran que el modelo ha respondido correctamente a todos los datos de muestra, con un alto grado de confiabilidad.

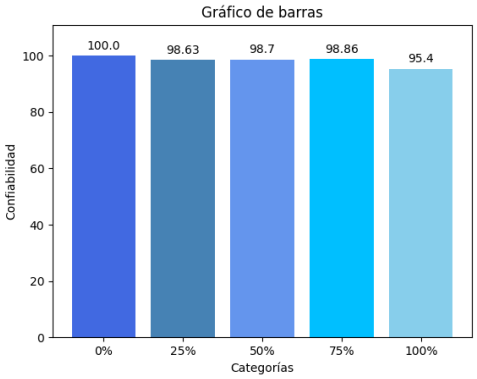


Fig. 25. Resultados de pruebas de laboratorio.

El éxito en la predicción de los nuevos datos externos refuerza la capacidad del modelo para generalizar y realizar predicciones precisas en situaciones no vistas durante el entrenamiento. Esto indica que el modelo ha aprendido patrones relevantes y es capaz de aplicar ese conocimiento a casos similares. Sin embargo, para lograr una predicción aún más precisa y mantener un alto nivel de confiabilidad, es necesario contar con una mayor cantidad de datos de entrenamiento provenientes de diversas fuentes. Esto permitirá abarcar la gran mayoría de casos posibles y capturar una mayor variedad de patrones y características presentes en los datos. Al aumentar la diversidad y cantidad de datos de entrenamiento, el modelo tendrá la capacidad de aprender con mayor precisión las relaciones y regularidades subyacentes en los datos, lo que resultará en una mejora en su capacidad de predicción y confiabilidad. Por lo tanto, es importante continuar recopilando y agregando datos de entrenamiento de calidad a fin de mejorar aún más el desempeño del modelo.

V. Conclusiones

A partir de la realización de este trabajo, se logró implementar un sistema de detección de adulterantes en tiempo real de bajo costo, que permite detectar adulterantes en la leche utilizando los dispositivos Raspberry y ESP32 para detección en tiempo real. Se crearon dos sistemas integrales que posibilitan la comunicación de hardware y software sencilla y de fácil acceso con el uso de los lenguajes de programación Python, C y tecnologías como *TensorFlow*. Se ha logrado crear un sistema efectivo y adaptable para darle una solución al problema de la adulteración de la leche utilizado redes neuronales.

Este trabajo confirma que:

- La utilización de la espectroscopía es un método eficaz para la detección de adulterantes

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

- El sensor AS7265X es capaz de diferenciar entre distintos adulterantes, por lo que es una excelente opción por su calidad costo beneficio
- La Raspberry PI 3B sirve como dispositivo de procesamiento y almacenamiento principal, no utilizando así una PC, lo que reduce el costo de todo equipo de laboratorio y brinda portabilidad.
- El ESP32 trabaja como dispositivo de predicción de muestras en tiempo real, permitiendo ser utilizado en muchos entornos de trabajo, no utilizando así una Raspberry; reduciendo el costo del equipo de campo y otorgando una gran portabilidad al equipo final
- La utilización de lenguajes como Python y C permiten una gran versatilidad y optimización en los dispositivos, herramientas como Django, TensorFlow y su versión Lite permiten un desarrollo rápido y eficiente en la terminación de aplicaciones.
- GitHub funciona correctamente como servidor público para transferencia de modelos entre dispositivos de laboratorio y campo
- La utilización de redes neuronales ha permitido obtener un modelo de detección de adulterantes robusto, permitiendo una gran flexibilidad ya que estos pueden ser actualizados para una mayor precisión. La utilización de este método de aprendizaje automático permitió el uso de microcontroladores ya que no consume tantos recursos del mismo como otros métodos como LDA y KNN.
- El modelo ha respondido correctamente ante su entrenamiento y validación, demostrando que este método es válido para la realización de detección de adulterantes.

REFERENCES

[1] (5 de diciembre de 2023). *Producción y productos lácteos: Productos*. Available: https://www.fao.org/dairy-production-products/products/es/

[2] I. A. Potărniche and R. V. Gălătuș, "Spectrometric Milk Analyzer," presented at the IEEE 27th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME), 2021.

[3] N. Sowmya and V. Ponnusamy, "Development of Spectroscopic Sensor System for an IoT Application of Adulteration Identification on Milk Using Machine Learning," *IEEE Access,* vol. 9, 2021.

[4] M. M. Gritsenko, E. A. Nazarova, P. V. Krivoshapkin, and E. F. Krivoshapkina, "Titanium dioxide-based optical sensors for detecting milk adulteration," *Journal of Food Composition and Analysis,* vol. 120, 2023.

[5] (4 de junio de 2023). *Amazon.com: Ultrasonic Milk Analyzer Ekomilk Bond Total: Industrial & Scientific*. Available: https://www.amazon.com/Ultrasonic-Analyzer-Ekomilk-Bond-Total/dp/B089QB5BVY

[6] (4 de junio de 2023). *Amazon.com: Ekomilk Ultra 40S Ultrasonic Milk Analyzer: Industrial & Scientific*. Available: https://www.amazon.com/dp/B0914GTPQ5/ref=aod_recs_desktop_prsubs_0

[7] (4 junio de 2023). *Amazon.com: Lactoscan Milk analyzers : Industrial & Scientific*. Available: https://www.amazon.com/AjantaExports-Lactoscan-Milk-analyzers/dp/B0946DGXQ4

[8] (4 de junio de 2023). *Hiyi - Julie X High Accurate And Is Fully Automatic Dairy Milk Analyzer - Buy Pasteurized Soy Milk Analyzer,Milk Fat Milk Analyzer,Ultrasonic Milk Analyzer Product on Alibaba.com*. Available: https://www.alibaba.com/product-detail/HiYi-Julie-X-High-accurate-and_1600230006309.html?spm=a2700.details.0.0.6b4113435H0err

[9] Y. Velásquez, R. Ventura, M. Villarreal, and A. Campos, "Detección de la adulteración de la leche mediante sensor óptico," *Revista de Iniciación Científica*, vol. 7, Available: https://revistas.utp.ac.pa/index.php/ric/article/view/3248

[10] M. Habibullah and e. al., "Low-Cost Multispectral Sensor Array for Determining Leaf Nitrogen Status," *Nitrogen,* vol. 1, no. 1, 2020.

[11] L. A. Infantes Otero, "Aplicación de la espectroscopia THz en el Análisis no Invasivo de Alimentos: Una revisión," Universidad Nacional de Frontera, 8 abril 2023, 2022.

[12] A. S. Ivanova, A. D. Merkuleva, S. V. Andreev, and K. A. Sakharov, "Method for determination of hydrogen peroxide in adulterated milk using high performance liquid chromatography," *Food Chemistry,* vol. 283, 2019.

[13] M. M. N. Shahrabani and S. B. Mansor, "Calibration And Testing A Low Cost Spectrometer For Ground Measurement Mustafa," vol. 9, no. 9, 2020.

[14] (16 de noviembre de 2023). *Adulteración de alimentos: Métodos analíticos actuales para detección de fraudes alimentarios*. Available: https://food.r-biopharm.com/es/analitos/adulteracion-de-alimentos/

[15] (2024, 25 de agosto de 2025). *Interaction of EM Radiation with Matter: Spectrscopy*. Available: https://www.jove.com/es/science-education/v/13023/interaction-of-em-radiation-with-matter-spectroscopy

[16] E. Acevedo Santana, "Implementación de un sistema de detección de adulterantes," Ing., Facultad de Ingeniería Automática y Biomédica, Universidad Tecnológic de La Habana José Antonio Echeverría (CUJAE), 2023.

[17] (12 de noviembre de 2023). *Raspberry Pi Documentation - Raspberry Pi hardware*. Available: https://www.raspberrypi.com/documentation/computers/raspberry-pi.html#raspberry-pi-3-model-b

[18] (4 de diciembre de 2023). *ESP32 / ESP8266 | Arduino Documentation*. Available:

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

https://docs.arduino.cc/arduino-cloud/guides/ESP32

[19] (11 de noviembre de 2023). *The Internet of Things with ESP32*. Available: http://ESP32.net/

[20] "AS7265X pdf, AS7265X Description, AS7265X Datasheet, AS7265X view ::: ALLDATASHEET," ed.

[21] (12 de noviembre de 2023). *Conceptos básicos de HTML - Aprende desarrollo web | MDN*. Available: https://developer.mozilla.org/es/docs/Learn/Getting_started_with_the_web/HTML_basics

[22] (12 de noviembre de 2023). *CSS | MDN*. Available: https://developer.mozilla.org/es/docs/Web/CSS

[23] (12 de noviembre de 2023). *JavaScript | MDN*. Available: https://developer.mozilla.org/es/docs/Web/JavaScript

[24] (12 de noviembre de 2023). *Get started with Bootstrap*. Available: https://getbootstrap.com/docs/5.3/getting-started/introduction/

[25] *AdminLTE*. Available: https://app-generator.dev/docs/templates/boostrap/adminlte.html

[26] *AdminLTE Boostrap Admin Dashboard Template*. Available: https://adminlte.io/

[27] "¿Qué es Python y para qué se usa? Guía para principiantes," in *Cursera*, ed.

[28] B. W. Kernighan and D. M. Ritchie, *El lenguaje de programación C*. Pearson Educación, 1991.

[29] (12 de noviembre de 2023). *Django*. Available: https://www.djangoproject.com/

[30] *The Definitive Guide to Django: Web Development Done Right*. Apress, 2009.

[31] (16 de noviembre de 2023). *¿Qué es TensorFlow y para qué sirve?* Available: https://www.incentro.com/es-ES/blog/que-es-tensorflow

[32] (16 de noviembre de 2023). *TensorFlow Lite para microcontroladores*. Available: https://www.tensorflow.org/lite/microcontrollers?hl=es-419

[33] C. Lozares Colina and P. López-Roldán, "El análisis multivariado: definición, criterios y clasificación," *Papers : revista de sociologia,* no. 37, 1991.

[34] R. Cepero Ruíz, "Diseño de un sistema de medición con sensor espectroscópico para detectar adulterantes en la leche," Ing. , Facultad de Ingeniería Automática y Biomédica, Universidad Tecnológica de La Habana José Antonio Echeverría (CUJAE), 2023.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Somnolencia al Volante: Detección no invasiva basada en Visión Artificial y Deep Learning

Sebastián M. Heredia, Ricardo Petrino, Jesús R. García
Departamento de Electrónica
Universidad Nacional de San Luis
San Luis, Argentina
sebastianmheredia@gmail.com, rpetrinodlv@gmail.com, jgarcia@unsl.edu.ar

***Resumen*—La conducción en estado de somnolencia ha sido identificada como una causa relevante en numerosos accidentes de tránsito. Por lo tanto, la capacidad de detectar a los conductores somnolientos es esencial para crear un transporte inteligente y seguro. Se han realizado numerosas investigaciones para resolver el problema mediante diferentes técnicas, pero ninguna de ellas es viable para la producción en masa. En este trabajo, se presenta un enfoque basado en visión artificial y Deep Learning para la clasificación del estado de somnolencia a partir de imágenes faciales. Para ello, se emplea una arquitectura CNN separable en profundidad además del conjunto de datos Frame Level Driver Sleep Detection (FL3D). Los resultados obtenidos mediante el modelo propuesto alcanzan una precisión del 98 % en el conjunto de datos considerado. Este estudio se enmarca como una transición hacia investigaciones futuras orientadas a la optimización del modelo, inferencia desde cámara en tiempo real e implementación en un dispositivo embebido con limitaciones de hardware.**

***Palabras clave*—detección, somnolencia, visión artificial, aprendizaje profundo, modelo, clasificación, fotogramas**

I. Introducción

El sueño es un estado reversible, de respuesta disminuida a estímulos y poco movimiento para el cual usualmente se adopta una postura determinada, siendo un fenómeno biológico activo, cíclico y necesario para la supervivencia. La somnolencia se puede definir como la dificultad para permanecer despierto incluso mientras se realizan actividades. La privación o falta de sueño es el principal contribuyente a la somnolencia al conducir [7]. La misma deteriora variables funcionales psicomotoras y neurocognitivas, tales como el tiempo de reacción, la capacidad de vigilancia, juicio y atención, así como el procesamiento de la información [6]; factores determinantes para un adecuado desempeño de la conducción.

Las lesiones producidas por accidentes de tráfico son la octava causa principal de muerte en todo el mundo [7]. Alrededor de 1,19 millones de personas mueren cada año como resultado de accidentes de tránsito. Entre 20 y 50 millones de personas más sufren lesiones no fatales, y muchas incurren en una discapacidad [4]. Durante años, el público, los medios y las autoridades reguladoras han responsabilizado a los efectos de la excesiva velocidad y el consumo de alcohol como las principales causas de accidentes viales. Sin embargo, es importante destacar que la conducción somnolienta (quedarse dormido mientras se conduce) representa un factor crítico en la ocurrencia de accidentes de tránsito y otros escenarios de riesgo.

En este contexto, surge la necesidad de desarrollar sistemas automáticos que permitan detectar de manera precisa y no invasiva el estado de somnolencia de un individuo. A estos algoritmos y dispositivos se los puede clasificar en tres grandes grupos: los que están basados en variables fisiológicas, los basados en el comportamiento facial determinado mediante visión artificial y los basados en parámetros del vehículo. Los segundos destacan por su mayor valoración debido a su exactitud y a que son mínimamente invasivos. Además, los avances en inteligencia artificial, y en particular en visión artificial y Deep Learning, han abierto nuevas posibilidades para el análisis automatizado de señales visuales asociadas al comportamiento humano.

Este trabajo propone un sistema basado en redes neuronales convolucionales (CNN) para la clasificación del estado de somnolencia a partir de imágenes faciales. El modelo busca identificar patrones visuales característicos de la somnolencia, tales como bostezos y microsueños. A diferencia de otros enfoques, el sistema apunta a ser no intrusivo, adaptable y escalable a distintos contextos, como la monitorización de conductores o entornos laborales de alto riesgo. Asimismo, prioriza el bajo costo computacional, facilitando su integración en dispositivos embebidos.

El presente documento se organiza de la siguiente manera: en la Sección II se revisan trabajos relacionados; la Sección III describe la metodología utilizada, detalla el modelo propuesto y los resultados obtenidos; la Sección IV presenta las limitaciones encontradas; y finalmente, la Sección V discute las conclusiones y posibles trabajos futuros.

II. Trabajos relacionados

La detección de somnolencia en conductores es una línea de investigación clave en el desarrollo de sistemas avanzados de asistencia al conductor (ADAS), debido a su impacto directo en la seguridad vial. Actualmente, los fabricantes de automóviles están incorporando elementos de alta tecnología en sus modelos con la finalidad de aumentar la misma. Los enfoques planteados para abordar esta problemática se agrupan habitualmente en tres categorías principales: sistemas invasivos, no invasivos, y basados en parámetros del vehículo.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Los *sistemas invasivos* están basados principalmente en señales fisiológicas, como la actividad eléctrica cerebral (EEG), ritmo cardíaco (ECG) o la conductancia de la piel (EDA). Estos métodos ofrecen alta precisión, pero requieren sensores de contacto directo con el usuario, lo cual limita su adopción práctica en vehículos comunes.

Por su parte, los *sistemas no invasivos* se apoyan en tecnologías como la visión artificial para analizar señales externas, particularmente expresiones faciales, parpadeo, movimiento ocular, postura de la cabeza y bostezos. Con la incorporación de redes neuronales y otros modelos de Deep Learning, estos sistemas han mejorado significativamente en precisión y robustez.

Por otro lado, los *sistemas basados en parámetros del vehículo* analizan el comportamiento de conducción como las desviaciones en el carril, patrones de frenado o aceleración, etc. Aunque son útiles como indicadores complementarios, estos suelen ser sensibles a factores externos como el estado del camino, el clima o el estilo individual de conducción.

A pesar del progreso en el área, se destaca que uno de los principales desafíos sigue siendo la escasez de bases de datos públicas que reflejen condiciones reales de conducción y que cuenten con diversidad étnica, de género y edad.

III. Metodología

La metodología propuesta para la detección de somnolencia se basa en el análisis y procesamiento a nivel de cuadro de imágenes faciales usando técnicas de visión artificial y Deep Learning. El objetivo es desarrollar un sistema no invasivo capaz de clasificar el estado del conductor en función de tres marcadores visuales en su rostro: actividad de bostezo, presencia de microsueños o estado de atención plena.

Para el desarrollo e implementación del sistema presentado se utiliza el lenguaje de programación Python, junto con distintas bibliotecas especializadas en ciencia de datos y aprendizaje profundo. En particular, se emplean TensorFlow 2.18.0 y Keras 3.8.0 para la construcción, entrenamiento y evaluación del modelo de redes neuronales, Pandas para la manipulación y análisis de datos tabulares, scikit-learn para la evaluación estadística del modelo, NumPy para operaciones numéricas, Matplotlib para la visualización de resultados, mientras que el procesamiento de imágenes se realiza con OpenCV.

El flujo de trabajo se lleva a cabo en entornos interactivos como Kaggle Notebooks y principalmente Google Colab, lo que permite una experimentación con acceso a aceleradores como GPU y facilidad para compartir y reproducir el proyecto realizado.

La secuencia general del sistema está compuesta por las siguientes etapas: adquisición de datos, preprocesamiento, entrenamiento del modelo y evaluación del desempeño. La Fig. 1 muestra el esquema del proceso.

A. *Adquisición de datos*

El sistema hace uso del conjunto de datos FL3D disponible en la plataforma Kaggle [3], que es una versión derivada del dataset NITYMED (Night-Time Yawning-Microsleep-Eyeblink-driver Distraction), proporcionado por [5]. Está compuesto por fotogramas de 130 videos que muestran conductores en automóviles reales, moviéndose en condiciones nocturnas. Los videos han sido capturados por una cámara instalada en el tablero del automóvil y poseen distintas condiciones de iluminación. Los conductores participantes son 11 hombres y 10 mujeres con diferentes características (color de pelo, barba, anteojos, etc.).



Fig. 1. Flujo general.

- Todos los fotogramas correspondientes a sesiones de microsueño en las que el conductor tiene los ojos cerrados están etiquetados como "*microsleep*". En teoría, se podría experimentar una sesión de microsueño con los ojos abiertos, sin embargo, tales escenarios no se consideran.
- Todos los fotogramas asociados a la actividad de bostezo en la que la boca del conductor está abierta por más de aprox. 2,5 centímetros están etiquetados con "*yawning*".
- Los fotogramas correspondientes a un estado de atención sostenida por parte del individuo se clasifican como "*alert*".
- Los fotogramas en los que los conductores parpadean se eliminan y no se incluyen.

En la Fig. 2 se muestra un subconjunto aleatorio de las imágenes presentes en la colección de datos.

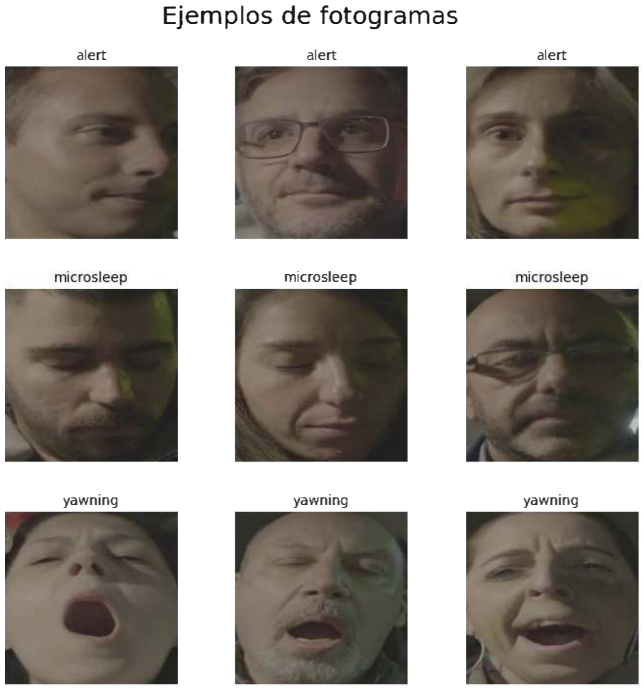


Fig. 2. Imágenes aleatorias disponibles en el subconjunto de entrenamiento.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

El conjunto de datos se organiza en una estructura de carpetas, donde cada subcarpeta corresponde a los fotogramas de un video específico de NITYMED. Cada imagen está preprocesada para contener únicamente el rostro del conductor, descartando información irrelevante del fondo o del entorno vehicular, por lo que presentan resoluciones variables. La detección del rostro mediante técnicas de detección facial no forma parte de este trabajo.

Por otra parte, las muestras están etiquetadas a partir de observadores externos, donde la ruta de cada imagen y la etiqueta correspondiente (diccionario) dentro de los conjuntos de entrenamiento, validación y prueba se encuentran en archivos independientes con formato JSON, uno para cada subconjunto. De esta forma, para el tratamiento y visualización del conjunto de datos, es necesario convertir dichos archivos a estructuras de tipo DataFrame utilizando la biblioteca Pandas. Esta conversión posibilita realizar análisis exploratorios, verificaciones de balance de clases y la preparación de lotes para el entrenamiento.

En la Tabla I se presenta un resumen del número de imágenes disponibles por clase en cada subconjunto del dataset.

Tabla I
CANTIDAD DE IMÁGENES EN EL DATASET

Etiqueta	Cantidad de imágenes por subconjunto		
	Entrenamiento	***Validación***	***Prueba***
alert	35483	1743	1728
microsleep	8074	390	416
yawning	4770	369	358
TOTAL	48327	2502	2502

Es importante destacar que el conjunto de validación y prueba incluye tres mujeres y dos hombres, entre los cuales las dos mujeres y un hombre son conductores completamente nuevos, que no están presentes en el conjunto de entrenamiento.

Como se aprecia en la Tabla I, hay un desequilibrio significativo en la distribución de clases, siendo la clase etiquetada como “alert” (atención plena) considerablemente más numerosa que el resto. Para evitar que el modelo aprenda un sesgo hacia esta clase mayoritaria, se opta por limitar el número de muestras de dicha categoría en el conjunto de entrenamiento, resultando la distribución de la Fig. 3.



Fig. 3. Gráfico de barras del conjunto de entrenamiento corregido.

Si bien se sigue teniendo un desbalance en el subconjunto, es fundamental contar con una cantidad adecuada de imágenes en el conjunto de entrenamiento ya que los modelos de Deep Learning requieren grandes volúmenes de datos para aprender representaciones robustas y generalizables. Cuantas más muestras estén disponibles, mayor será la capacidad del modelo para captar variaciones sutiles en las expresiones faciales, condiciones de iluminación, diversidad étnica y ángulos de visión. Es por ello que, en este caso, se recurre a técnicas como el aumento de datos (*data augmentation*) para compensar la escasez y evitar el sobreajuste (*overfitting*), así como también la ponderación de clases durante el entrenamiento para penalizar con mayor intensidad los errores cometidos sobre clases menos representadas. Estas estrategias se describen en detalle en secciones posteriores.

Cabe señalar que estas técnicas incrementan el costo computacional y el tiempo de entrenamiento, lo cual representa un desafío debido a la limitación de recursos de hardware. En consecuencia, se realizaron múltiples pruebas para encontrar un punto de equilibrio entre desempeño del modelo y eficiencia computacional.

B. Preprocesamiento de Datos

Se requieren diferentes pasos de preprocesamiento para adaptar las imágenes y etiquetas a un formato compatible con la arquitectura del modelo y mejorar la generalización del sistema y consistencia del aprendizaje. La normalización, el redimensionamiento, el aumento del conjunto de datos artificialmente, la codificación de las etiquetas y la distribución aleatoria de los datos son los principales objetivos de preprocesamiento abordados en este estudio.

- **Normalización**
  Todas las imágenes son normalizadas a valores en el rango [0, 1] dividiendo cada pixel entre 255. Esta transformación permite estabilizar el entrenamiento y facilitar la convergencia del modelo al reducir el rango de entrada de los valores de intensidad. Se integra como parte del modelo.
- **Redimensionamiento**
  Dado que las imágenes presentaban resoluciones variables, se redimensionaron a un tamaño fijo de 180x180 px. Esta operación asegura consistencia en las dimensiones de entrada durante el entrenamiento y la inferencia.
- **Data Augmentation**
  Para aumentar la variabilidad general del conjunto de entrenamiento, se aplicaron transformaciones aleatorias como rotaciones, desplazamientos horizontales y verticales, zoom, cambios de brillo y contraste, deformación trapezoidal, desenfoque gaussiano y volteo horizontal. Estas operaciones se realizaron en tiempo real (*on the fly*) mediante generadores de datos *ImageDataGenerator*, lo cual mejora la robustez del modelo sin aumentar el tamaño físico del dataset.
- **Codificación One-Hot**
  Las etiquetas son convertidas a formato *one-hot encoding*, lo que permite representar las clases como vectores

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

binarios adecuados para funciones de pérdida categóricas como Categorical Crossentropy.

- **Mezcla aleatoria (Shuffle)**
  Antes de cada época de entrenamiento, los datos se mezclan aleatoriamente para evitar que el modelo aprenda patrones basados en el orden de presentación de los ejemplos, lo cual es especialmente útil dado que también se combinan datos originales y aumentados.

C. *Arquitectura del Modelo*

Para la clasificación del estado de somnolencia, se emplea una versión reducida de la arquitectura Xception (Extreme Inception), una de las redes neuronales profundas más relevantes en la historia del aprendizaje profundo para clasificación de imágenes. Esta arquitectura, propuesta por François Chollet [1], se basa en convoluciones separables en profundidad (depthwise separable convolutions), lo que permite reducir significativamente la cantidad de parámetros sin perder capacidad de aprendizaje, siendo ideal para implementaciones eficientes en dispositivos de recursos limitados.

La versión utilizada en este trabajo mantiene la estructura central de Xception, como bloques de entrada, bloques intermedios con conexiones residuales para facilitar el flujo de gradientes, y bloques de salida, pero con un número menor de filtros y capas. Asimismo, incluye convoluciones separables con función de activación ReLU (Rectified Linear Unit), normalización por batch para estabilizar el entrenamiento, mecanismos de regularización mediante dropout para reducir el overfitting y una capa densa final con función de activación softmax para predecir probabilidades sobre las tres clases indicadas anteriormente. Por lo tanto, el modelo completo cuenta con un total de aproximadamente 2,733 millones de parámetros (10,43 MB), de los cuales:

- Parámetros entrenables: ~2,724 millones (10,39 MB)
- Parámetros no entrenables: 8288 (32,38 KB)

Con respecto a la compilación del modelo, se define como función de pérdida la *categorical crossentropy* y, como optimizador, se emplea la función *Adam* (Adaptive Moment Estimation), donde la tasa de aprendizaje inicial se establece en 1e-4.

Como se mencionó previamente, para mitigar el impacto del desbalance de clases, se aplica una estrategia de ponderación. Esta técnica consiste en asignar mayor peso a las clases con menor cantidad de muestras, de modo que los errores cometidos sobre estas tengan más impacto en la función de pérdida. En el presente estudio, los pesos se calculan automáticamente utilizando la función *compute_class_weight* de la biblioteca scikit-learn, en su modo “balanced”, que ajusta los pesos en función del número total de muestras y la frecuencia relativa de cada clase. Como resultado, se obtienen los siguientes pesos de clase: 0,7615 para la clase *alert*, 0,9431 para la clase *microsleep* y 1,5964 para la clase *yawning*.

D. *Entrenamiento del modelo*

El entrenamiento del modelo se lleva a cabo durante un máximo de 15 épocas en sesiones ejecutadas con aceleración por GPU (NVIDIA Tesla T4). Se utilizan lotes de tamaño 128 para el conjunto de entrenamiento y de 64 para el conjunto de validación y prueba, a fin de optimizar el uso de recursos.

Con el objetivo de evitar el overfitting y mejorar la eficiencia del entrenamiento, se implementan los siguientes callbacks:

- **EarlyStopping**
  Este callback se configura para monitorear la métrica de pérdida en el conjunto de validación y detiene el entrenamiento si no se observa mejora durante un número consecutivo de épocas definido como paciencia, lo que permite reducir el overfitting y acortar el tiempo de entrenamiento. En este trabajo, se aplica una paciencia de 5 épocas.
- **ReduceLROnPlateau**
  Para mejorar la convergencia del modelo en fases más lentas del aprendizaje, se utiliza *ReduceLROnPlateau*, lo que posibilita reducir la tasa de aprendizaje automáticamente cuando la pérdida en validación se estanca. Es decir, ayuda al modelo a escapar de mínimos locales y refina su capacidad de generalización. Se configura con una tasa mínima de 1e-7, una paciencia de 3 épocas y con un factor de reducción de 0,2.

Como resultado, en la mayoría de las sesiones, el entrenamiento convergió entre 10 y 15 épocas. Cada época tuvo un promedio de 179 pasos, determinado automáticamente por el generador de datos en función del número de imágenes y el tamaño del batch. Además, el tiempo promedio por época osciló entre 260 y 323 segundos en GPU.

Por otro lado, durante el proceso de entrenamiento, se registraron las métricas de precisión (*accuracy*) y pérdida (*loss*) tanto para el conjunto de entrenamiento como de validación. Estas métricas fueron graficadas para evaluar el comportamiento del modelo, ya que permiten observar tendencias, posibles signos de *overfitting*, *underfitting* o estancamiento del aprendizaje, así como la eficacia de los callbacks implementados, como se expone en las Figs. 4 y 5.

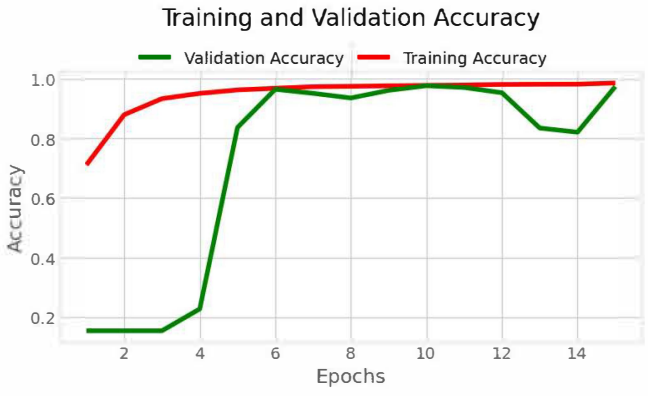


Fig. 4. Evolución de la precisión (accuracy) en entrenamiento y validación.

En la Fig. 4 se observa un aumento progresivo de la precisión en el conjunto de entrenamiento a lo largo de las épocas, lo que indica que el modelo es capaz de aprender patrones

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

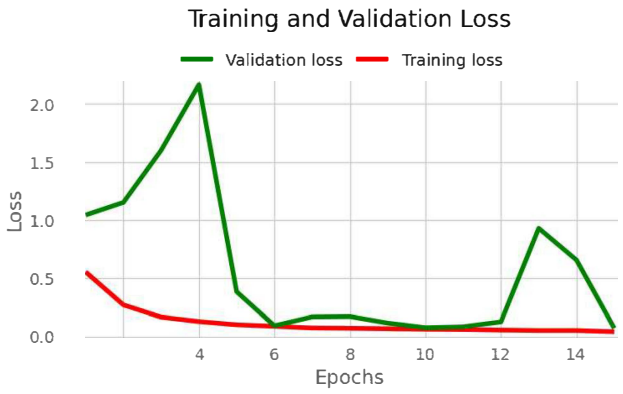


Fig. 5. Evolución de la pérdida (loss) en entrenamiento y validación.

relevantes a partir de los datos. La precisión en validación también mejora, aunque con leves caídas que coinciden con el aumento de *validation loss*, sin embargo, tiende a estabilizarse en torno a la época 15.

La Fig. 5 muestra que la pérdida en entrenamiento (*training loss*) disminuye de forma estable. En paralelo, a medida que progresa el entrenamiento, la pérdida en el conjunto de validación tiende hacia una estabilización, aunque presenta momentos de oscilación que reflejan cierta inestabilidad en el proceso. Esto sugiere que el learning rate podría ser inicialmente alto y que el modelo, tras alcanzar un buen punto de optimización, se desvía. Sin embargo, gracias al uso de *ReduceLROnPlateau*, se produce una reducción automática del learning rate, permitiendo que el modelo se recupere y vuelva a mejorar su rendimiento en epoch 15. Por otro lado, también es importante reiterar que el conjunto de validación contiene ejemplos más difíciles, lo cual puede estar generando picos en la *validation loss* incluso cuando el modelo está aprendiendo correctamente. Esto no implica un mal desempeño del modelo, sino más bien que está enfrentando un desafío real al tratar de generalizar frente a datos nuevos y más difíciles.

En general, tras la recuperación del modelo, se observa una buena correspondencia entre ambas curvas. Esto evidencia que el modelo no memoriza los datos de entrenamiento, sino que aprende representaciones útiles y transferibles al conjunto de validación.

E. Resultados y Evaluación

Una vez completado el entrenamiento, el modelo se evalúa utilizando el conjunto de prueba, el cual contiene datos no vistos durante el entrenamiento ni la validación. Esta etapa es fundamental para estimar la capacidad real del modelo para generalizar ante nuevas situaciones y personas, así como también, analizar su desempeño de forma cuantitativa y cualitativa.

Se emplearon distintas métricas para obtener una evaluación integral del modelo. A continuación, se describen las mismas.

- **Evaluación general del modelo**
  Mediante la función *model.evaluate()* de Keras se obtienen las métricas principales de desempeño sobre el conjunto de prueba. De esta forma, el modelo alcanzó una precisión global de aproximadamente 98 %, con una pérdida de 0,07, indicando un buen ajuste general.
- **Matriz de confusión**
  La Fig. 6 muestra la matriz de confusión obtenida sobre el conjunto de prueba. Se observa que el modelo clasifica correctamente la mayoría de las muestras, con la mayor parte de los valores concentrados en la diagonal principal, lo que indica una alta tasa de aciertos por clase.

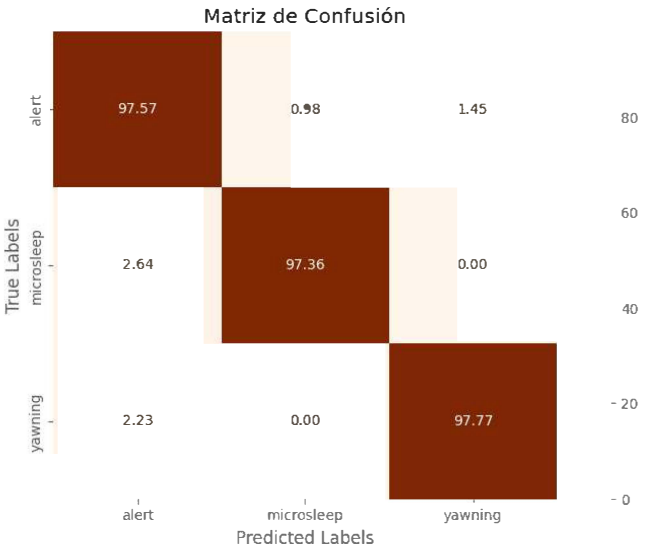


Fig. 6. Matriz de confusión (% por clase real).

- **Reporte de clasificación**
  Se generó el reporte de clasificación obteniendo las métricas por clase de la Tabla II.

Tabla II
REPORTE DE CLASIFICACIÓN

	precision	recall	f1-score	support
alert	0,988856	0,975694	0,982231	1728
microsleep	0,959716	0,973558	0,966587	416
yawning	0,933333	0,977654	0,954980	358
accuracy	0,975620	0,975620	0,975620	2502
macro avg	0,960635	0,975635	0,967933	2502
weighted avg	0,976067	0,975620	0,975731	2502

Las métricas muestran un rendimiento alto en general. La alta precisión y recall en todas las clases, incluso en las minoritarias, evidencian un buen desempeño, mostrando que el modelo maneja adecuadamente el desbalance de clases sin perder la capacidad para identificar correctamente las categorías menos frecuentes.

- **Casos con ejemplos visuales**
  Para analizar cualitativamente el desempeño del modelo, se visualizaron predicciones sobre imágenes del conjunto de prueba, comparando la etiqueta real y la predicha, como se aprecia en la Fig. 7. Nuevamente, se constata que, en general, la precisión es alta.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

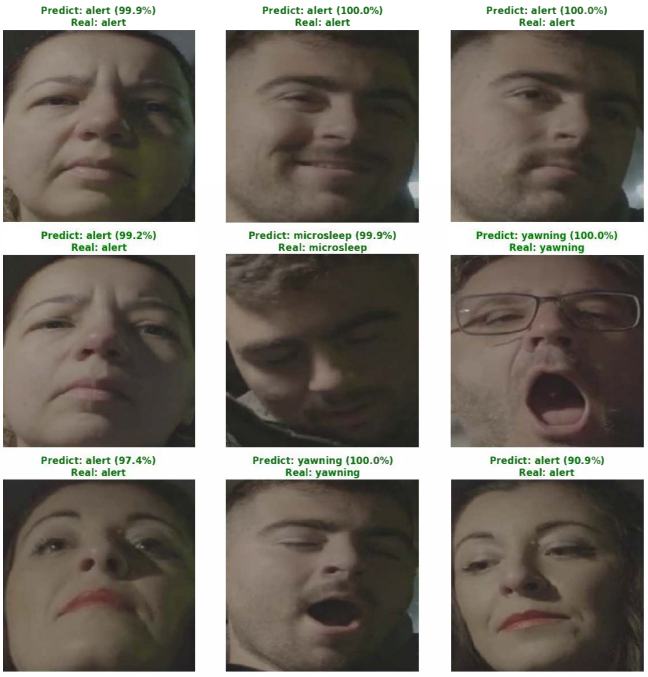


Fig. 7. Predicción sobre imágenes aleatorias.

- **Pruebas preliminares en tiempo real en entorno local** Como etapa final de evaluación del modelo, se realizaron pruebas preliminares de inferencia en tiempo real sobre imágenes individuales de una secuencia de video disponible en el dataset FL3D, empleando un entorno local de ejecución (PC). Esto tuvo como finalidad analizar la viabilidad de uso del modelo y detectar posibles problemas antes de abordar etapas posteriores de optimización e implementación en dispositivos de recursos limitados.

  Para llevar a cabo las evaluaciones, se utilizó la configuración mostrada en la Tabla III.

Tabla III
CONFIGURACIÓN DEL ENTORNO LOCAL

Recurso	Especificación
Arquitectura	x64
Sistema operativo	Windows 11 Home
CPU	AMD Ryzen 5 4600H
RAM	16 GB

  Todas las pruebas se realizaron en CPU, sin aceleración por GPU, ya que el enfoque es observar el comportamiento base del modelo sin ninguna forma de optimización, por lo tanto, el mismo aún puede beneficiarse de reducción de tamaño, mejoras en latencia, etc.

  El flujo de prueba fue implementado en un script local de Python, el cual ejecuta la inferencia sobre 661 fotogramas almacenados en una carpeta. A cada imagen se le aplica preprocesamiento, se infiere la clase correspondiente y se mide el tiempo de respuesta. Los resultados obtenidos se visualizan en la Tabla IV. A pesar de no haber sido optimizado, el modelo mantiene una precisión consistente, con un tiempo de inferencia que resulta razonable.

Tabla IV
RESULTADOS DE EVALUACIÓN LOCAL

Métrica	Valor
Tiempo promedio (CPU)	160 ms por imagen
Tiempo mínimo registrado	136 ms
Tiempo máximo registrado	200 ms

IV. LIMITACIONES

Este estudio aporta una solución basada en visión artificial cuya aplicación en escenarios reales presenta algunas limitaciones que vale aclarar:

El sistema posee cierta sensibilidad a las condiciones de iluminación, como variaciones en la luz, sombras, contraluces, entre otros, pudiendo afectar la calidad de las predicciones.

El modelo puede producir falsos positivos/negativos en gestos similares a bostezos que pueden confundirse con somnolencia, o microsueños muy breves pueden no ser detectados.

La precisión del modelo puede verse disminuida debido a la dependencia de la visibilidad facial, por ejemplo, en posiciones no frontales, uso de anteojos en general, barbijos o manos en el rostro.

V. CONCLUSIONES

Finalmente, se puede concluir este trabajo mediante los objetivos alcanzados con el desarrollo del modelo de redes neuronales para la predicción del estado de somnolencia de un conductor.

El sistema presentado demuestra la viabilidad de utilizar redes neuronales para la detección no invasiva de somnolencia a partir de imágenes faciales de conductores, que puede operar de forma pasiva y continua con una precisión adecuada y errores razonables en clases de difícil distinción, de acuerdo a las métricas obtenidas, junto con el análisis visual.

Si bien se requiere avanzar en aspectos de robustez y despliegue, los resultados obtenidos constituyen un aporte relevante para el desarrollo de tecnologías de prevención y monitoreo en entornos donde el estado de alerta es crítico, como sistemas ADAS y control de operadores en transporte público, maquinaria, aviación o centrales de control.

El modelo se basa en una arquitectura ampliamente conocida y eficiente, lo que permite una buena relación entre rendimiento y uso de recursos de hardware. Además, el flujo de diseño es reproducible y adaptable, posibilitando escalar la solución a otras tareas relacionadas.

Para trabajos futuros, se propone ampliar y enriquecer el conjunto de datos, incorporando diferentes contextos de iluminación y entornos, posiciones no frontales, uso de distintos tipos de anteojos, mayor diversidad étnica, etc; también realizar la detección del rostro y predicción en tiempo real para su posterior implementación en dispositivos embebidos, optimizando el rendimiento sin perder precisión. Esto puede

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

incluir la vinculación con sensores externos, como cámaras infrarrojas, para construir un sistema más robusto.

REFERENCIAS

[1] F. Chollet, "Xception: Deep Learning with Depthwise Separable Convolutions." *Proceedings of the IEEE conference on computer vision and pattern recognition*. 2017. [En línea]. Disponible: www.doi.org/10.48550/arXiv.1610.02357. [Consultado: 03-ago-2025].

[2] Keras Team, "Keras API Documentation". [En línea]. Disponible: https://keras.io/api/ [Consultado: 12-ago-2025].

[3] M. Muc, "Frame Level Driver Drowsiness Detection (FL3D)". [En línea]. Disponible: www.kaggle.com/datasets/matjazmuc/frame-level-driver-drowsiness-detection-fl3d. [Consultado: 30-jul-2025].

[4] Organización Mundial de la Salud, "Lesiones por accidentes de tránsito". [En línea]. Disponible: www.who.int/news-room/fact-sheets/detail/road-traffic-injuries. [Consultado: 03-ago-2025].

[5] N. Petrellis, N. Voros, C. Antonopoulos, G. Keramidas, P. Christakos, P. Mousouliotis, "NITYMED", IEEE Dataport. Julio 24, 2022. doi:10.21227/85xe-3f88.

[6] J. Rey de Castro, J. Gallo, H. Loureiro, "Cansancio y somnolencia en conductores de ómnibus y accidentes de carretera en el Perú: estudio cuantitativo". *Rev. Panam. Salud Pública*, 16(1), pp. 11-18, 2004. [En línea]. Disponible: www.scielosp.org/pdf/rpsp/v16n1/22180.pdf. [Consultado: 03-ago-2025].

[7] S. Saleem, "Evaluación del riesgo de accidentes de tráfico relacionados con la somnolencia durante la conducción: una revisión sistemática", *East Mediterr. Health J.*, vol. 28, no. 9, pp. 695-700, 2022. [En línea]. Disponible: doi.org/10.26719/emhj.22.055. [Consultado: 03-ago-2025].

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Implementación de un modelo simple de aprendizaje de señales sensoriales en ESP32

Gustavo Monte
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional Del Neuquén
Plaza Huincul, Argentina
gustavo.monte@ieee.org

Pablo Garcia Bruna
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional Del Neuquén
Plaza Huincul, Argentina
pablicicu6@gmail.com

Mariana Herrera
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional Del Neuquén
Plaza Huincul, Argentina
m_rh2000@hotmail.com

***Resumen*— Este trabajo presenta un modelo eficiente para microcontroladores que permite extraer información relevante de señales sensoriales y distinguir entre comportamientos normales y anómalos. A pesar de la creciente capacidad de cómputo disponible en el borde, gran parte de este potencial permanece subutilizado. En este contexto, resulta crítico procesar localmente las señales para comprender adecuadamente los fenómenos adquiridos. El modelo propuesto se basa en una matriz de estados que integra dos dimensiones esenciales de la señal: su valor en un rango definido y su evolución temporal. A partir de esta representación, se construye un mecanismo de autoaprendizaje que utiliza las probabilidades de transición entre estados y la duración de permanencia en cada uno, lo que permite identificar condiciones de normalidad o anomalía y, en consecuencia, mejorar la percepción y entendimiento del entorno.**

Palabras clave—Procesamiento en el borde, autoaprendizaje, representación de señales de sensores, microcontroladores.

I. INTRODUCCION

Las decisiones y acciones de un sistema dependen directamente de las señales adquiridas por sensores. Los sistemas digitales basados en sensores transforman estas señales en información que guía tanto a los humanos como a los procesos automatizados [1]. Una percepción incorrecta puede derivar en accidentes graves, daños ambientales y pérdidas económicas. Sin embargo, extraer información y conocimiento a partir de datos sensoriales en entornos heterogéneos sigue siendo un desafío. Incluso la simple tarea de diferenciar entre condiciones normales y anormales requiere un aprendizaje previo del comportamiento de la señal frente a diversos estímulos.

Si bien podría pensarse que la inteligencia en sistemas y sensores es consecuencia natural del incremento en capacidad de procesamiento y conectividad [2], la realidad es que un sistema no se vuelve inteligente únicamente por procesar más rápido. La verdadera inteligencia surge cuando esa capacidad adicional se emplea en algoritmos que mejoran la confiabilidad, permiten extraer conocimiento y respaldan decisiones informadas.

En sistemas complejos, como las Ciudades Inteligentes o sistemas industriales complejos, la información proviene de sensores heterogéneos y no convencionales, por ejemplo, la densidad del tráfico estimada mediante cámaras. Para la toma de decisiones es necesario correlacionar señales cuyo grado de relación no siempre es evidente; una perturbación en una señal puede afectar a otras que inicialmente no se consideraban vinculadas. En este contexto, los avances en Big Data han consolidado el paradigma de industria inteligente. El término "Big Data" hace referencia a grandes y complejos volúmenes de datos que combinan rastros digitales de actividades humanas con información sensorial [3]. La generación de estos datos crece a un ritmo acelerado [4], [5], y aún no está del todo claro cómo y dónde debe procesarse esta enorme cantidad de información.

En los últimos años, las técnicas de aprendizaje automático se han consolidado como herramientas fundamentales en dominios intensivos en datos, incluyendo medicina, astronomía, biología, industria y ciudades inteligentes. No obstante, el crecimiento exponencial en el volumen y la complejidad de los conjuntos de datos ha limitado la aplicabilidad de los enfoques tradicionales. La rápida adopción de herramientas basadas en inteligencia artificial sugiere que muchas de las tecnologías convencionales de análisis de datos quedarán obsoletas en un futuro cercano.

El objetivo de este trabajo es introducir un modelo novedoso, de baja complejidad computacional y adaptable a diferentes dominios de datos, diseñado para su implementación en microcontroladores. La propuesta se fundamenta en una estrategia de representación de señales que genera una estructura de información y conocimiento independiente de su naturaleza. Este marco metodológico permite identificar patrones recurrentes entre señales heterogéneas, proporcionando una base sólida para el análisis en sistemas complejos.

El modelo propuesto se implementa en el punto de adquisición, sobre sistemas embebidos, en concordancia con el paradigma de Edge Computing [6]. De este modo, es posible analizar el comportamiento de las señales, estimar estados, calcular estadísticas, detectar patrones de autoaprendizaje e identificar condiciones normales, anormales o inconsistentes. Además, este conocimiento puede compartirse con la nube para su integración en sistemas de mayor escala.

El resto de este artículo se organiza de la siguiente manera: en la Sección II se describe en detalle el modelo propuesto, incluyendo la representación de señales y las etapas de aprendizaje y monitoreo. En la Sección III se presentan resultados experimentales sobre diferentes señales y conjuntos de datos, destacando los beneficios del enfoque. La sección IV detalla la implementación en ESP32. Finalmente, en la Sección V se exponen las conclusiones y trabajo futuro.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

II. ALGORITMOS DE INFERENCIA

A. *Modelo de señal sensorial*

El objetivo del modelo es capturar la información que transporta una señal. Las señales de los sensores contienen la información del sistema físico que representan; por lo tanto, su trayectoria es acorde a la dinámica del sistema asociado. El análisis de estas trayectorias permite inferir el comportamiento del sistema, validar su representación y detectar posibles estados anómalos.

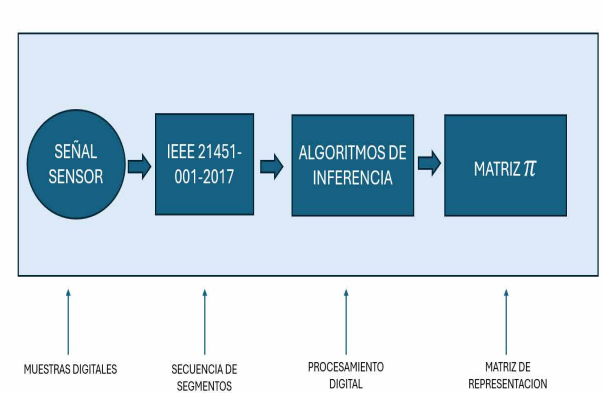


Fig. 1. Sintesis del modelo de aprendizaje . Se parte de muestras digitales que se convierten en secuencia de segmentos para culminar con una representacion matricial.

En la Fig. 1 se observa la síntesis del modelo. Se parte de una señal digitalizada con muestreo uniforme sobremuestreada. Estas muestras son procesadas por los algoritmos del estándar IEEE 21451-001-2017 [7]. La salida del estándar es una secuencia de segmentos que representan a la señal. la cual considera los datos de los sensores como una secuencia acotada de segmentos en lugar de muestras. La representación de una señal mediante muestreo uniforme no resulta adecuada para la comprensión ni facilita los procesos de inferencia de conocimiento. La razón principal es que se desconoce qué muestras contienen información y cuáles son redundantes.

Todas las señales presentan algún grado de redundancia [8]. Cuando se cumple la condición de sobremuestreo, el valor de la muestra pierde relevancia en la determinación de la información; en otras palabras, se genera redundancia. El estándar IEEE 21451-001 elimina las muestras redundantes manteniendo la estructura de la señal. Esta representación ofrece una plataforma de inferencia más simple y directa para la extracción de información sobre el comportamiento.

La propuesta es tomar pares de valores representativos de la señal y observar y registrar la dinámica de evolución de la relación entre los dos valores. En este trabajo, se propone representar la señal considerando dos aspectos fundamentales: su valor y su tendencia. La señal se clasifica en N estados. El rango de la señal se divide en K partes, y cada una de ellas en tres condiciones: señal en ascenso, en descenso y en reposo, como se muestra en la Fig. 2 para N=12 y k=4. A esta representación se la denominará matriz **Δ**. Cabe recordar que la señal sensorial incorpora la dinámica del sistema físico que representa. Por lo tanto, la dinámica de los estados, las probabilidades de transición y el tiempo de permanencia en cada estado permiten identificar el sistema representado por la señal.

Si se observa la evolución de la señal en la matriz Δ, se generan variables estocásticas que capturan la esencia del comportamiento de la señal, especialmente en procesos cíclicos. Las principales variables observadas son:

$\boldsymbol{P}_{ij}$ = probabilidad de transición de estado **i** al **j**.

$\boldsymbol{T}_{i_min}$ = Tiempo mínimo de permanencia en estado **i**.

$\boldsymbol{T}_{i_max}$ = Tiempo maximo de permanencia en estado **i**.

$\boldsymbol{T}_{i_ave}$ = Tiempo promedio de permanencia en estado **i**.

Para estimar las probabilidades de transición $\boldsymbol{P}_{ij}$, se construye una matriz **Π** de doce por doce para el caso específico de N=12 y k=4, en la que se acumulan las transiciones de estado a medida que evoluciona la señal. Una vez que la señal del sensor ha recorrido sus estados de operación cíclicos, las probabilidades de transición se calculan como el cociente entre el número de transiciones observadas y el total de transiciones que ocurren en la misma fila (1).

$$\boldsymbol{P}_{ij} = \frac{C_{ij}}{\sum_{j=1}^{12} C_{ij}} \qquad (1)$$

$$i = 1,2,3,\dots,12 \;;\; j = 1,2,3,\dots,12$$

La matriz **Π**, compuesta por 144 números reales, representa el comportamiento de la señal. A partir de la evaluación de la secuencia de probabilidades de transición, es posible determinar si la evolución de los estados en la matriz **Δ** corresponde a un comportamiento normal. Todo aquello que se aparta de la normalidad se clasifica en dos grandes

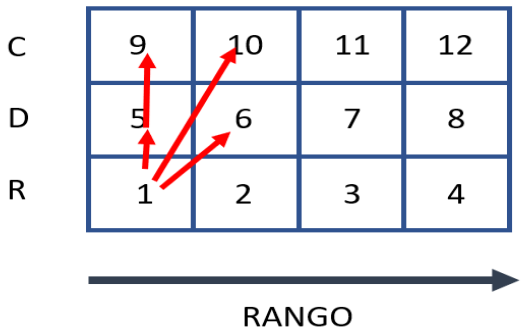


Fig. 2. Representación de la señal como una matriz de comportamiento versus rango. *D* indica que la señal decrece, *C* que crece y *R* que permanece en reposo. Las flechas muestran, a modo de ejemplo, las posibles transiciones desde el estado 1.

bloques, anormal e ilógico. Un patrón se considera ilógico cuando resulta físicamente imposible que dicho patrón manifieste ese comportamiento. Estos eventos pueden detectarse a través de las transiciones de estado en la matriz **Δ**; por ejemplo, cuando se viola el tiempo mínimo entre dos celdas no contiguas.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

B. Etapas de aprendizaje y seguimiento

Durante la etapa de aprendizaje se estiman las probabilidades de transición y los tiempos de evolución. Se proponen dos modelos de aprendizaje de la señal. El primero es el modelo básico denominado **SLM** (*Signal Learning Model*). La Fig. 3 muestra el esquema del **SLM**. Las entradas **UMBRAL MAX** y **UMBRAL MIN** corresponden a los umbrales para el monitoreo de la señal como se explica más adelante.

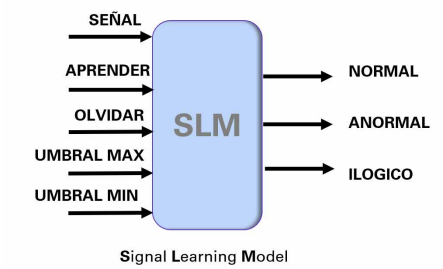


Fig 3. Modelo conceptual de aprendizaje **SLM**.

El modelo **SLM** utiliza aprendizaje supervisado, por lo que requiere las entradas *aprender* y *olvidar*. Cuando la señal *aprender* cambia de falso a verdadero, el modelo comienza a acumular las transiciones de estado en la matriz **Π**. Este proceso se mantiene mientras *aprender* permanezca en verdadero y concluye cuando retorna a falso. La entrada debe establecerse en falso una vez que la señal haya recorrido todos los estados posibles un número suficiente de veces para garantizar una estimación consistente de las probabilidades. La matriz **Π** se calcula mediante (1) y se almacena en memoria. El modelo permite aprender tanto condiciones de normalidad como de anormalidad. En este último caso, resulta recomendable incorporar anormalidades previamente definidas, tales como ruido en la señal, desconexión de un conductor, interferencia por frecuencia de línea o ruido impulsivo. Asimismo, pueden considerarse anormalidades específicas de interés, como los fenómenos de cavitación en señales de caudal y presión.

El segundo modelo de aprendizaje emplea datos estructurados en JSON (**J**ava**S**cript **O**bject **N**otation). Es sencillo de interpretar y generar para las máquinas [9], además de ser flexible y adaptable a nuevos datos, manteniendo al mismo tiempo la compatibilidad con estructuras de datos preexistentes. Este modelo permite el aprendizaje de múltiples modelos, tanto en forma supervisada como no supervisada. En este trabajo se implementa en ESP32 el modelo **SLM**.

Una vez generadas las matrices de aprendizaje **Π**, el modelo ingresa a la etapa de monitoreo para clasificar el comportamiento de la señal.

Se calculan dos indicadores a partir de la secuencia de probabilidades observadas durante la evolución de la señal. El primero corresponde a la estimación de la probabilidad media del camino observado, utilizando la fórmula recursiva de la media [10], como se muestra en (2).

$$pm(k) = \frac{pm(k-1)\,(k-1)+p(k)}{k} \tag{2}$$

Donde $pm(k)$ es la probabilidad media en el instante k y $p(k)$ es la probabilidad de la transición observada.

El segundo indicador, denominado **estimación a corto plazo**, recompensa cuando la transición ocurre con la probabilidad máxima y penaliza cuando no es así. El indicador **u** acumula recompensas y penalizaciones, saturando en TH_{MAX} y TH_{MIN} de acuerdo con la siguiente expresión:

$$u(k) = \begin{cases} u(k-1) + p(k) \\ if \;\; p(k) = p_{max}(k) \\ \\ u(k-1) - \left(p_{max}(k) - p(k)\right) \\ if \;\; p(k) < p_{max}(k) \end{cases} \tag{3}$$

$$if\; u(k) > TH_{MAX} \rightarrow u(k) = TH_{MAX}$$

$$if\; u(k) < TH_{MIN} \rightarrow u(k) = TH_{MIN}$$

Donde $p(k)$ es la probabilidad observada y $p_{max}(k)$ la probabilidad máxima en la fila de la matriz **Π** donde ocurrió la transición. La variable $u(k)$ responde rápidamente a patrones inusuales de la señal, como se mostrará en la sección experimental. La sensibilidad se controla mediante los valores de umbral, a menor valor de umbral más rápido responde el sistema.

La evolución de las transiciones de estado puede contrastarse con diferentes modelos previamente entrenados. Estos modelos pueden incluir tanto condiciones de normalidad como patrones anormales específicos de interés, y ejecutarse en paralelo.

III. Resultados Experimentales

El modelo fue evaluado utilizando señales sintetizadas, reales y provenientes de repositorios. Se generó una señal sintética de flujo en tubería bajo condiciones normales y con presencia de cavitación con una frecuencia de muestreo de 12000 muestras por segundo. Este fenómeno provoca la formación y colapso de burbujas, cuyo impacto produce un ruido de tipo ráfaga impulsiva.

En la Fig. 4 se observa la señal sin cavitación y el la Fig.5 con cavitación. En ambos casos se adicionó ruido blanco Gaussiano con deviación estándar 0.01.

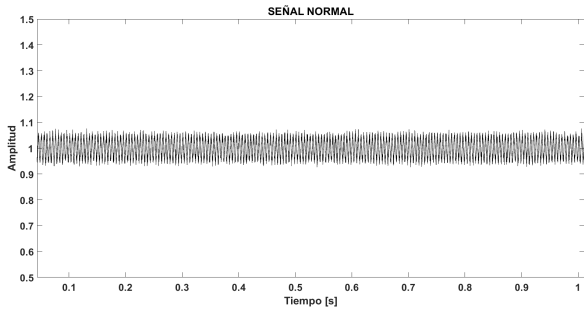


Fig 4. Un segundo de señal sintetizada de flujo sin cavitación.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

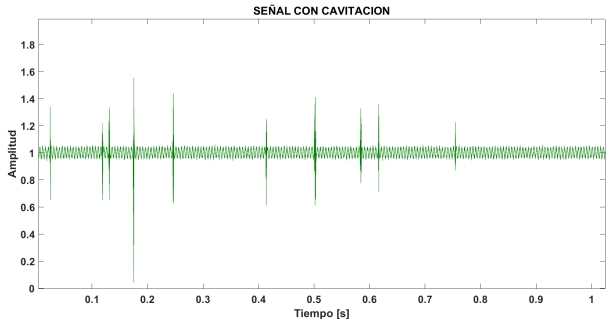


Fig 5. Un segundo de señal con cavitación.

Se genero una señal de 3 segundos de normalidad seguida de 3 segundos de cavitación y se calculó el estimador a corto plazo $u(k)$ cuyo resultado se observa en la Fig. 6. Se observa una caída del índice de normalidad dada por la matriz aprendida de normalidad $\mathbf{\Pi}$.

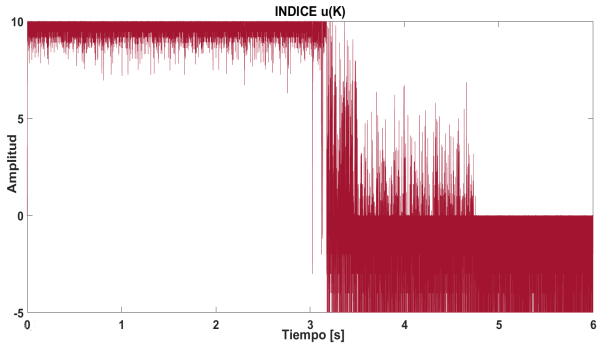


Fig 6. Estimador de corto plazo $u(k)$ con la matriz de normalidad $\mathbf{\Pi}$. En el segundo 3 comienza la cavitación y la caída del índice. Los umbrales fueron fijados en 10 y -5.

El estimador de corto plazo $u(k)$ aporta información sobre el instante de ocurrencia de las anomalías y responde con rapidez cuando la señal se desvía de la normalidad. Bajo un comportamiento normal, el indicador tiende a mantenerse próximo al umbral TH_{MAX} . A medida que surge un comportamiento anómalo, debido a que comienza a recorrer caminos de baja probabilidad en la matriz $\mathbf{\Pi}$, el indicador comienza a apartarse de TH_{MAX} y se aproxima al umbral TH_{MIN}.

Se realizaron también ensayos con señales reales de procesos de refinería de petróleo. La Fig. 7 muestra una señal

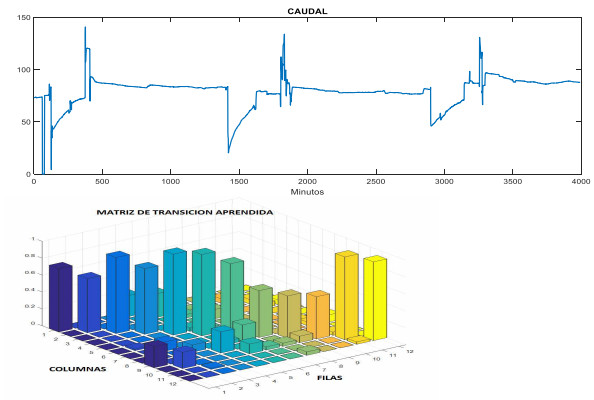


Fig 7. Señal de caudal de un proceso ciclico de una refineria de petroleo y la matriz $\mathbf{\Pi}$ aprendida.

de caudal empleada para entrenar el modelo y la matriz de transición $\mathbf{\Pi}$ aprendida.

En la Fig. 8 se muestra la etapa de aprendizaje y seguimiento sobre una señal de caudal de la Fig. 7. La señal de seguimiento, que nunca fue presentada al sistema, es similar, pero no exactamente igual, genera una probabilidad media de trayectoria que se mantiene en valores cercanos al valor de aprendizaje.

En la Fig.9 se agregó ruido de distribución gaussiana con σ=0.01 en la parte de seguimiento. Se observa como la probabilidad promedio comienza a disminuir su valor con la inclusión del ruido.

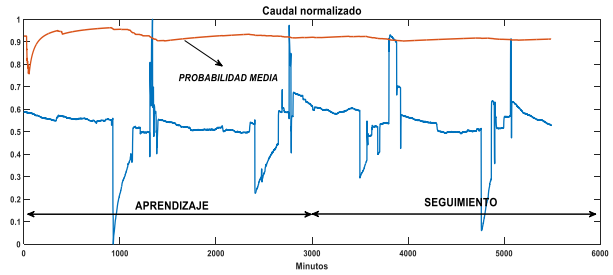


Fig 8. Aprendizaje y seguimiento sobre una señal de caudal. En rojo la probabilidad media *pm(k)*. Nótese como *pm(k)* se mantiene en seguimiento en valores cercanos a 0.9.

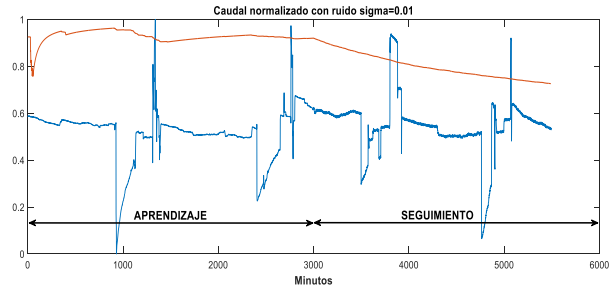


Fig 9. Aprendizaje y seguimiento sobre una señal de caudal con ruido gausiano con σ=0.01. En rojo la probabilidad media pm(k). Se observa una caida de la probabilidad media a partir de la inclusion del ruido.

Se procesó el indicador a corto plazo ***u(k)*** para la misma señal. Dado que el ruido introduce un cambio inmediato en las probabilidades de transición, las penalidades provocan que el valor de ***u(k)*** tienda al valor de saturación inferior TH_{MIN}. En la Fig. 10 se observa el valor de u(k) para la señal de caudal con ruido gaussiano con σ=0.01.

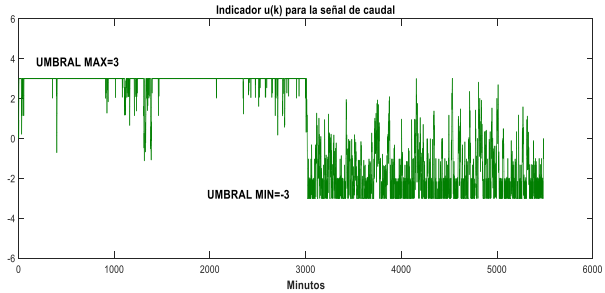


Fig 10. Indicador *u(k)* para la señal de caudal con ruido gausiano de σ=0.01

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

IV. IMPLEMENTACION EN ESP32

El proyecto tiene el nombre **SBS** (*Signal Behavior Supervisor*). Se ha desarrollado sobre una plataforma ESP32 de doble núcleo, cuyo objetivo es analizar en tiempo real el comportamiento dinámico de señales analógicas procedentes de sensores industriales, identificando desviaciones anómalas mediante el modelo *Markoviano* descripto.

El sistema opera como un monitor inteligente capaz de aprender el comportamiento normal de una señal y generar índices cuantitativos de "normalidad" en tiempo real, sin requerir un servidor central o conexión constante a la nube.

La arquitectura del SBS se compone de tres niveles funcionales interconectados:

1. Adquisición y Preprocesamiento de Señal: Una tarea dedicada adquiere muestras de una señal analógica a una frecuencia de muestreo configurable (entre 1 ms y 5000 ms, definida por parámetros almacenados en SPIFFS). Aplica un filtro digital IIR de primer orden con constante de tiempo ajustable para suavizar el ruido y obtener una señal estable termica1, apta para análisis posterior.
2. Análisis de Segmentos y Modelado Estadístico: Esta tarea central ejecuta el núcleo del algoritmo de segmentación IEEE 21451-001-2017. Divide continuamente la señal en segmentos caracterizados por su tendencia y su magnitud relativa. La señal se cuantifica en 12 estados discretos, combinando 4 rangos de amplitud con 3 tipos de cambio (sin cambio, aumento, disminución). Para cada transición entre estados consecutivos, el sistema va generando dos matrices:
    - record_celda[i][j]: Cuenta absoluta de las transiciones desde el estado **i** hasta el estado **j**.
    - Tr[i][j]: Cuenta de transiciones que ocurren cuando i Posteriormente, con /stopL (*Stop Learning*), se generan los modelos probabilísticos modelo_S[i][j] y modelo_T[i][j] correspondientes a las dos matrices,
3. Indicador de Normalidad y Control Remoto: En modo operativo activado por /runSBS, el sistema calcula en tiempo real dos índices de normalidad, acuS y acuT, que son sumas acumulativas ponderadas de las probabilidades de las transiciones observadas frente a sus máximos probables en los modelos S y T. Un índice cercano a +2 indica alta normalidad, mientras que valores negativos indican desviaciones. Estos índices se exponen a través de un servidor web local y pueden ser consultados remotamente mediante comandos de **Telegram.** El sistema ofrece una interfaz de usuario completa: permite configurar parámetros de muestreo y tamaño de buffer mediante un portal WiFi captivo, enviar comandos de control (iniciar/parar aprendizaje, consultar índices, IP, etc.) vía mensaje de texto, y monitorear el estado del sistema desde cualquier dispositivo con acceso a Internet, Fig. 11.

El SBS integra todos estos componentes en un único microcontrolador ESP32, utilizando **FreeRTOS** para gestionar tareas concurrentes de alta prioridad (análisis de señal, procesamiento de **Telegram**, servidor web) en diferentes núcleos. Los parámetros de configuración y los modelos aprendidos se almacenan persistentemente en el sistema de archivos **SPIFFS**. La comunicación con el usuario se realiza exclusivamente a través de **WiFi** y **Telegram**, eliminando la necesidad de interfaces físicas complejas y facilitando su integración en entornos industriales remotos. Este enfoque combina eficiencia computacional, autonomía operativa y accesibilidad remota, ofreciendo una solución robusta y escalable para la monitorización predictiva de señales.

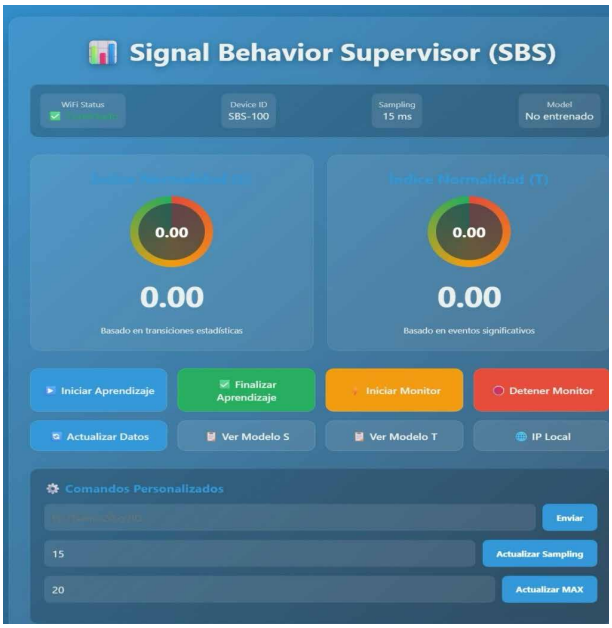


Fig 11. Pagina web embebida en el ESP32 para HMI.

V. CONCLUSIONES Y Y TRABAJO FUTURO

El conocimiento de las señales sensoriales propicia sistemas más seguros. En sistemas críticos es frecuente emplear triple redundancia para mejorar la toma de decisiones, pero solo se basan en el valor de la señal. El simple modelo propuesto en este trabajo brinda más información que el valor de la señal. Es posible pensar un sistema con doble redundancia ya que las decisiones las emplearía sobre una señal normal.

El esquema de muestreo adaptativo basado en el contenido informativo de la IEEE 21451-001-2017 es innovador y permite procesar eficientemente señales complejas. Combina los beneficios del sobremuestreo con la eficiencia del muestreo selectivo, lo que lo hace particularmente adecuado para aplicaciones en sistemas embebidos y sensores inteligentes.

El modelo de aprendizaje se implementó totalmente en un ESP32 brindando una solución compacta y económica. Es posible implementar más de 10 modelos de señales en un solo

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

ESP32. La señal digitalizada proveniente de los sensores no necesariamente es adquirida por el ADC, podría por ejemplo alimentarse mediante una interfase MODBUS.

En este trabajo se simularon e implementaron modelos con la matriz Δ de 12 estados. Nuestro grupo de investigación ha experimentado con matrices de mayor cantidad de estados, pero la mejora no es significativa y es tema de investigación actual. Se debe tener en cuenta como aumenta la dimensión de la matriz de transiciones **Π** con la cantidad de estados, por ejemplo, para una matriz **Δ** de N elementos, la matriz **Π** tiene una dimensión de NxN.

Es posible monitorear simultáneamente N modelos normales y anormales con el beneficio de aportar elementos de juicio para mejorar la toma de decisiones como se muestra en la Fig. 12.

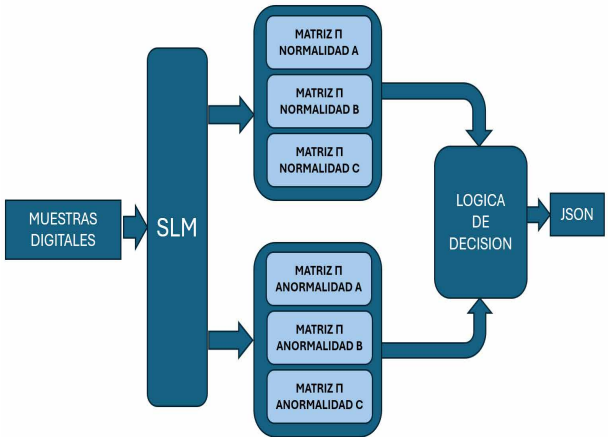


Fig 12. Analisis simultáneo de multiples modelos con mejora en la toma de decisiones al tener mas información.

El trabajo futuro se orienta al análisis de múltiples señales de un sistema con el objetivo de inferir patrones de comportamiento normal desde una perspectiva global y sistémica. Por ejemplo, ante la obstrucción progresiva de un filtro en un ducto, la anomalía inicial se propaga a lo largo del sistema y genera múltiples manifestaciones anormales: disminución del flujo, incremento de la presión y, posiblemente, variaciones anómalas en otras variables, como la temperatura de un reactor. El análisis de las señales mediante los algoritmos propuestos permite obtener información cronológica sobre la ocurrencia de las anormalidades, aspecto crucial en sistemas complejos.

En este trabajo se desarrollaron modelos considerando los parámetros de rango y tendencia. Actualmente, se evalúa la incorporación de otros pares de valores que puedan aportar información adicional para caracterizar el comportamiento del sistema. Asimismo, la inclusión de nuevos pares de valores en la misma señal enriquece el conocimiento sin inducir la explosión exponencial de estados asociada al aumento de la dimensionalidad de la matriz Δ.

Referencias

[1] Cristiano Premebida, Rares Ambrus and Zoltan-Csaba Marton. “Intelligent robotic perception systems, Applications of Mobile Robots, IntechOpen, 2018. DOI: 10.5772/intechopen.79742. Available from: https://www.intechopen.com/chapters/62978.

[2] Ahuett-Garza, H., & Kurfess, T. “A brief discussion on the trends of habilitating technologies for Industry 4.0 and Smart manufacturing”, Manufacturing Letters, 2018, Vol. 15, pp. 60-63.

[3] Qiu, J., Wu, Q., Ding, G. *et al.* “A survey of machine learning for big data processing”. *EURASIP J. Adv. Signal Process.* 2016**,** 67, 2016. https://doi.org/10.1186/s13634-016-0355-x

[4] S.E. Bibri. “The IoT for smart sustainable cities of the future: An analytical framework for sensor-based big data applications for environmental sustainability”. Sustainable Cities and Society, 38, 2018, pp. 230-253.

[5] https://datareportal.com/reports/digital-2021-global-overview-report

[6] W. Shi, G. Pallis and Z. Xu, "Edge Computing [Scanning the Issue]," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 107, no. 8, pp. 1474-1481, Aug. 2019, doi: 10.1109/JPROC.2019.2928287.

[7] 21451-001-2017 - IEEE Recommended Practice for Signal Treatment Applied to Smart Transducers. https: //standards.ieee.org/standard/21451-001-2017.html.

[8] M. Carratù, A. Espírito-Santo, G. Monte and V. Paciello, "Earthquake Early Detection as an IEEE1451 Transducer Network Trigger for Urban Infrastructure Monitoring and Protection," in *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*, vol. 23, no. 9, pp. 43-49, December 2020, doi: 10.1109/MIM.2020.9289072.

[9] https://www.json.org/

[10] Robert Grover Brown, Patrick Hwang. Introduction to Random Signals and Applied Kalman Filtering. John Wiley & Sons. 1997.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Implementación de red neuronal hibrida con computación analógica y digital

Rubén Roberto Navarro
Departamento de Electrónica
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional Tucumán.
rubenrobertonavarro@gmail.com

Claudio Hernán Lauxmann
Departamento de Electrónica
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional Tucumán.
claudio.lauxmann@doc.frt.utn.edu.ar

Lucas Miguel Córdoba
Departamento de Electrónica
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional Tucumán.
luks.santia84@gmail.com

***Abstract* — En este trabajo se analiza la implementación de una red neuronal hibrida analógica y digital como parte del proyecto de investigación "Optimización de Sistemas de Inteligencia Artificial basados en Deep Learning con Dispositivos Nanoelectrónicos Híbridos, Analógicos y Digitales." En el mismo se plantea que la computación digital presenta serios inconvenientes para esta tecnología emergente. Habiendo llegado prácticamente al límite de sus capacidades con las aplicaciones actuales. Además, las nuevas aplicaciones de la I.A que se espera implementar en el mediano plazo implican un número cada vez mayor de capas y neuronas produciéndose un cuello de botella cada vez mayor para su realización. Como posible solución a estos inconvenientes se investiga la utilización de sistemas computacionales híbridos, que disminuirían drásticamente el consumo de energía para su operación, así como su tamaño. El sistema planteado en el presente trabajo es una primera etapa de desarrollo para determinar las ventajas y desventajas de estos sistemas híbridos para posteriormente diseñar un SoC con los resultados obtenidos.**

Keywords* — *Inteligencia artificial, redes neuronales, Deep Learning, Computación analógica, Computación Digital.

I. INTRODUCCIÓN

En la actualidad podemos citar muchos ejemplos de la vida cotidiana donde directa o indirectamente, nos enfrentamos a aplicaciones de la Inteligencia Artificial[1]. Si bien el objetivo de la Inteligencia Artificial es lograr un dispositivo que tenga una inteligencia de tipo general similar a la humana, esto es algo que aún está muy lejos de cumplirse.

Las técnicas de Deep learning han permitido en la última década, el desarrollo de una gran cantidad de aplicaciones específicas, tales como el reconocimiento facial, que son cada vez más importantes en la sociedad moderna.

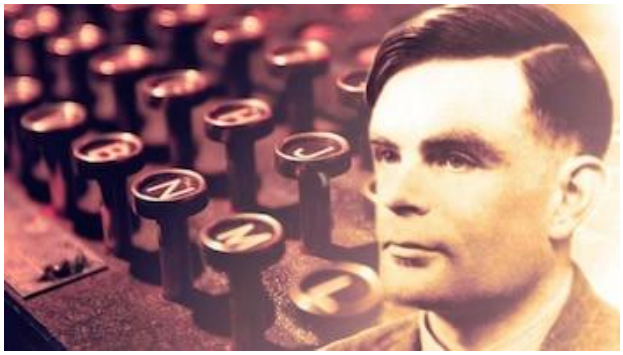


Fig. 1. El visionario de la inteligencia artificial, Alan Turing público en 1950 "Computing Machinery and Intelligence" donde propuso el Test de Turing.

En el siglo 20, aparecieron las primeras investigaciones en inteligencia artificial[2] con los trabajos de Alan Turing, figura 1.

Que sentaron las bases de lo que hoy entendemos como simulación de pensamiento humano. En el año 1956 en La Conferencia de Dartmouth nació oficialmente el término "Inteligencia Artificial", propuesto por John McCarthy, junto a Marvin Minsky, Claude Shannon y Nathaniel Rochester.

En el año 1960 Rosenblatt[3] presento un modelo abstracto y simple de una neurona artificial denominado perceptrón, su modelo matemático se muestra en la fig. 2.

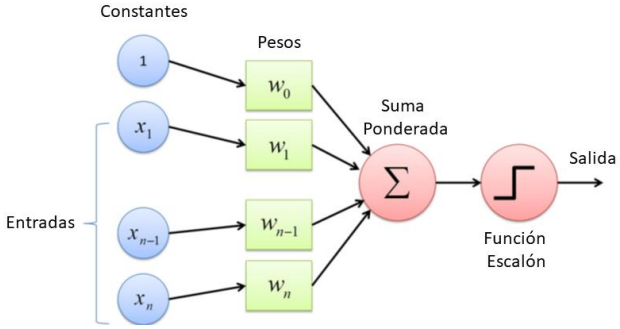


Fig. 2. Modelo del perceptrón

El mismo está basado en los trabajos de McCulloch y Pitts[4]. Si bien este es un modelo simple nos permite estudiar el comportamiento básico de las neuroredes ya que las configuraciones actuales siguen manteniendo los mismos principios de funcionamiento.

En este modelo tenemos x_n señales de entrada, cada una de ellas multiplicadas por su respectivo peso w. los valores obtenidos se utilizan para realizar una suma ponderada dada por:

$$f(x) = \sum_{i=0}^{n} x_n w_n \quad (1)$$

Donde x_n valdrá 1 o 0 en función de que la neurona de origen este activada o no, estando definidos los pesos por:

$$0 \leq w_n \leq 1 \quad (2)$$

El valor de esta sumatoria es utilizado como entrada de una función escalón, que se dispara si la función es mayor que el sesgo establecido, estando definida por:

$$A(s) = \begin{cases} 1 \; si \; f(x) \geq s \\ 0 \; si \; f(x) < s \end{cases} \quad (3)$$

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Los pesos y sesgos son conocidos actualmente como parámetros del sistema y son ajustados durante el entrenamiento de la red. Cuantos más parámetros tenga una red, más compleja y "capaz" es, ya que tiene una mayor capacidad para aprender patrones detallados y representaciones complejas a partir de los datos.

En la década del 60, aparecieron dudas sobre la utilidad de la I.A. En 1966 el gobierno de los EE. UU puso de manifiesto la falta de avances en los sistemas militares de traducción automática que debían realizar traducciones del ruso durante la Guerra Fría. En función de ello la mayoría de los proyectos de I.A. en ejecución fueron cancelados.

Del mismo modo, en la década del 70, el gobierno británico publicó un informe en el que destacaba los pocos avances prácticos de la investigación en IA. Por lo que una vez más los proyectos de investigación británicos fueron cancelados por recortes presupuestarios.

Este periodo duró hasta 1980, y se conoce como el "primer invierno de la IA". Ese invierno terminó con la creación de R1. El cual era un sistema experto comercial diseñado para configurar los pedidos de nuevos sistemas informáticos, y provocó un auténtico auge de las inversiones en I.A. que se prolongó hasta la década del 90.

Tanto Japón como Estados Unidos hicieron grandes inversiones estimándose que se gastaron más de mil millones de dólares al año en investigación y desarrollo de sistemas expertos y el sector no paraba de crecer.

Desgraciadamente, el mercado de esta tecnología se desplomó a fines de la década del 80 al surgir alternativas más baratas cancelándose los proyectos en ejecución. A este nuevo periodo se lo denomina "segundo invierno de la IA".

Diez años después, En el año 2008, resurge la inteligencia artificial. Mediante los trabajos de Google en el área de reconocimiento de voz, función que lanzo posteriormente en sus aplicaciones para smartphones.

Otro hito importante en este avance se produjo en el año 2012 donde se alimentó una red neuronal con 10 millones de vídeos de YouTube como serie de datos de entrenamiento.

Gracias a las aplicaciones de las técnicas de Deep Learning, esta red neuronal aprendió a reconocer un gato sin que se le enseñara lo que es un gato. Este fue el puntapié inicial del impulso de la investigación y desarrollo masivo de aplicaciones basadas en esta tecnología.

La inteligencia artificial ofrece innumerables aplicaciones y usos que, hasta hace poco, parecían inalcanzables. No obstante, esta tecnología emergente enfrenta diversos desafíos y limitaciones que deberán ser superados en el futuro cercano.

Entre los principales retos podemos citar desde el punto de vista del hardware la escala de integración y la potencia disipada otro importante ítem a solucionar es el alto consumo energético requerido, tanto en la fase de entrenamiento como durante la ejecución de los sistemas.

II. Límites de la tecnología actual

La IA consume enormes cantidades de recursos computacionales debido a varios factores, entre ellos el tamaño y complejidad de los sistemas, la cantidad de datos requeridos para el entrenamiento y los cálculos involucrados en el entrenamiento y ejecución[5].

El crecimiento exponencial en el número de parámetros en los sistemas es uno de los principales motivos de este alto consumo de recursos.

Los parámetros, como mencionamos anteriormente, son los pesos y sesgos que se ajustan durante el entrenamiento para que el modelo aprenda a generar contenido útil.

Cuantos más parámetros tenga un modelo, más capacidad tiene, pudiendo aprender a procesar patrones y representaciones de mayor complejidad a partir de los datos.

El número de parámetros en los sistemas de IA ha crecido exponencialmente en los últimos años como puede verse en la figura 3.

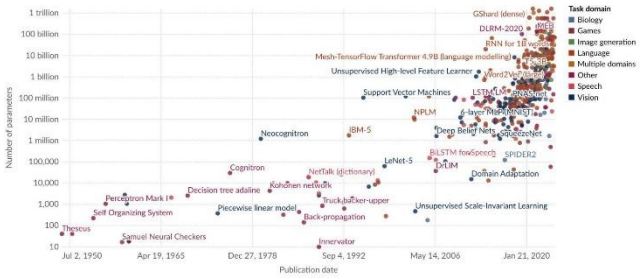


Fig. 3. Numero de parametros por sistema de I.A.

Por ejemplo, en el año 2019 el sistema GPT-2 de OpenAI tenía alrededor de 1.5 mil millones de parámetros, en el año 2020 el sistema GPT-3 aumentó ese número a 175 mil millones, y se estima que el sistema GPT-4 tiene 1.76 billones de parámetros. Otros sistema similares del tipo open source, tales como Llama o Mistral, siguen esta tendencia.

Este aumento masivo en la cantidad de parámetros requiere una mayor capacidad de procesamiento y memoria, ya que cada cálculo involucra cientos de miles de millones de operaciones matemáticas.

El número exacto de operaciones estimadas requeridas para entrenar un modelo de última generación, también llamado modelo frontera, se estima en $1x10^{25}$ en la actualidad.

Cabe mencionar que empíricamente se ha observado un efecto conocido como diminishing returns (rendimientos decrecientes). Este consiste en que, aunque el rendimiento de los sistemas mejora al aumentar su tamaño, las ganancias se vuelven cada vez más marginales.

Por esta razón los sistemas de IA han crecido exponencialmente en el número de parámetros mientras sus capacidades solo han aumentado de forma lineal.

Investigaciones de OpenAI[6] muestran que el porcentaje de error de un sistema cumple una función exponencial con respecto al tamaño del modelo, el tamaño del conjunto de datos y la cantidad de computación utilizada para el entrenamiento.

Sin embargo, las mejoras adicionales se vuelven más pequeñas a medida que se incrementan el número de parámetros, especialmente cuando se superan ciertos umbrales.

Lo que implica que, aunque aumentar el tamaño de los modelos resulta en una mejora del rendimiento, Esta mejora no es una función exponencial aproximándose más a una función lineal o sublineal.

Para que un sistema de I.A. funcione eficazmente, debe entrenarse con datos como texto, imágenes o vídeo.

El proceso de entrenamiento implica ajustar los miles de millones de parámetros a lo largo de muchas iteraciones en la red neuronal.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Para hacernos una idea de la cantidad de datos usados, un sistema como Llama 3 el cual tiene 70 mil millones de parámetros, ha sido entrenado con 15 billones de tokens.

Un token es una unidad básica de texto que los sistemas de I.A. utilizan para procesar datos. Puede ser una palabra completa, una parte de una palabra, o incluso un solo carácter, dependiendo de cómo el sistema divida el texto.

En función del tamaño de los tokens de este sistema se estima que se han procesado aproximadamente 44 Terabytes de datos para su entrenamiento.

De esta manera operaciones como el entrenamiento de la red que necesita una gran cantidad de procesamiento paralelo se realizán usualmente mediante múltiples GPUs, ya que estos dispositivos son capaces de realizar operaciones matemáticas como multiplicaciones de matrices, de manera eficiente y rápida.

Por otro lado, el sistema debe disponer también de grandes capacidades de almacenamiento de memoria y ancho de banda para manejar los datos de entrenamiento y los estados intermedios del sistema.

Finalmente, el crecimiento exponencial en el número de parámetros, y el mecanismo de funcionamiento de las redes neuronales, hace que hace que cada palabra o elemento en la entrada esté vinculado a otro.

Estos implica que los cálculos aumentan cuadráticamente en relación con el tamaño de la cadena. Llevando a una mayor necesidad de recursos de hardware tales como memoria RAM, almacenamiento, comunicaciones, etc.

Esto puede apreciarse en la figura 4 donde vemos las tendencias de utilización de los recursos computacionales de diferentes sistemas.

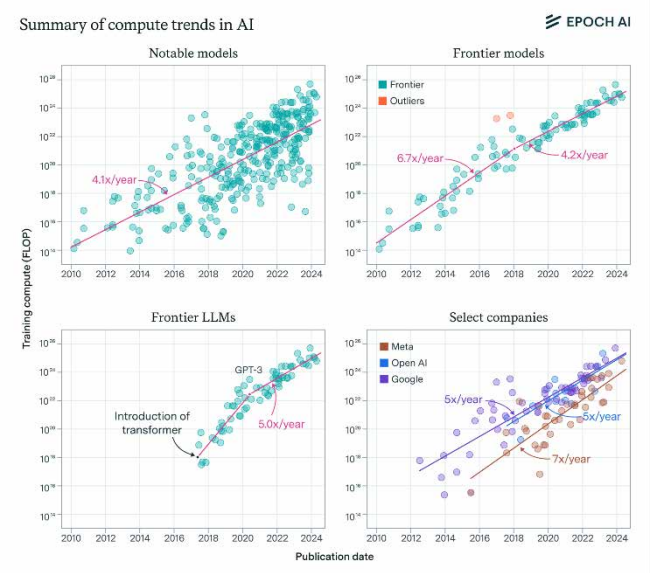


Fig. 4. Tendecias de utilizacion de recursos en sistemas de I.A.

Es por ello que por ejemplo para entrenar el sistema Llama 3 se han necesitado dos clústeres de 24.000 GPUs, contando para finales de 2024 con un clúster de 350.000 GPUs.

Este incremento en el número de GPUs puede parecer exagerado, sin embargo los trabajos de investigación en esta área muestran que la capacidad de cómputo para entrenar modelos frontera se multiplica por 4 o 5 cada año[7].

Al estudiar las especificaciones de este sistema de I.A. en su versión 3.1 del año 2024, vemos que se han requerido de 39,3 millones de horas de procesamiento, en el hardware más avanzado de Nvidia, GPU H100-80GB para el entrenamiento de la red.

Otro problema importante de estos sistemas es su impacto energético debido a los motivos expuestos en el apartado anterior. El consumo de diferentes centros de datos de I.A. puede verse en la figura 5.

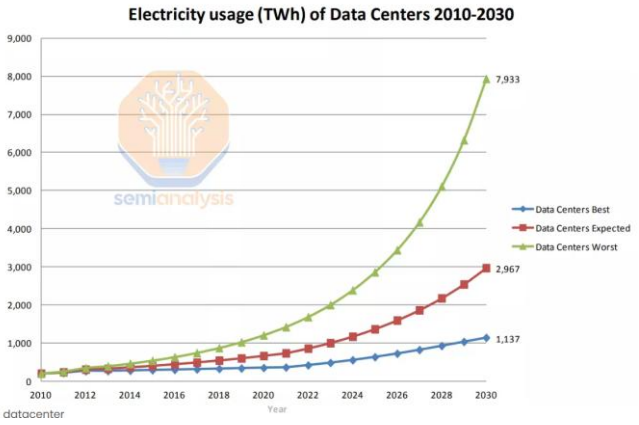


Fig. 5. Energia utilizada por centros de datos de I. A. en TWh

Donde se estima que:

- Una consulta simple equivale a tener encendida una lampara led de 10W por 5 minutos.
- Una consulta de mediana complejidad equivale a tener un microondas encendido por 30 segundos.
- Generar una imágenes con IA: Consume aproximadamente lo mismo que cargar un portatil completamente.

Donde el consumo estimado de energía para diferentes funciones de I.A. puede verse en la figura 6.

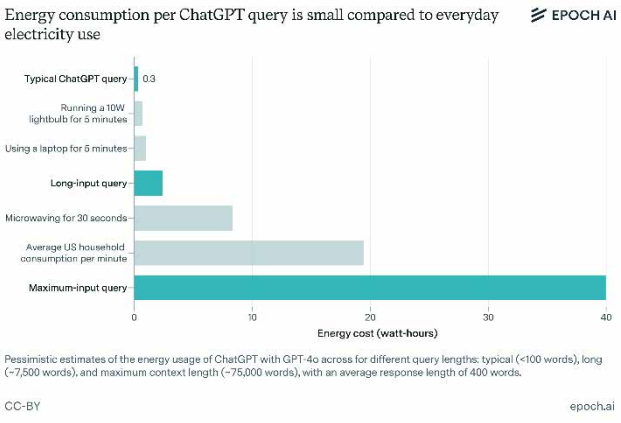


Fig. 6. Energia utilizada por funciones en I.A.

Proyectándose que para el año 2030 el principal factor limitante para la inteligencia artificial va a ser la disponibilidad de energía para las operaciones de entrenamiento de esta.

Aunque hay menos información disponible, la ejecución de los sistemas también tiene un alto impacto. Algunas estimaciones sugieren que en enero del año 2023 OpenAI usaba 30.000 GPUs para manejar millones de

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

peticiones diarias de sus usuarios, y que esas peticiones consumían alrededor de 1GWh por día. El equivalente a 33.000 hogares.

Las proyecciones indican que para 2030 los centros de datos para IA consumirán el 4,5% de la energía global generada. Esperándose que el consumo de los centros de datos pasará de 49 GW en el año 2023 a 96 GW en el año 2026.

III. COMPUTACIÓN HIBRIDA ANALÓGICA - DIGITAL

En función de los visto en los puntos anteriores surge la necesidad de encontrar caminos que nos permitan optimizar el funcionamiento del hardware en entornos con muy elevados requerimientos de uso de recursos.

Si queremos implementar las redes neuronales con compuertas digitales necesitamos alrededor de 50 transistores para sumar dos números de 8 bits y más de 1000 transistores para multiplicarlos.

Considerando la cantidad de parámetros utilizados en los sistemas de I.A. actuales es inviable la integración de dichas funciones con transistores de 5 nm por cuestiones de espacio de silicio utilizado y potencia disipada.

Por otro lado, la ley de Moore que era una observación empírica de que el número de transistores en un circuito integrado se duplica aproximadamente cada dos años tal como se muestra en la figura 7.

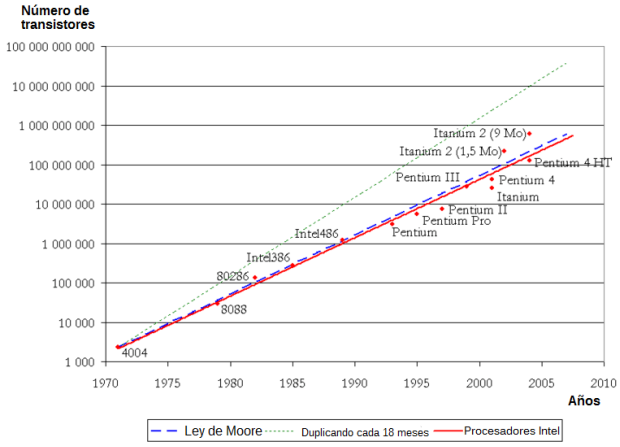


Fig. 7. Ley de more comparada con datos historicos.

Produciendo un aumento exponencial de la potencia de procesamiento y una disminución del costo de fabricación, ha perdido validez.

En el año 2010 diversos estudios predijeron que este crecimiento se ralentizaría en 2013. Planteándose en 2015 que dicha tasa alcanzaría la saturación en la próxima década.

El estancamiento de la Ley de Moore es una consecuencia del límite físico de la tecnología actual[8]. Al aumentar la densidad de transistores aumenta el calor generado para un mismo volumen. Por lo tanto, no es posible extraer el calor suficientemente rápido sin riesgo a sobrecalentar y dañar el microprocesador.

Es por ello, que en este trabajo se presenta como posible solución a estas limitaciones la utilización de un sistema de cómputo hibrido analógico y digital como se muestra en la figura 8.



Fig. 8. Modelo hibrido del perceptron.

Este sistema tomo como modelo el perceptrón de Rosenblatt pero las operaciones de multiplicación de los valores de entrada por los pesos y su suma se realizan en forma analógica ya que esta requiere un numero de componentes mucho menor para la realización de dichas operaciones.

La figura 9 muestra el esquema eléctrico del circuito a utilizar en el mismo vemos que si bien la operación es analógica, el signo y el valor del peso se establecen en forma digital por un numero binario de 4 bits, pudiendo extenderse a una cantidad de bits mayores en una etapa posterior del proyecto.

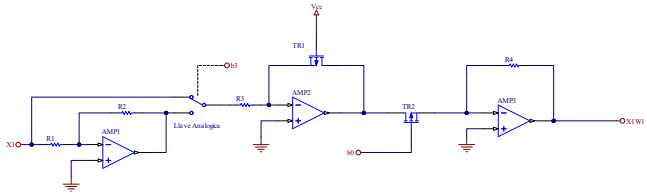


Fig. 9. Circuito simplificado de multiplicación analógico.

La señal de entrada x_1 es multiplicada por un signo negativo, dicha multiplicación es realizada por el amplificador AMP1 que tiene una ganancia unitaria.

Por lo tanto, a la entrada del circuito multiplicador de pesos tenemos la señal x_1 y $-x_1$, una llave analógica controlada por el bit 3 del peso determinara si la señal ingresada al sistema es positiva o no.

Esta señal es multiplicada por un amplificador de ganancia programable. La corriente en los transistores está dada por:

$$I_1 = K_1\left[f_1(\psi_{sL_1}) - f_1(\psi_{sO_1})\right] = -{}^{v_{in}}/_{R_3} \quad (4)$$

$$I_2 = K_2\left[f_2(\psi_{sL_2}) - f_2(\psi_{sO_2})\right] = -{}^{v_0}/_{R_4} \quad (5)$$

De lo cual si los transistores están apareados podemos decir:

$$\frac{v_0}{v_{in}} = \frac{R_4K_2}{R_3K_1} = \frac{R_4(WL)_2}{R_3(WL)_1} \quad (6)$$

Por lo que el factor de proporcionalidad puede utilizarse para definir la ganancia del amplificador y por lo tanto el valor del peso a ponderar. El circuito final puede observarse en la figura 10, donde el valor digital de b0 a b3 determina la ganancia del amplificador

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

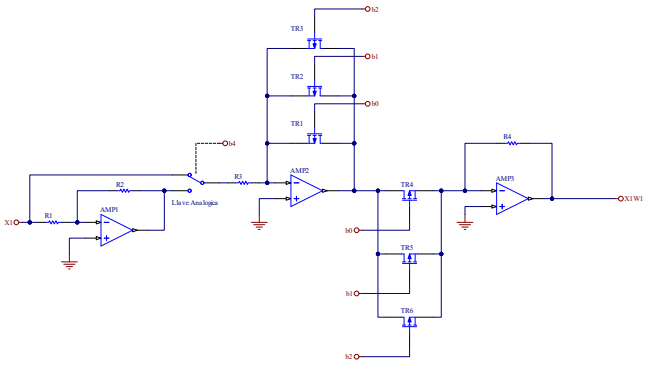


Fig. 10. Circuito completo de multiplicación analógico.

Para completar el modelo se suman las señales y se comparan con un sesgo como se muestra en la figura 11.

El sesgo es variable y se obtiene al multiplicar un valor de referencia por un peso definido en forma digital, en este caso se ha tomado como valor de referencia 1.

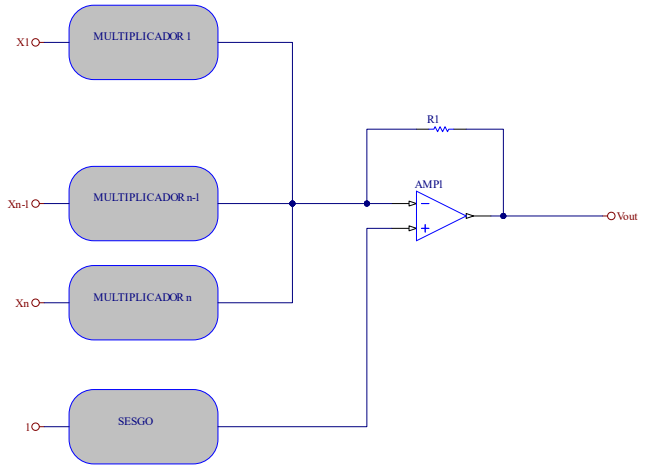


Fig. 11. Circuito completo de multiplicación analógico.

El modelo obtenido se ha implementado utilizando las técnicas y arquitecturas más simples posibles, Para de esta manera poder trasladar el diseño a una placa basada en FPGA y FPAA.

Esta placa servirá de plataforma de prueba para los diferentes bloques propuestos. Pudiendo determinarse en el mismo la performance, consumos, cantidad de componentes involucrados, etc.

De forma tal que en una etapa posterior se desarrolle una red neuronal de múltiples capas.

IV. Sistema Hibrido de Computación Analógica y Digital Propuesto

El diagrama en bloques del sistema hibrido de computación analógica y digital propuesto se muestra en la figura 12.

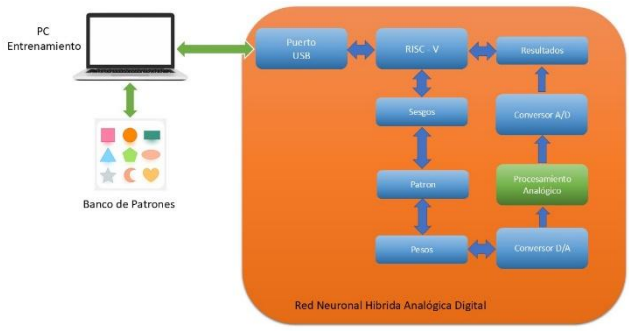


Fig. 12. Diagrama en bloques del sistema hibrido de computacion analogica y digital.

Para la implementación de los bloques digitales se utilizará una FPGA de rango medio y bajo costo AMD Artix 7 XC7A35T cuya placa de desarrollo se muestra en la figura 13.



Fig. 13. Placa desarrollo FPGA AMD Artix 7 XC7A35T.

Siendo las especificaciones técnicas de dicha placa:

- FPGA AMD/Xilinx Artix 7:
  - Arquitectura optimizada para bajo consumo de potencia, integra funciones de DSP y AMS.
  - Tecnología de fabricación de 28 nm
- 256 MB (32 bits) DDR3 SDRAM
- 16 MB QSPI Flash
- 1 Gigabit Ethernet
- 2 HDMI (1 entrada HDMI + 1 salida HDMI)
- 1 USB 2.0
- 1 MicroSD
- 1 EEPROM 24LC04 de 512 bytes
- 1 sensor de temperatura LM75
- 2 puertos de expansión de 40 pines, 34 de los cuales son E/S de propósito general.
- UART: USB a UART

En dicha FPGA se implementará un microcontrolador RISC-V que se basa en un proyecto de desarrollo de hardware libre y de código abierto. Este proyecto permite diseñar y desarrollar chips y procesadores personalizados, reduciendo

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

la dependencia de arquitecturas propietarias, como ARM o x86, dando la posibilidad de desarrollar tecnologías propias a

Este se encarga del manejo del bloque USB el cual este encargado de comunicarse con la PC de entrenamiento y configuración del sistema. Además, controla el bloque de patrón, este es el bloque de entrada de la red neuronal.

La lógica de funcionamiento de la red que simula un perceptrón de Rosenblatt es controlada digitalmente por los bloques de pesos y sesgos. Finalmente el resultado es guardado en el bloque de resultados.

Los bloques conversor A/D y D/A realizan la interfaz entre los registros digitales que se encuentran en los bloques sesgo, pesos, patrones y resultado y el bloque de procesamiento analógico.

Tanto los bloques de conversores A/D y D/A así como el bloque de procesamiento analógico serán implementados con 6 circuitos integrados FPAA AN231E04 en una placa diseñada para tal fin, siendo las características técnicas de estos integrados las que se muestran en la figura 14.

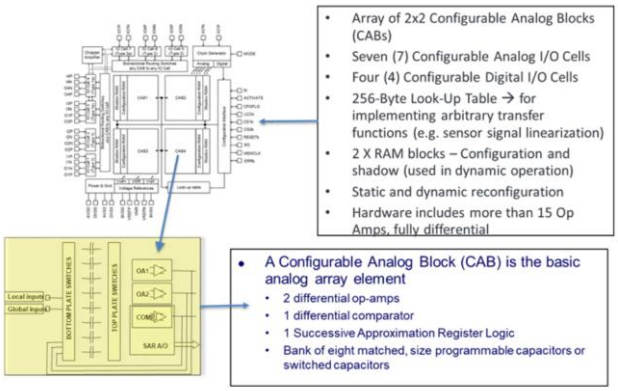


Fig. 14. Características FPAA AN231E04.

Estos integrados tienen 7 celdas de E/S analógicas y 4 CAB (bloques analógicos configurables), controlados digitalmente por el usuario.

Los recursos analógicos disponibles en cada FPAA incluyen:

- 12 amplificadores operacionales
- 4 comparadores diferenciales
- 4 elementos lógicos de registro de aproximación sucesiva
- Banco de 32 condensadores o condensadores conmutados programables de tamaño adaptado

Los datos de configuración de cada FPAA serán generados por el microcontrolador RISC – V, en función de la información proporcionada por el entorno de desarrollo del fabricante.

Pudiendo determinarse con este sistema la performance, consumos, cantidad de componentes involucrados, etc. Con respecto a utilización de una red neuronal digital.

V. Conclusiones

Se ha realizado un breve resumen del estado del arte de las neuroredes y sus aplicaciones en la actualidad, haciendo hincapié en las limitaciones de la computación digital para sostener los futuros avances de la misma.

Planteándose como posible solución la utilización de computación hibrida analógica y digital. Para ello se a realizado un modelo analógico del perceptrón utilizando los circuitos y redes más simples posibles.

Estando este modelo controlado por una red digital basada en un microcontrolador. Este esquema se implementará en esta etapa inicial utilizando una FPGA para el procesamiento digital y un array de FPAA para el procesamiento analógico.

Lo que servirá de plataforma de lanzamiento para realizar una serie de pruebas en busca de la mejor optimización posible de los módulos analógicos y digitales que componen la neurored.

Referencias

[1] Jaboob, A., Durrah, O., Chakir, A. (2024). Artificial Intelligence: An Overview. In: Chakir, A., Andry, J.F., Ullah, A., Bansal, R., Ghazouani, M. (eds) Engineering Applications of Artificial Intelligence. Synthesis Lectures on Engineering, Science, and Technology. Springer, Cham. https://doi.org/10.1007/978-3-031-50300-9_1

[2] Wooldridge, M. (2021). *A brief history of artificial intelligence: what it is, where we are, and where we are going*. Flatiron Books.

[3] Qamar, R., & Zardari, B. A. (2023). Artificial neural networks: An overview. *Mesopotamian Journal of Computer Science*, *2023*, 124-133.

[4] Alnuaimi, A. F., & Albaldawi, T. H. (2024). Concepts of statistical learning and classification in machine learning: An overview. In *BIO Web of Conferences* (Vol. 97, p. 00129). EDP Sciences.

[5] Kaplan, J., McCandlish, S., Henighan, T., Brown, T. B., Chess, B., Child, R., … Amodei, D. (2020). Scaling Laws for Neural Language Models. *arXiv [Cs.LG]*. Retrieved from http://arxiv.org/abs/2001.08361

[6] Thompson, N. C., Greenewald, K., Lee, K., & Manso, G. F. (2021). Deep learning's diminishing returns: The cost of improvement is becoming unsustainable. *ieee Spectrum*, *58*(10), 50-55.

[7] Jaime Sevilla and Edu Roldán (2024), "Training Compute of Frontier AI Models Grows by 4-5x per Year". *Published online at epoch.ai.* Retrieved from: 'https://epoch.ai/blog/training-compute-of-frontier-ai-models-grows-by-4-5x-per-year' [online resource]

[8] Chien, A. A., & Karamcheti, V. (2013). Moore's law: The first ending and a new beginning. *Computer*, *46*(12), 48-53.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Diseño de un sistema computacional híbrido para robot de enjambre en exploración espacial

Rubén Roberto Navarro
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional Tucumán
Tucumán, Argentina
rubenrobertonavarro@gmail.com

Carlos Ignacio Colombo
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional Tucumán.
Tucumán, Argentina
ignaciocolombo84@gmail.com

Federico de la rosa
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional Tucumán.
Tucumán, Argentina
frdelarosa@hotmail.com

***Abstract* — En este trabajo se plantea el diseño de un sistema computacional hibrido para su utilización en robots de enjambre que realizan misiones de exploración espacial. Siendo una aplicación de los trabajos realizados en el proyecto de investigación "Diseño y Simulación de un SoC basados en computación hibrida analógica y digital para la implementación robótica de enjambre en exploración espacial".**

Este sistema presenta una serie de ventajas con respecto a la implementación de las redes neuronales con computación digital exclusivamente ya que se disminuye drásticamente el número de componentes necesarios para su fabricación con la consiguiente disminución del área de silicio utilizada en el circuito integrado, disipación de potencia y consumo de corriente.

Estas mejoras permitirían la posibilidad de que se realicen tareas tales como el entrenamiento in situ de la red neuronal, mejorando de esta manera el comportamiento emergente del enjambre de forma tal de tener una adaptación más rápida e inteligente de los robots al entorno.

Keywords — Inteligencia Artificial, SoC, Robótica Enjambre, Exploración Espacial, Comportamiento emergente.

I. INTRODUCCIÓN

En los últimos años se puede observar que se ha producido un resurgimiento de la investigación aeroespacial[1] por múltiples factores siendo uno de los más importantes el resurgimiento de la rivalidad entre occidente compuesto por EE. UU y la unión europea y por el otro lado Rusia y China.

Además, la cada vez mayor escasez de recursos naturales también se está convirtiendo en un potente motor que impulsa la búsqueda de valiosos recursos en el espacio[2].

Sin embrago la exploración espacial presenta numerosos riesgos y desafíos por lo que las misiones de exploración robótica[3] se están haciendo más frecuentes ya que estas no implican el riesgo de pérdida de vidas humanas con el respectivo impacto negativo para la correspondiente agencia espacial.

Estas misiones presentan muchos inconvenientes[4] entre ellas podemos citar que los robots no pueden ser operados con la supervisión constante del control en tierra.

Esto es así porque si tenemos robot en marte una orden enviada desde la tierra tiene un retardo de 4,5 minutos con lo que si consideramos el tiempo de retorno el centro de control tendrá un tiempo ciego de 9 minutos.

También tenemos condiciones ambientales extremas que incluyen un alto vacío, radiación electromagnética, altas temperaturas (450 grados en venus), temperaturas extremadamente bajas (- 270 grados en el vacío), ambientes corrosivos como por ejemplo venus con sus lluvias de ácido sulfúrico, etc.

Finalmente, el robot no dispone de apoyo en el caso de una falla o accidente, por lo que hasta una falla menor puede poner en riesgo la misión y los miles de millones de dólares que se han invertido en ella.



a. Robot Lunokov I URSS.



b. Robot Venera XIII URSS.



c. Robot rover sojourner USA.



d. robot rover perseverance.

Fig. 1. Robots de Exploración Espacial.

Uno de los países pioneros en la utilización de robots para exploración espacial fue rusia[5] comenzando su uso en la exploración de la luna con el robot Lunokhod I que se muestra

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

en la figura 1a, este era un vehículo lunar con ocho ruedas motrices independientes, formado por un compartimento en forma de bañera coronado con una gran tapa convexa.

Estaba equipado con una antena en forma de cono, una antena helicoidal altamente direccional, cuatro cámaras de televisión, y dispositivos extensibles especiales para realizar ensayos de densidad.

De este modelo hasta la actualidad se ha producido un enorme desarrollo en la complejidad y funciones de los robots de exploración espacial.

Como puede verse en las misiones de exploración en venus figura 1b y la serie de misiones rover en marte figura 1c hasta llegar al rover perseverance que se muestra en la figura 1d. Este medía 3 metros de largo, 2,7 metros de ancho y pesaba 1.043 kilos. Tenía un sistema de visión de 23 cámaras, dos micrófonos de alta sensibilidad para escuchar los sonidos de Marte, un complejo laboratorio con 7 instrumentos científicos y un brazo robótico de dos metros.

Entre los instrumentos más importantes que poseía en su laboratorio incorporado se encontraban dos láseres y un equipo de rayos X que, proyectados sobre rocas, ayudaba a analizar su composición química y molecular, e identificar posibles compuestos orgánicos.

A bordo, también llevaba un mini helicóptero experimental de 1,8 kg, llamado Ingenuity. Su nombre apela a la inteligencia, la capacidad de innovar y la originalidad.

Este cumplió con éxito su misión de demostración tecnológica en 2021, realizando 72 vuelos y abriendo el camino a futuras exploraciones aéreas en Marte

A pesar de los grandes avances producidos en las misiones de exploración espacial de robot único estas presentan una serie de limitaciones entre las que podemos citar:

- Poca Autonomía: Estos robots tienen una alta dependencia del centro de control limitando sus prestaciones.
- Tiempo Ciegos: El tiempo de retardo de la información desde y hasta el centro de control puede ser catastrófico ya que en el mismo se pueden producir eventos que afecten la misión.
- Bajo rendimiento: Dado los tiempos ciegos se debe limitar las operaciones a realizar a un mínimo de forma tal de no arriesgar la misión.
- Condiciones dinámicas: dado que el clima puede variar en forma imprevista y en segundos a lo largo de la misión este constituye un riesgo permanente para la misma.
- Alta vulnerabilidad: La falla de cualquier elemento o sistema del robot puede implicar el fracaso de la misión.

Es por ello que se están realizando diversas investigaciones para solucionar estas deficiencias siendo uno de los campos más prometedores la utilización de la robótica de enjambre[6].

II. Robótica de enjambre

La robótica de enjambre[7] es un campo de investigación dentro de la inteligencia artificial. Esta rama de investigación estudia el desarrollo de nuevos mecanismos de organización y coordinación descentralizados y distribuidos de múltiples entidades robóticas. Basándose en los comportamientos que se observan en la naturaleza sobre todo con los insectos tales como hormigas o abejas.



a. Hormigas formando un puente. b. Hormigas formando una balsa.

Fig. 2. Ejemplos de comportamiento emergente en la naturaleza.

Estas entidades robóticas son relativamente simples y tienen capacidades de comunicación entre si donde se busca que el comportamiento del conjunto produzca un comportamiento emergente[8] es decir un comportamiento superior que el que se puede obtener con cada uno de los individuos.

Por ejemplo, una hormiga sola no puede cruzar un rio, pero un conjunto de ellas puede formar un puente como se muestra en la figura 2a o incluso armar una balsa con sus propios cuerpos para cruzar el mismo como se ve en la figura 2b.

De esta manera se obtienen comportamientos colectivos inteligentes a través de la interacción de cada uno de los individuos del enjambre y con el entorno. Por otro lado, la robótica de enjambre presenta una serie de ventajas frente al concepto de robot único que son:

- Escalabilidad: Si se sustraen o se aumentan entidades robóticas al enjambre este no pierde su capacidad de actuación
- Inteligencia colectiva: El enjambre presenta en su conjunto un comportamiento más inteligente que las capacidades de cada una de las entidades robóticas aisladas.
- Autoorganización: Las entidades robóticas del enjambre se organizan entre sí para poder llevar a cabo las tareas colectivas asignadas.
- Resiliencia: La pérdida de individuos del enjambre no implica que el mismo deje de efectuar la tarea colectiva asignada

La exploración espacial con robótica de enjambre hace uso de las capacidades de los enjambres de robots anteriormente

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

citadas para planificar, coordinar y ejecutar misiones en las superficies de diferentes planetas, lunas y cuerpos celestes.

Las propiedades del enjambre garantizan la exploración con niveles de resiliencia, magnitud y alcance totalmente nuevos. También plantea grandes desafíos sobre todo en el manejo de los altos niveles de complejidad que implica su programación.

III. Modelo del enjambre de robots

En una primera etapa para las pruebas de robótica de enjambre se va a realizar un modelado de tarea de agregación. Esta tarea consiste en la agregación de un enjambre de robots dispersos en el entorno utilizando la información de sus sensores locales.

Este tipo de tareas se considera un requisito previo para abordar otras tareas como el movimiento coordinado, el autoensamblaje, la formación de patrones o el transporte colectivo de objetos.

El objetivo de los ensayos a realizar es comparar los resultados de las diferentes estrategias evolutivas en varios enjambres de diferente tamaño. Analizando cuál aprende más rápido y genera políticas de mayor calidad, teniendo en cuenta la escalabilidad y su capacidad de generalización.

Para ello se define un entorno sin obstáculos para simplificar el comportamiento de los robots. Los robots son los principales componentes que interactúan con el entorno, que en este caso es desconocido, ya que, cada robot desconoce los movimientos que ejecutará el resto del enjambre.

En cada paso, t, cada robot observa su estado, $S(t, u_d, u_i, u_f, v)$. Los posibles estados del problema están determinados por los datos capturados de los sensores ultrasónicos derecho, izquierdo y frontal además del comando de velocidad ejecutado anteriormente.

Una vez que los robots han percibido la información del entorno, se selecciona una acción a realizar para pasar del estado siguiente.

La función de fitness que puede verse en la ecuación 1, se basa en la utilizada en diferentes trabajos de investigacion[9].

$$f(t) = \frac{z(t)}{n} \tag{1}$$

Donde z es el tamaño del clúster más grande que se ha formado y n el número de robots. La función de fitness se ha definido de forma tal que no sea lineal, ponderando las mejores soluciones y penalizando las mediocres como puede verse en la ecuación 2.

$$f(t) = \begin{cases} -10 & si \quad {}^{z(t)}/_{n} = {}^{1}/_{n} \\ \left({}^{10 * z(t)}/_{n}\right) - 10 & si \quad \left({}^{z(t)}/_{n}\right) < 0.5 \\ {}^{10 * z(t)}/_{n} & si \quad \left({}^{z(t)}/_{n}\right) \geq 0.5 \end{cases} \tag{2}$$

La política de entrenamiento utiliza una red neuronal de clasificación para mapear la información de las entradas y salidas que se muestra en la Figura 3.

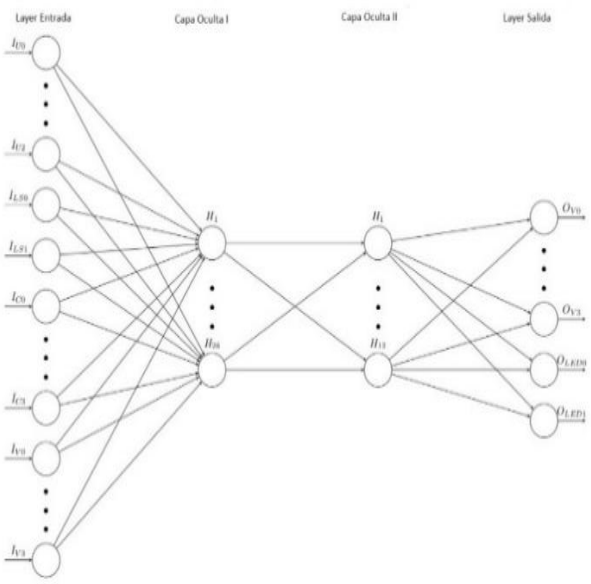


Fig. 3. Red neuronal de control del robot de enjambre.

Esta se ha implementado en un sistema computacional hibrido. Que presenta una serie de ventajas con respecto a la implementación de las redes neuronales con computación digital exclusivamente ya que se disminuye drásticamente el número de componentes necesarios para su fabricación con la consiguiente disminución del área de silicio utilizada en el circuito integrado, disipación de potencia y consumo de corriente.

De esta manera los robots podrán incorporar funciones como el entrenamiento de la red que permitirán una optimización de su comportamiento en los diferentes entornos en los que se encuentren.

Por otro lado, el menor consumo aumenta la vida útil de las baterías en las misiones de exploración, esto permitirá un funcionamiento más prolongado de los mismos, mejorando su perfomance con respecto a los robots basados en sistemas digitales únicamente.

La red neuronal por implementar consta de 2 capas ocultas más las capas de entrada y salida, la función de activación de cada una de sus neuronas es tanh y obtiene la información del entorno discretizada para acelerar el proceso de aprendizaje.

Además, cada robot del enjambre ejecutará la misma red para conseguir un comportamiento colectivo generando los mismos criterios de decisión para las mismas transiciones de estado.

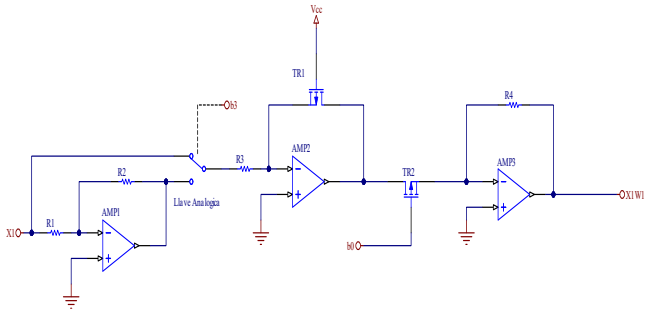


Fig. 4. Circuito simplificado de multiplicación analógico.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

En la figura 4 muestra el esquema eléctrico del circuito a utilizar para generar cada una de las neuronas de la red. En la misma vemos que si bien la operación es analógica, el signo y el valor del peso se establecen en forma digital por un numero binario de 4 bits, pudiendo extenderse a una cantidad de bits mayores en una etapa posterior del proyecto.

La señal de entrada x_1 es multiplicada por un signo negativo, dicha multiplicación es realizada por el amplificador AMP1 que tiene una ganancia unitaria.

Por lo tanto, a la entrada del circuito multiplicador de pesos tenemos la señal x_1 y $-x_1$, una llave analógica controlada por el bit 3 del peso determinara si la señal ingresada al sistema es positiva o no.

Esta señal es multiplicada por un amplificador de ganancia programable. La corriente en los transistores está dada por:

$$I_1 = K_1\left[f_1\left(\psi_{sL_1}\right) - f_1\left(\psi_{sO_1}\right)\right] = -{}^{v_{in}}/_{R_3} \quad (3)$$

$$I_2 = K_2\left[f_2\left(\psi_{sL_2}\right) - f_2\left(\psi_{sO_2}\right)\right] = -{}^{v_0}/_{R_4} \quad (4)$$

De lo cual si los transistores están apareados podemos decir:

$$\frac{v_0}{v_{in}} = \frac{R_4 K_2}{R_3 K_1} = \frac{R_4 (WL)_2}{R_3 (WL)_1} \quad (5)$$

Por lo que el factor de proporcionalidad puede utilizarse para definir la ganancia del amplificador y por lo tanto el valor del peso a ponderar. El circuito final puede observarse en la figura 10, donde el valor digital de b0 a b3 determina la ganancia del amplificador

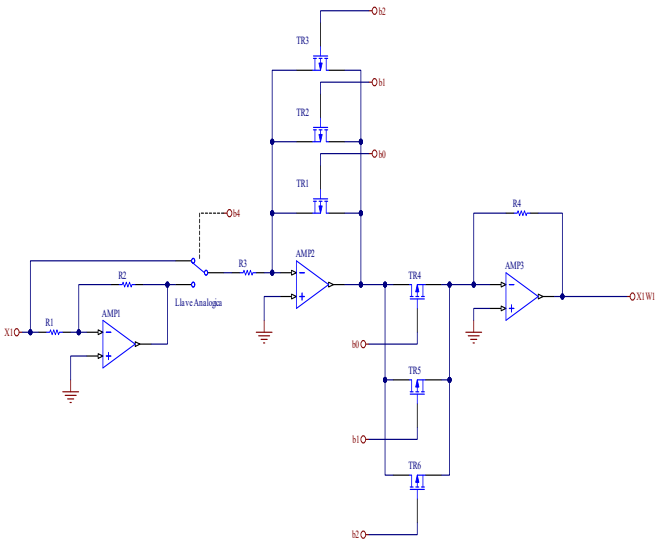


Fig. 5. Circuito completo de multiplicación analógico.

Para completar el modelo se suman las señales y se comparan con un sesgo como se muestra en la figura 6.

El sesgo es variable y se obtiene al multiplicar un valor de referencia por un peso definido en forma digital, en este caso se ha tomado como valor de referencia 1.

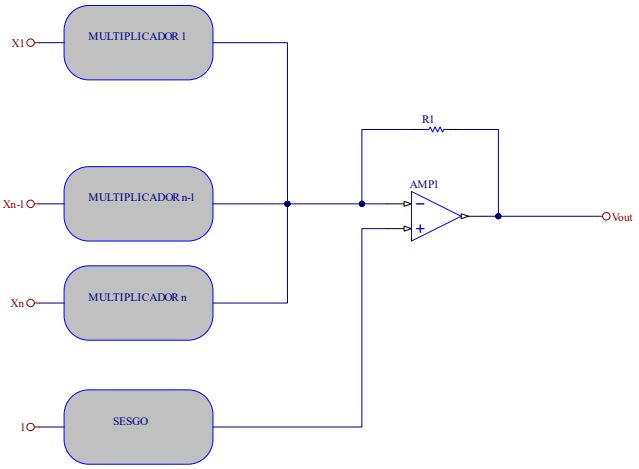


Fig. 6. Circuito completo de neurona analógica.

El modelo obtenido se ha implementado utilizando las técnicas y arquitecturas más simples posibles, Para de esta manera poder trasladar el diseño a una placa basada en FPGA y FPAA.

Esta placa servirá de plataforma de prueba para los diferentes bloques propuestos. Pudiendo determinarse en el mismo la performance, consumos, cantidad de componentes involucrados, etc.

Cada una de las neuronas ha sido implementada con un circuito analógico que utiliza un total de 16 amplificadores operacionales con 8 transistores cada uno, lo que lleva a que la red completa tenga alrededor de 10.000 transistores cuando si se hubiera utilizado computación digital solo la operación de multiplicación de una neurona hubiera requerido alrededor de 1000 transistores.

IV. Diseño Robot de Enjambre

El robot que se utilizara para la implementación del sistema computacional hibrido analógico y digital, debe ser un robot simple con una capacidad de procesamiento y consumo de energía mínimo además de poseer funciones de comunicación. El diagrama en bloques de este se muestra en la figura 7.

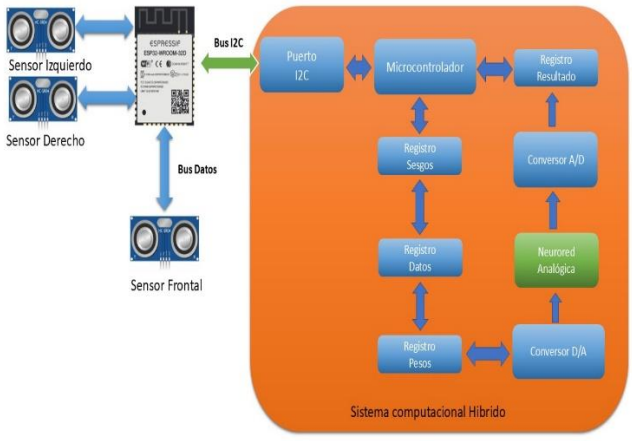


Fig. 7. Diagrama en bloques del robot de enjambre.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Este dispone de tres emisores de ultrasonido para determinar los obstáculos del entorno. Como unidad de control y comunicación se utiliza el SoC ESP32 el cual tiene el diagrama en bloques que se muestra en la figura 8.

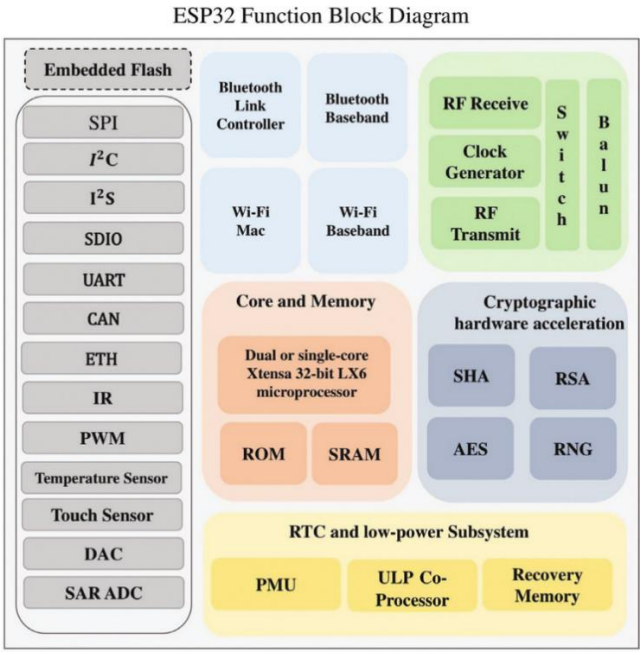


Fig. 8. Diagrama en bloques del ESP32.

Como se ve en la figura anterior este SoC tiene múltiples canales de comunicación, donde se ha asignado para la comunicación con los individuos del enjambre el protocolo ESP NOW.

Este protocolo es una forma de comunicación inalámbrica de baja potencia y alta velocidad que permite a los dispositivos ESP comunicarse directamente, sin un router, utilizando un emparejamiento previo.

Sus características principales incluyen: comunicación cifrada y no cifrada, hasta 250 bytes de carga útil por paquete, la capacidad de usar funciones de devolución de llamada para confirmar la entrega de datos, y compatibilidad con diferentes topologías de comunicación (punto a punto, uno a varios, varios a uno).

Por otro lado, también se utiliza la red wifi para él envió del estado de cada uno de los individuos del enjambre al centro de control de forma de monitorear su comportamiento global.

Finalmente, mediante el puerto I2C se comunica con el sistema computacional hibrido como se ve en la figura 7, enviando la información obtenida de los sensores y recibiendo como respuesta las correspondientes acciones a realizar.

El robot que se fabricará será del tipo robot araña con 4 patas, utilizando una impresora 3D para su implementación, siendo el diseño por realizar el que se muestra en la fig. 9.

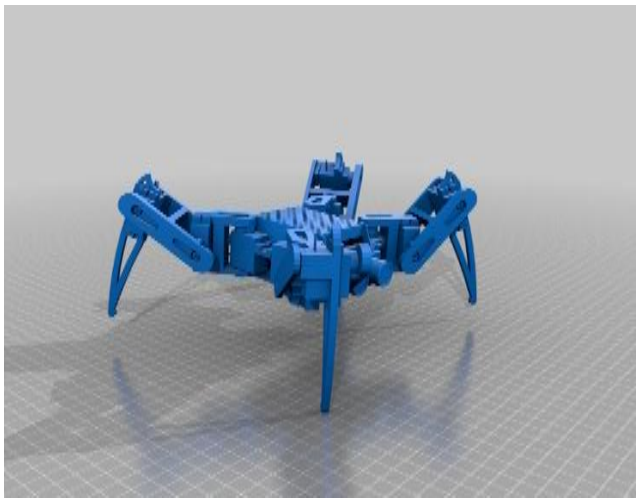


Fig. 9. Diseño de robot araña.

Cada pata tendrá tres servomotores para el control de su movimiento, pudiendo expandirse posteriormente a una versión de 6 patas. Estos servomotores serán del tipo SG90 los cuales tienen una capacidad de 1.5 Kg de torque para que pueda desplazarse en diferentes ambientes.

El control de estos motores también se encuentra a cargo del ESP-32 dado de que dispone de hardware especifico para estas funciones.

El diagrama en bloques del sistema hibrido de computación analógica y digital propuesto se muestra con mayor detalle en la figura 10.

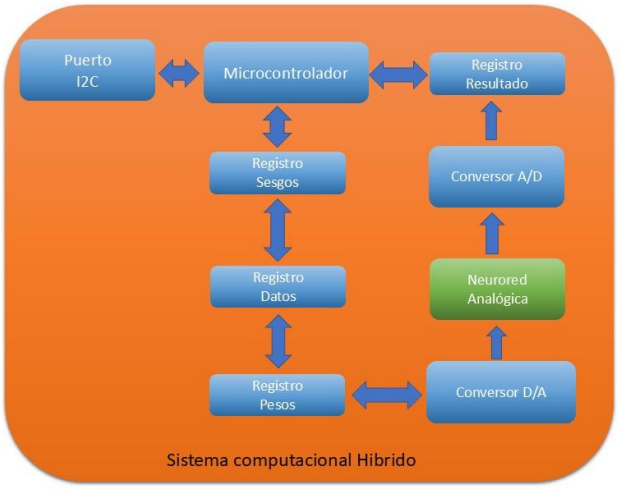


Fig. 10. Diagrama en bloques sistema computacional hibrido.

Para la implementación de los bloques digitales se utilizará una FPGA de rango medio y bajo costo Cyclone II Ep2c5t144 cuya placa de desarrollo se muestra en la figura 11.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025



Fig. 11. Placa desarrollo FPGA Cyclone II.

Siendo las especificaciones técnicas de dicha placa:

- Voltaje de alimentación: 5 – 9V DC
- Regulador de voltaje en placa de 1,2V para el core del FPGA y otro de 3,3V para los puertos de entrada/salida.
- FPGA: Altera (ahora Intel) Cyclone II EP2C5T144
- Número de IO E/S: 89
- Elementos lógicos: 4608 (16 elementos lógicos por bloque)
- Bloques de memoria RAM M4K (4 Kbits + 512 bits de paridad): 26 (total: 119898 bits)
- Memoria embebida (Kbits): 117
- Multiplicadores embebidos de 18×18 bits: 13
- PLLs: 2
- Canales diferenciales: 58
- Oscilador en la placa de 50Mhz, conectado al pin 17 (soporta hasta 300Mhz)
- Conector de programación: JTAG
- Memoria EEPROM EPCS4 de 4Mbit en placa (sólo programable a través del puerto ASP)
- Compatible con el software IDE Altera Quartus 2 y su edición web libre
- Soporta desarrollo basado en Nios II

En dicha FPGA se implementará un microcontrolador RISC-V que se basa en un proyecto de desarrollo de hardware libre y de código abierto. Este proyecto permite diseñar y desarrollar chips y procesadores personalizados, reduciendo la dependencia de arquitecturas propietarias, como ARM o x86, dando la posibilidad de desarrollar tecnologías propias.

Esta se encarga del manejo puerto I2C el cual está encargado de comunicarse con SoC ESP32 para recibir los datos del entorno y proporcionar las respuestas de la red neuronal.

Para ello maneja el bloque de patrón, que es el bloque de entrada de la red neuronal, los bloques de pesos y sesgos que controlan digitalmente la red y finalmente lee el bloque de resultado para transmitirlo al ESP32.

Los bloques conversor A/D y D/A realizan la interfaz entre los registros digitales que se encuentran en los bloques sesgo, pesos, patrones y resultado y el bloque de procesamiento analógico.

Tanto los bloques de conversores A/D y D/A así como el bloque de procesamiento analógico serán implementados con 6 circuitos integrados FPAA AN231E04 en una placa diseñada para tal fin, siendo las características técnicas de estos integrados las que se muestran en la figura 12.

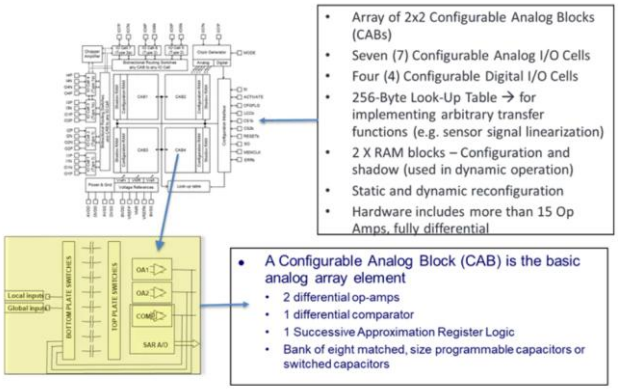


Fig. 12. Características FPAA AN231E04.

Estos integrados tienen 7 celdas de E/S analógicas y 4 CAB (bloques analógicos configurables), controlados digitalmente por el usuario.

Los recursos analógicos disponibles en cada FPAA incluyen:

- 12 amplificadores operacionales
- 4 comparadores diferenciales
- 4 elementos lógicos de registro de aproximación sucesiva
- Banco de 32 condensadores o condensadores conmutados programables de tamaño adaptado

Los datos de configuración de cada FPAA serán generados por el microcontrolador RISC – V, en función de la información proporcionada por el entorno de desarrollo del fabricante.

Pudiendo determinarse con este sistema la performance, consumos, cantidad de componentes involucrados, etc. Con respecto a la utilización de una red digital.

V. Discusión y conclusiones

Se ha realizado el diseño de Sistema Computacional hibrido analógico y digital como aplicación de las tecnologías desarrolladas en el proyecto “optimización de sistemas de inteligencia artificial basados en deep learning con dispositivos nanoelectrónicos híbridos, analógicos y digitales”.

Este tiene como objetivo la implementación de una red neuronal para el control del comportamiento emergente de un enjambre de robots para exploración espacial. El Sistema desarrollado presenta grandes ventajas en cuanto al número de componentes, potencia disipada y consumo de corriente con respecto a las soluciones basadas en computación digital exclusivamente. Encontrándose en este momento en la etapa

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

de implementación para el posterior entrenamiento de la red neuronal y prueba.

REFERENCIAS

[1] VUNNAM, R. V. (2024). Evolution of Space Exploration: A Statistical Analysis of Space Launches including Challenges and Future Outlook.

[2] Corrado, L., Cropper, M., & Rao, A. (2023). Space exploration and economic growth: New issues and horizons. *Proceedings of the National Academy of Sciences*, *120*(43), e2221341120.

[3] Bogue, R. (2025). Robots in space exploration. *Industrial Robot: the international journal of robotics research and application*.

[4] Zhang, Y., Li, P., Quan, J., Li, L., Zhang, G., & Zhou, D. (2023). Progress, challenges, and prospects of soft robotics for space applications. *Advanced Intelligent Systems*, *5*(3), 2200071.

[5] Marov, M. (2024, October). Soviet/Russian planetary exploration: Historical highlights. In *Journal of Physics: Conference Series* (Vol. 2877, No. 1, p. 012048). IOP Publishing.

[6] Vishnu Prakash, B., Pandya, C. U., Prakash, Z., Dabas, A., Durai, B., & Chandru, P. A. (2024). ROBOTICS AND SWARM INTELLIGENCE: THE FUTURE OF DEEP SPACE EXPLORATION. *interchange*, *4*, 5.

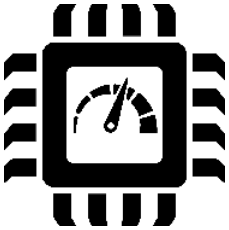
[7] Debie, E., Kasmarik, K., & Garratt, M. (2023). Swarm robotics: A Survey from a Multi-tasking Perspective. *ACM Computing Surveys*, *56*(2), 1-38.

[8] Hexmoor, H., Lammens, J., Caicedo, G., & Shapiro, S. C. (2025). *Behaviour based AI, cognitive processes, and emergent behaviors in autonomous agents* (Vol. 1). WIT Press.

[9] Soysal, O., & Sahin, E. (2005, June). Probabilistic aggregation strategies in swarm robotic systems. In *Proceedings 2005 IEEE Swarm Intelligence Symposium, 2005. SIS 2005.* (pp. 325-332). IEEE.

Eje Temático

Aplicaciones en la Industria y Control de Potencia



AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Arquitectura modular basada en Arduino para detección y clasificación de rizado en fuentes DC

1st Jean Camilo Lara Castillo
Facultad de Ingeniería
Universidad del Valle
Santiago de Cali, Colombia
jean.lara@correounivalle.edu.co

2nd Mateo Ortiz Solano
Facultad de Ingeniería
Universidad del Valle
Santiago de Cali, Colombia
bryan.solano@correounivalle.edu.co

3rd Ramiro Alejandro Plazas Rosas
Facultad de Ingeniería
Universidad del Valle
Santiago de Cali, Colombia
ORCID: 0000-0001-6595-3839

***Abstract*—Este trabajo presenta el diseño e implementación de un sistema educativo y de bajo costo para la detección y clasificación automática del voltaje de rizado en fuentes de alimentación de corriente continua. La arquitectura modular combina procesamiento analógico—rectificación, filtrado y extracción de la componente residual—con procesamiento digital sobre una plataforma Arduino, incluyendo amplificación, comparación y un algoritmo de clasificación embebida. La validación experimental, se realiza con varias resistencias de carga y valores de capacitancia, confirmó que el aumento de resistencia o capacitancia reduce la duración del ciclo activo de rizado, lo cual permite una adaptación dinámica de los umbrales de diagnóstico. Los resultados demuestran que la solución es replicable, efectiva y de alto valor didáctico para la formación técnica, así como útil en el monitoreo y mantenimiento de sistemas electrónicos de potencia.**

***Index Terms*—Voltaje de rizado, Arduino, filtrado, mantenimiento preventivo, electrónica de potencia**

I. Introducción

El diagnóstico de fallas constituye un aspecto crítico que debe ser parte en la operación de cualquier proceso o sistema, especialmente aquellos cuya funcionalidad impacta directamente la productividad o la seguridad [1]. Varios de procesos clasificados como críticos, requieren la identificación temprana de anomalías con el fin de implementar acciones correctivas de forma oportuna. En particular, los sistemas electrónicos de potencia demandan mecanismos eficaces de alerta y supervisión, dado que cualquier alteración puede acelerar el deterioro funcional de todo el sistema sistema.

Diversas metodologías permiten detectar la degradación de componentes en convertidores electrónicos de potencia, tal como se describe en [2]. Uno de los indicadores relevantes en este contexto es el voltaje de rizado, una oscilación residual presente tras la conversión de corriente alterna (AC) a corriente directa (DC). Este fenómeno puede provocar interferencias electromagnéticas, pérdida de eficiencia e incluso fallas en dispositivos electrónicos sensibles, por ejemplo condensadores, semiconductores o incluso sensores.

En este trabajo, se propone el desarrollo de un sistema microcontrolado capaz de detectar y clasificar automáticamente el rizado de voltaje en rectificadores. El enfoque busca mejorar la confiabilidad de los sistemas electrónicos de potencia mediante una solución integrada, económica y adaptativa.

II. Metodología

El diseño del sistema propuesto se estructura en dos etapas fundamentales: extracción, acondicionamiento de señal y clasificación automática del estado del voltaje de rizado, todo dentro de un entorno microcontrolado. Estas fases permiten capturar, procesar y evaluar de manera eficiente las variaciones residuales del voltaje, con el objetivo de facilitar el diagnóstico temprano de posibles fallas en rectificadores.

La Figura 1 presenta el esquema electrónico del sistema desarrollado, en el que se destacan las fases de rectificación con diodos, filtrado, extracción de rizado, amplificación y comparación [3], [4]. Estas fases corresponden al flujo funcional del sistema antes de la etapa de clasificación automatizada.

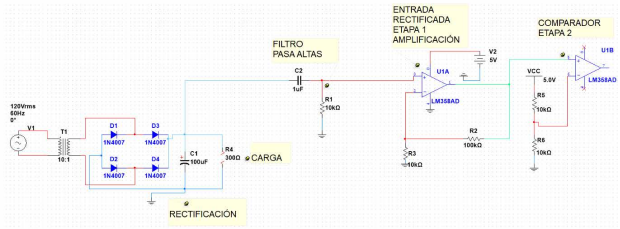


Fig. 1: Esquema electrónico del sistema desarrollado.

A. Etapas funcionales del sistema

- *Rectificación*: Se utiliza un puente de diodos para realizar la conversión de señal de corriente alterna

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

(AC) a corriente directa (DC), generando una base sobre la cual se puede observar el fenómeno de rizado.

- *Filtrado*: Se incorpora un capacitor que atenúa parcialmente el componente de rizado, sin eliminarlo del todo, lo cual permite su posterior análisis.
- *Extracción de rizado*: La señal residual se aisla mediante un filtro pasa-altas, que elimina las componentes de baja frecuencia y permite resaltar las variaciones de alta frecuencia asociadas al rizado.
- *Amplificación*: Para mejorar la sensibilidad del sistema, se utiliza el amplificador operacional LM358, elevando el nivel de voltaje del rizado detectado.
- *Comparación*: La señal amplificada se compara con un voltaje de referencia establecido en 2.5V, criterio que permite discernir entre distintos niveles de rizado.

B. Etapa de clasificación

La etapa final del sistema se enfoca en la clasificación automática del rizado de voltaje, implementada mediante un algoritmo embebido en una plataforma Arduino Mega [5]. Esta etapa emplea una lógica condicional que interpreta la señal de rizado, la cual ha sido previamente extraída y acondicionada. Con base en la medición del ciclo útil de una señal cuadrada —correspondiente al tiempo de duración del rizado—, el sistema categoriza el estado del rizado en tres niveles predefinidos: correcto, advertencia y falla.

En la Figura 2, se presenta el diagrama de flujo del algoritmo implementado para la detección y clasificación automática de anomalías en el voltaje de rizado del rectificador.

A continuación, se describen los aspectos principales del diagrama de flujo.

1) *Inicialización:* Se configuran los módulos de pantalla LCD y comparador de voltaje.
2) *Lectura binaria:* En un ciclo continuo, se evalúa si el valor leído es alto (`HIGH`). Si lo es, se registra un `1`; de lo contrario, un `0`.
3) *Desplazamiento y conteo:* El buffer se actualiza con cada lectura y se calcula el número de señales `HIGH`.
4) *Clasificación por umbral:*
   - Menos de 4 señales `HIGH` $\rightarrow$ Estado: **Correcto**.
   - Entre 4 y 9 señales `HIGH` $\rightarrow$ Estado: **Advertencia**.
   - 10 o más señales `HIGH` $\rightarrow$ Estado: **Falla**.
5) *Retroalimentación visual:* La pantalla muestra el estado del sistema junto con una barra gráfica del rizado para facilitar la interpretación.
6) *Temporización:* Se implementa un retardo de 50 ms entre ciclos para garantizar estabilidad en el procesamiento.

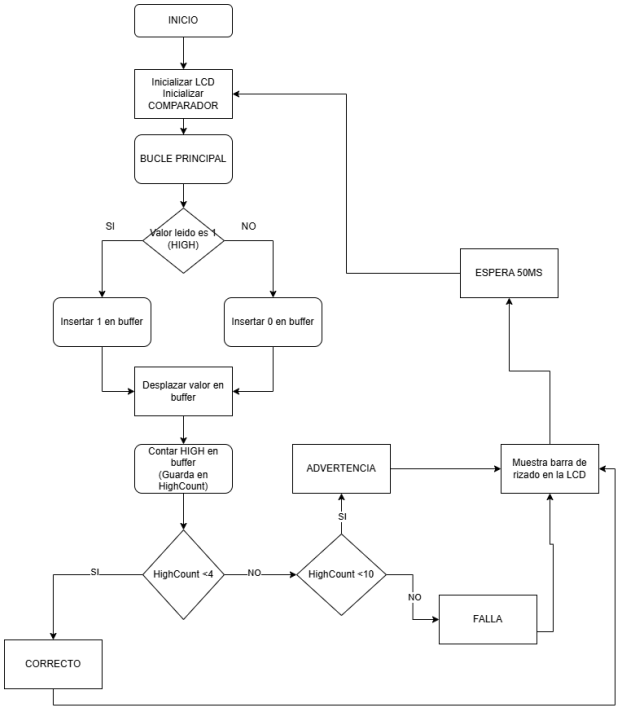


Fig. 2: Diagrama de flujo del algoritmo para clasificar el nivel de rizado.

III. Resultados Experimentales

Para validar el desempeño del sistema de detección y clasificación del rizado de voltaje, se realizaron pruebas variando parámetros clave: la capacitancia del filtro y la resistencia de carga. El objetivo fue evaluar cómo dichas configuraciones afectan el comportamiento del rizado y, por lo tanto, la capacidad de clasificación automática implementada en el sistema microcontrolado.

Para cada configuración se midió el tiempo de duración del rizado, definido como el ciclo útil durante el cual el componente residual de voltaje permanece activo. Esta métrica permite cuantificar la eficiencia del filtrado y la sensibilidad del sistema frente a perturbaciones.

A. Análisis con carga de 1kΩ

La Tabla I presenta el comportamiento del voltaje de rizado para distintos valores de capacitancia, manteniendo la resistencia de carga en 1kΩ. Se evidencia una relación inversamente proporcional entre la capacitancia y la duración del rizado: a mayor capacitancia, menor tiempo de rizado, lo que refleja una atenuación más eficiente del componente alterno residual.

Tabla I: Duración del rizado con carga de 1kΩ

Capacitor (μF)	**Ciclo útil (ms)**
100	2640
220	2300
470	2020
1000	1400

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Estos resultados demuestran que la etapa de filtrado analógico influye directamente en el número de señales `HIGH` que el algoritmo embebido detecta, y por tanto en la clasificación generada (normal, advertencia o falla). El sistema responde con precisión a los cambios de entrada, evidenciando su utilidad para aplicaciones de monitoreo en tiempo real.

B. Análisis con carga de 2.2kΩ

Adicionalmente, se analizó la respuesta del voltaje de rizado empleando una resistencia de carga de 2.2 kΩ. En estas pruebas se constató una disminución más marcada en el tiempo de rizado respecto al caso con carga de 1 kΩ.

Este resultado confirma que al incrementar la resistencia de carga, la demanda de corriente disminuye, ralentizando el proceso de carga y descarga del condensador. Como resultado, se limita la acumulación de energía residual, lo que se traduce en un rizado de menor persistencia.

La Tabla II muestra los tiempos de rizado registrados para diferentes valores de capacitancia bajo carga de 2.2 kΩ.

Tabla II: Duración del rizado con carga de 2.2kΩ

Capacitor (μF)	**Ciclo útil (ms)**
100	1500
220	1300
470	1170
1000	800

Los resultados obtenidos confirman la influencia de los parámetros pasivos en la respuesta dinámica del voltaje de salida del rectificador. Esta sensibilidad es aprovechada por el sistema embebido para generar una clasificación precisa del estado operativo, reforzando su eficacia como herramienta de diagnóstico automatizado en sistemas electrónicos de potencia.

C. Operación real del sistema

Los resultados obtenidos mediante la variación de parámetros eléctricos muestran el comportamiento del sistema frente a las diferentes condiciones de rizado en la señal rectificada. De hecho, se presentan los tres escenarios funcionales del diagnóstico embebido: estado *correcto*, *advertencia* y *falla*. Esta clasificación, representada en la pantalla LCD, valida la capacidad del sistema para diferenciar niveles de voltaje de rizado según los umbrales definidos en la fase de clasificación automática.

La Figura 3 representa el estado *correcto* del sistema, donde los valores de rizado se mantienen dentro de los límites establecidos y no se activa ninguna señal de alerta.

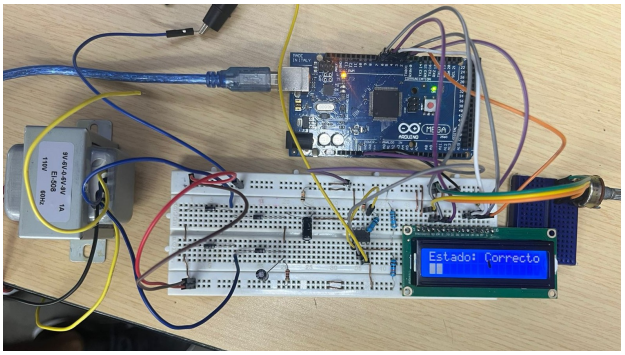


Fig. 3: Estado correcto del circuito.

La Figura 4 muestra una condición de advertencia, en la cual el voltaje de rizado supera el umbral bajo configurado. Por lo tanto, el sistema despliega en la pantalla LCD, a través de la interfaz embebida, una señal de precaución que alerta sobre esta condición.

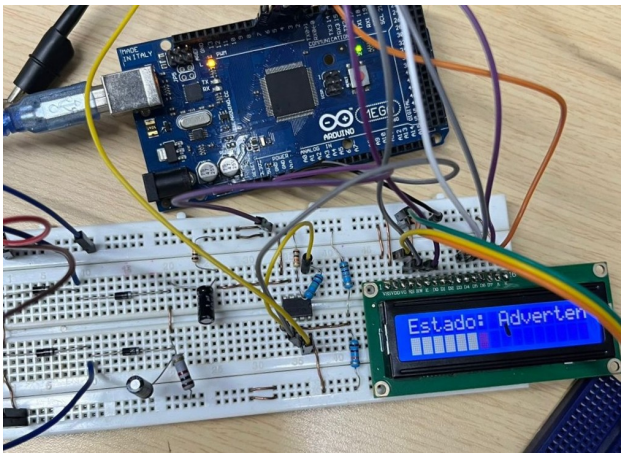


Fig. 4: Estado de advertencia del circuito.

Finalmente, la Figura 5 ilustra el estado de falla, donde el voltaje de rizado alcanza niveles superiores al umbral crítico. Esta condición desencadena una alerta significativa, indicando que el sistema opera fuera de los parámetros seguros definidos para su funcionamiento.

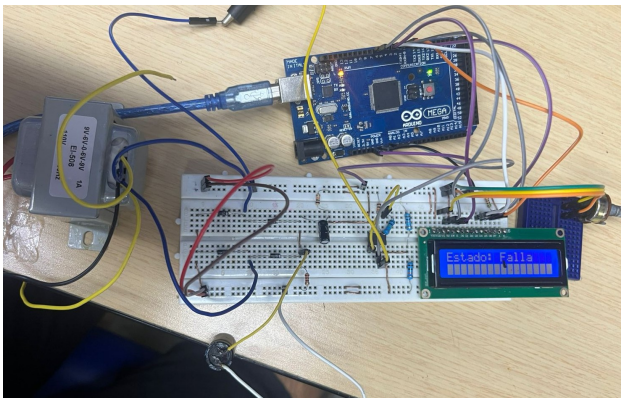


Fig. 5: Estado de falla del circuito.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

IV. Conclusiones

La metodología propuesta y los resultados experimentales demuestran que el sistema desarrollado es una solución integrada, eficiente y fácilmente replicable para el diagnóstico automático del voltaje de rizado en rectificadores. La arquitectura modular —compuesta por las etapas de rectificación, filtrado, extracción, amplificación, comparación y clasificación embebida— permite caracterizar con precisión el comportamiento residual de la señal en tiempo real, asegurando una clasificación adaptativa y de rápida interpretación mediante la plataforma Arduino y la interfaz gráfica en LCD. Los resultados demuestran que parámetros como la resistencia de carga y el valor de capacitancia influyen significativamente en la duración del rizado, lo cual es aprovechado por el sistema para ajustar dinámicamente su criterio de diagnóstico. El diseño, de bajo costo y alta sencillez constructiva, resulta especialmente valioso para aplicaciones educativas en formación técnica, así como para tareas de monitoreo y mantenimiento en sistemas electrónicos de potencia.

Agradecimientos

Los autores agradecen a la Universidad del Valle y especialmente a la Escuela de Ingeniería Eléctrica y Electrónica (EIEE) por su respaldo institucional y los recursos facilitados para el desarrollo del presente proyecto.

References

[1] S. Peyghami, F. Blaabjerg, and P. Palensky, ”Incorporating power electronic converters reliability into modern power system reliability analysis,” IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron., vol. 9, no. 2, pp. 1668–1681, Apr. 2021, doi:10.1109/JESTPE.2020.2967216.

[2] R. A. Plazas-Rosas, É. Franco-Mejía, and M. L. Orozco-Gutiérrez, ”Methods and challenges for the fault detection and diagnosis in power electronic converters: An overview,” in Proc. IEEE ANDESCON: Technology and Innovation for Andean Industry, Barranquilla, Colombia, Nov. 16–19, 2022, doi:10.1109/ANDESCON56260.2022.9989627.

[3] A. S. Sedra and K. C. Smith, Circuitos microelectrónicos, 4th ed. Oxford, UK: Oxford University Press, 1998.

[4] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, 3rd ed., Hoboken, NJ, USA: Wiley, Oct. 2002.

[5] Arduino.cc, “Arduino Uno Technical Specifications.” Disponible en: https://www.arduino.cc [Accedido: 22-jul-2025].

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Desarrollo e implementación de un medidor inteligente de energía eléctrica

Matías Manzin
Instituto de Investigación en Informática III LIDI, Facultad de Informática, Universidad Nacional de La Plata - Comisión de Investigaciones Científicas de la Provincia de Buenos Aires, La Plata, Argentina
mmanzin@lidi.info.unlp.edu.ar
https://orcid.org/0009-0009-5739-8551

Leonardo J. Navarria
Grupo de Investigación y Desarrollo en Radiofrecuencia e Instrumentación Facultad de Ciencias Astronómicas y Geofísicas Universidad Nacional de La Plata. Paseo del Bosque s/n B1900FWA. La Plata, Argentina
lnavarria@fcaglp.unlp.edu.ar
https://orcid.org/0000-0002-1061-4896

Leandro Libutti
Instituto de Investigación en Informática III LIDI, Facultad de Informática, Universidad Nacional de La Plata - Comisión de Investigaciones Científicas de la Provincia de Buenos Aires, La Plata, Argentina
llibutti@lidi.info.unlp.edu.ar
https://orcid.org/0000-0001-5541-4997

Diego Montezanti
Instituto de Investigación en Informática III LIDI, Facultad de Informática, Universidad Nacional de La Plata - Comisión de Investigaciones Científicas de la Provincia de Buenos Aires, La Plata, Argentina
dmontezanti@lidi.info.unlp.edu.ar
https://orcid.org/0003-0003-0436-0997

Santiago Medina
Instituto de Investigación en Informática III LIDI, Facultad de Informática, Universidad Nacional de La Plata - Comisión de Investigaciones Científicas de la Provincia de Buenos Aires, La Plata, Argentina
smedina@lidi.info.unlp.edu.ar
https://orcid.org/0000-0001-6852-7165

***Resumen*— En los últimos años, el impacto económico y ecológico del consumo energético a nivel mundial ha ido en aumento, por lo que resulta necesario contar con sistemas informáticos y electrónicos que permitan monitorear el consumo energético. En la actualidad, los edificios inteligentes disponen de sistemas automatizados que incluyen nodos sensores que permiten la supervisión y control de parámetros ambientales que facilitan el objetivo de lograr entornos energéticamente eficientes, confortables y rentables. En ese contexto, este trabajo presenta el diseño y desarrollo de un medidor inteligente de consumo energético que cuenta con la capacidad de integrarse a cualquier sistema de control y monitoreo sin necesidad de cambios significativos, gracias a su implementación modular. Se plantea la arquitectura de hardware, haciendo foco en la funcionalidad principal de cada módulo y en la interconexión y comunicación entre ellos. Además, se describen las pruebas de calibración que se realizaron para ajustar los parámetros de medición y obtener errores relativos de medición aceptables. Se muestran pruebas realizadas en laboratorio y aplicaciones de uso hogareño.**

.Palabras Claves—energía, consumo, monitoreo, control

I. INTRODUCCIÓN

El cambio tecnológico y la toma de conciencia sobre el uso racional de la energía está convirtiendo a los sistemas eléctricos tradicionales en redes inteligentes de sensores y actuadores que permiten controlar diferentes eventos del ambiente en el que fueron colocados. Estos nuevos sistemas ofrecen ventajas técnicas y económicas, como la fiabilidad y rentabilidad. Sin embargo, la incorporación de estas funcionalidades genera que los sistemas electrónicos modernos están cambiando sus requerimientos energéticos, produciendo un incremento en la potencia requerida para su operación.

Si se hace foco en el factor económico, se observa que el costo del servicio eléctrico es cada vez más elevado, y un consumo irresponsable genera costos adicionales a las instituciones públicas y privadas. Esta situación se da, por ejemplo, en instituciones educativas, como ser los edificios de las Universidades [1]

En este sentido, existe una preocupación creciente por el uso consciente de la energía para preservar el medio ambiente. La mayoría de los gobiernos de todo el mundo se encuentran investigando e implementando soluciones en la búsqueda de disminuir los efectos no deseados [3,8,9].

Según el US Green Building Council [4], los edificios aportan alrededor del 70% del consumo final de energía, a través de los sistemas de calefacción, aire acondicionado e iluminación artificial, y contribuyen aproximadamente en un 39% a las emisiones de CO2. Otro estudio, realizado por la Administración de Información Energética de EE. UU. mostró que el uso total de energía en edificios comerciales ha aumentado un 7% desde 2003, donde el consumo de electricidad en los edificios casi se ha duplicado, pasando del 38% en 1979 al 61% en 2012 [5] (siendo el 100% el consumo energético total medido, compuesto por la sumatoria del gas y la electricidad).

En Argentina, según la Secretaría de Energía (SE), el 87% de la energía primaria proviene de los hidrocarburos. Como una medida para reducir el consumo energético, el Decreto 140/2007 propuso una reducción del 10% del consumo en edificios públicos; éstos representan alrededor del 40% del uso de energía final y, por ello, constituyen un escenario con potencial para conseguir importantes reducciones de energía y emisiones [6].

En este contexto, los controladores inteligentes para la gestión de la energía vienen cobrando una importancia

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

cada vez mayor en los últimos años, en la búsqueda de avanzar en el desarrollo sostenible y el uso eficiente de la energía. La investigación en este campo ha avanzado en paralelo con las mejoras tecnológicas. En general, estos sistemas están compuestos por unidades de procesamiento local, que se utilizan para controlar los diferentes ambientes de una institución, y que a su vez se interconectan para obtener la información completa del consumo energético del edificio. Esta posibilidad de interconexión por medio de una red permite expandir fácilmente la cobertura hacia otros sectores. Siguiendo esa idea, la arquitectura desplegada localmente puede conectarse con un servidor en la nube (Cloud), que se encargue de recolectar la información de todos los edificios y áreas independientes.

En los últimos años, en la Facultad de Informática de la Universidad Nacional de La Plata, se viene trabajando en el diseño de un sistema inteligente para el control del consumo energético, que permite monitorear diferentes sectores de la institución [1,7]. Este proyecto se encuentra aún en desarrollo, habiéndose implementado hasta el momento las unidades de procesamiento locales que cuentan con la posibilidad de conectar sensores y actuadores, y controlar estos dispositivos. Sin embargo, con este grado de desarrollo, sólo es posible realizar cálculos aproximados del consumo, a partir de la información brindada por el fabricante de los dispositivos y el tiempo que se encuentran encendidos. Por lo tanto, se planteó la necesidad de incorporar al sistema la funcionalidad de medición del consumo energético de estos dispositivos.

En este contexto, el presente trabajo presenta el desarrollo de un medidor de consumo energético para dispositivos electrónicos de uso habitual en los edificios universitarios. Este medidor está preparado para ser conectado a las unidades locales de procesamiento inteligente previamente desarrolladas en la Facultad.

El resto del trabajo se organiza de la siguiente manera: en la sección 2 se describe la importancia de la gestión energética y su relevancia en la Universidad, junto con los conceptos eléctricos necesarios para el desarrollo del medidor; la sección 3 describe el diseño e implementación del medidor, así como la calibración y las pruebas básicas que se realizaron para validar su funcionamiento; y, finalmente, en la sección 4 se mencionan las conclusiones y las posibilidades de trabajo futuro.

II. MARCO CONCEPTUAL

A. Monitoreo energético

El impacto del consumo energético en las instituciones públicas y privadas es creciente, tanto a nivel económico como ecológico, por lo que resulta necesario contar con el monitoreo del gasto energético en las diferentes áreas de una institución. En la situación actual, los edificios inteligentes cuentan con la capacidad de adaptarse a los parámetros deseados frente a los cambios de condiciones del entorno, disponiendo de sistemas automatizados que incluyen nodos sensores (alámbricos o inalámbricos) que permiten la supervisión y control de parámetros ambientales que facilitan el objetivo de lograr entornos energéticamente eficientes, confortables y rentables [11].

La implementación de este tipo de sistemas puede ofrecer a los administradores de una institución un conjunto de mecanismos sofisticados para controlar el uso de servicios como la calefacción, la refrigeración y la iluminación, de forma individual y colectiva. Los retos de la investigación, en este nivel, incluyen el diseño y la evaluación de infraestructuras de control avanzadas para diferentes sistemas ciber-físicos. Esta tarea no es trivial, ya que normalmente no es posible mantener niveles de servicio para distintos usuarios finales de forma totalmente independiente.

Asimismo, es necesario contar con un nivel de control automatizado, que permita ajustar los parámetros a las necesidades requeridas en el ambiente. En este ámbito, el desafío consiste en diseñar sistemas que aprendan y predigan el uso final, controlando además la prestación de servicios de forma que se minimice el consumo de energía. En la práctica, el diseño de estos sistemas es cada vez más dificultoso, ya que los entornos físicos que supervisan y controlan son cada vez más grandes y complejos [12,13].

Cuando se consideran infraestructuras con una elevada cantidad de edificios y ambientes, resulta necesario el desarrollo de un sistema de control inteligente por capas o niveles. En el desarrollo realizado en la Facultad de Informática de la UNLP, en el nivel más bajo se encuentran las unidades locales de procesamiento (ULPIs - Unidades Locales de Procesamiento Inteligente), que permiten controlar individualmente cada ambiente de los edificios [7]. En el segundo nivel se encuentra el servidor local (SL) para cada edificio, piso o área independiente que se quiera controlar. Este SL recolecta los datos de todas las ULPIs pertenecientes al área controlada, para obtener estadísticas del consumo individual de cada ambiente y poder tomar medidas de control generales para minimizar los gastos innecesarios [1]. Finalmente, en el nivel superior se encuentra el servidor central (SC), el cual recolecta los datos provenientes de los SLs de los diferentes edificios, pisos o áreas independientes (que podrían estar geográficamente dispersos). Esto permite la utilización de servicios, disponibles en la nube, que facilitan el procesamiento del consumo energético por ambiente, por edificio o integral, y la obtención de información detallada sobre el consumo eléctrico de toda la organización. El esquema de este sistema de monitoreo y control distribuido en capas se puede observar en la Figura 1.

B. Estructura de las ULPIs

Cada ULPI es una unidad de procesamiento que se encuentra compuesta por un conjunto de dispositivos de hardware que son manejados por un sistema embebido, con el objetivo de monitorear y controlar los dispositivos electrónicos presentes en un determinado ambiente [1].

Con el objetivo de adaptarse a las dimensiones del ambiente controlado, se definen dos tipos de unidades: máster y worker.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

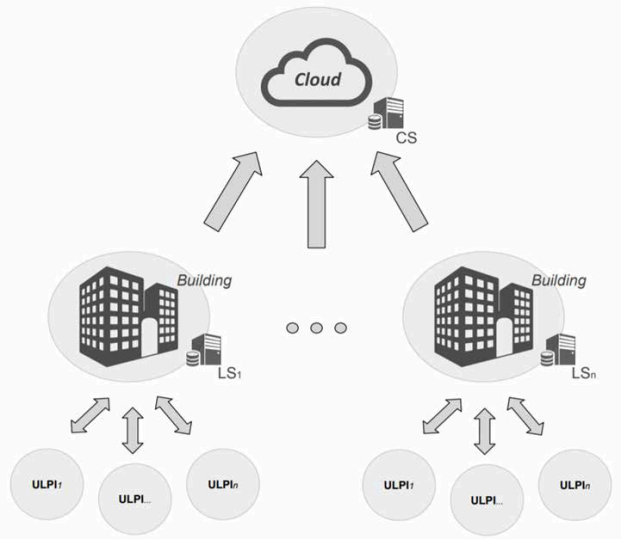


Figura 1: Sistema de monitoreo y control distribuido para grandes infraestructuras con elevado número de ambientes

Las unidades worker cuentan con un microcontrolador ESP8266, que cumple con las funciones de procesar los datos obtenidos desde los diferentes sensores conectados, y de activar los actuadores que inciden sobre los dispositivos electrónicos controlados. Además, están provistas de un módulo infrarrojo para el envío de comandos de apagado/encendido a dispositivos que deben controlarse de modo seguro. Por último, cuentan con un reloj de tiempo real, para mantener la hora exacta entre todas las ULPIs conectadas en el sistema de monitoreo.

Las unidades master se encargan de centralizar la recolección de la información provista por los workers, además de controlar y monitorear su correcto funcionamiento, por lo que ambos tipos de unidades están diseñados para trabajar de forma colaborativa. Contiene todas las funcionalidades existentes en un worker (de manera de poder controlar un ambiente individual sin necesidad de otros workers) y agrega un display con un encoder rotativo para visualizar, alternativamente, los valores sensados y el estado de los dispositivos controlados y el estado de todo el sistema. En la Figura 2 se muestra la arquitectura de hardware de las ULPIs.

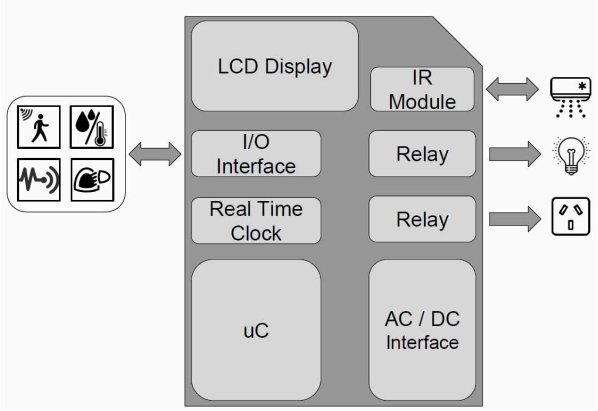


Figura 2: Arquitectura de hardware de las ULPIs

Sin embargo, una de las principales limitaciones que presenta este sistema inteligente de monitoreo es que no cuenta con un módulo sensor capaz de medir el consumo energético. Por lo tanto, hasta el momento del presente desarrollo, el gasto energético surgía de una estimación a partir de los datos de consumo provistos por el fabricante de cada dispositivo y del tiempo en que cada uno de ellos se encuentra activo. En la siguiente sección se describe la implementación del módulo desarrollado para mejorar las prestaciones de este sistema.

III. DESARROLLO

A. Diseño e implementación

Para la definición de la arquitectura de hardware, se decidió dividir el circuito electrónico en distintos módulos que se interconectan a través de conectores, borneras y/o cables. De esta forma, se simplificó el diseño de cada subcircuito, lo cual es útil de cara a las posibles modificaciones futuras (en ese caso, sólo sería necesario reemplazar el hardware del módulo a modificar). Un esquema simplificado de los módulos y sus interconexiones se muestra en la Figura 3.

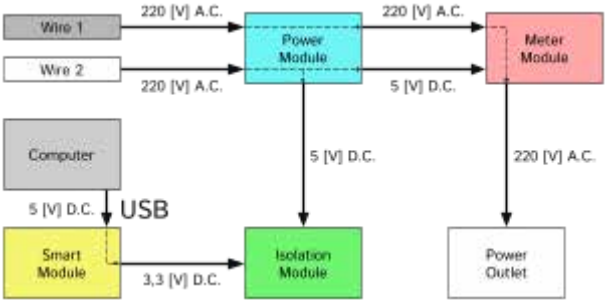


Figura 3 Diagrama simplificado de conexiones de potencia

En tanto, la Figura 4 muestra, también de manera simplificada, el flujo de señales de comunicación entre los componentes. Los módulos desarrollados cumplen con las siguientes funciones:

- Módulo Medidor: Transmite valores medidos mediante pulsos eléctricos sin aislamiento de la red eléctrica. Recoge datos de potencia activa, tensión y corriente.
- Módulo Inteligente: Ejecuta el firmware del sistema, que se encarga principalmente de procesar las señales eléctricas recibidas desde el

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

módulo medidor, calcular los resultados y enviarlos al sistema externo mediante protocolos alámbricos (USB, UART) y/o inalámbricos (Wi-Fi). Un componente importante del proyecto es el framework desarrollado, que provee un subsistema de persistencia (con una base de datos), de comandos, de mediciones (orientado a eventos) y de entrada/salida, entre otros.

- Módulo Aislante: Actúa como un intermediario que transmite señales entre el Módulo Medidor y el Módulo Inteligente, garantizando aislamiento eléctrico para evitar posibles cortocircuitos.
- Módulo de Potencia: Proporciona la energía necesaria al sistema, incluyendo al Módulo Aislante y al Módulo Medidor. También suministra energía al dispositivo cuyo consumo se está midiendo.

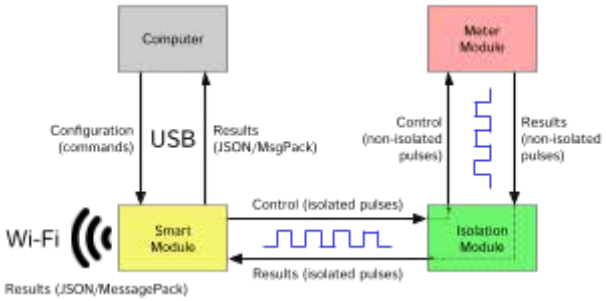


Figura 4 Diagrama simplificado de señales de comunicación

La lógica de todas las conexiones del medidor y la comunicación entre los módulos se diseñó utilizando el software KiCad [10], un editor de esquemáticos y PCBs de código abierto. Los esquemáticos de los distintos módulos de hardware fueron creados a partir de diferentes niveles de abstracción:

- Alto nivel (máxima abstracción): se genera un diagrama de bloques que muestra cómo se interconectan los distintos módulos entre sí, ocultando los detalles de implementación de cada uno.
- Nivel medio (opcional): se genera un esquemático que "instancia" a uno o más subcircuitos, y los conecta a otros componentes.
- Bajo nivel (mínima abstracción): se genera un esquemático que detalla cómo se implementa un determinado módulo o subcircuito.

A partir de los diseños de los diferentes niveles se implementó un prototipo del medidor, que se puede observar en la Figura 5, donde se destacan en color rojo el Módulo Medidor, en color amarillo el Inteligente, en color verde el Aislante, y finalmente en color azul el de Potencia:

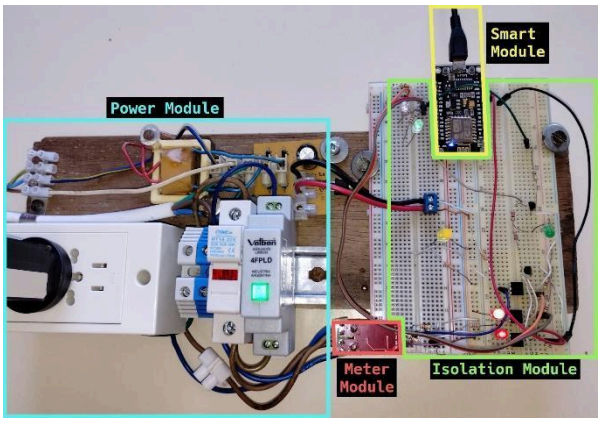


Figura 5 Prototipo del medidor

Para la transmisión de los valores medidos se definieron dos opciones: una comunicación alámbrica y otra inalámbrica. En el primer caso, el Módulo Inteligente se conecta a una PC a través de USB (por donde también recibe alimentación), utilizando un conversor CH340 que traduce las señales USB a UART (y viceversa), con una velocidad de transferencia de 115200 baudios. La segunda opción contempla una comunicación inalámbrica basada en el estándar Wi-Fi (IEEE 802.11), que posibilita el envío de datos a un servidor externo a través de solicitudes HTTP o HTTPS. Estas dos opciones permiten tanto el envío de comandos hacia el módulo como la recepción de resultados de medición en distintos formatos de codificación.

El firmware del Módulo Inteligente fue íntegramente desarrollado en el lenguaje C++, ya que proporciona múltiples ventajas en contextos de sistemas embebidos. Al ser un lenguaje compilado, reduce considerablemente los tiempos de ejecución respecto a alternativas interpretadas. Además, facilita la gestión eficiente de la memoria mediante asignaciones estáticas, lo cual disminuye el uso de memoria dinámica, y por lo tanto su posible fragmentación. Con el objetivo de evitar la duplicación de funcionalidades de cara a desarrollos futuros, se implementó un *framework* propio compuesto por interfaces, clases y macros reutilizables. Esta estructura contribuye a un diseño modular y multiplataforma, que son características clave para facilitar tanto la evolución del software como su posible migración a otros microcontroladores.

B. Calibración y contraste.

Con el objetivo de validar la exactitud y precisión del medidor desarrollado se realizaron ensayos comparativos en el Laboratorio de Ensayos y Mediciones Eléctricas (LEME) de la Facultad de Ingeniería de la UNLP. En dichas pruebas, se contrastaron los valores obtenidos por el dispositivo con los registrados por instrumentos de referencia: un multímetro ZERA TPZ 108/308 (para corriente eficaz, potencia activa y factor de potencia) y un FLUKE 289 (para tensión eficaz). Las mediciones

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

se realizaron bajo condiciones ambientales controladas: 23,7 °C de temperatura, 46 % de humedad relativa y 1018 hPa de presión atmosférica.

En primer lugar, se midió la tensión eficaz en vacío, realizando 8 mediciones en las cuales se fue variando el valor entregado por un autotransformador entre 50 V y 220 V; observándose un error relativo promedio de 3 %, con un máximo de 4,7%. Estos valores de error son elevados, por lo que se optó por recalibrar el medidor para resolver el problema.

Una vez ajustado los parámetros del medidor en ensayo, se repitieron las mediciones de tensión, los nuevos valores mostraron una mejora significativa, con un error promedio de -0,6 %, destacando la eficacia del procedimiento de ajuste .

Posteriormente, se evaluó la precisión al medir corriente eficaz, manteniendo una tensión constante de 220 V y un ángulo de desfase nulo. En este caso, con valores de corriente de entrada que variaron desde los 0,25 A hasta los 7,4 Amperes, el error promedio obtenido fue de -1,04 %. Este valor de error relativo se considera aceptable para el tipo de aplicación contemplada.

En cuanto a la potencia activa, se realizaron dos conjuntos de pruebas: uno con un factor de potencia de aproximadamente 0,85, y otro de 0,5. En el primer caso, con nueve mediciones realizadas en el rango de 50,6 W a 1332 W, el error promedio fue de 1,2 %. En el segundo, con tres mediciones con una carga menor, el error promedio descendió a 0,49 %. Estos resultados demuestran una aceptable capacidad de medición, incluso ante variaciones significativas de carga y factor de potencia.

La medición del factor de potencia también fue evaluada de forma puntual. En condiciones de carga capacitiva, se obtuvieron siete registros con errores individuales menores al 2,5 %, y un promedio de 0,78 %. Para cargas inductivas, el promedio de error fue de 0,34 % entre tres mediciones, lo que pone de manifiesto que el sistema es capaz de proporcionar una medición confiable frente a diferentes condiciones de consumo de la carga que se está evaluando.

TABLA 1. RESULTADOS DE LAS MEDICIONES

Nombre de característica	Error Promedio	Cantidad de Mediciones
Tensión (recalibrado)	-0,6%	8
Corriente con tensión a 220 V	-1,0%	9
Potencia Activa (a coseno phi (0,83)	1,2%	9
Potencia Activa (a cos phi 0,5)	0,5%	3
Coseno de phi Capacitivo	0,8%	7
Coseno de phi Inductivo	0,3%	3

Finalmente, en la Figura 6 se puede observar al medidor inteligente conectado a un circuito domiciliario, en este caso un ventilador de pie. A la máxima velocidad, se registró una potencia activa pico de 50 W, reactiva absoluta de 29 VAr, y aparente de 58 VA, por lo que el factor de potencia absoluto fue 0,86.



Figura 6 Medición de energía de un dispositivo doméstico

IV. CONCLUSIONES Y TRABAJO A FUTURO

En este trabajo se describió el diseño e implementación de un medidor de consumo energético de bajo costo, capaz de incorporarse a cualquier sistema inteligente de medición, debido a su diseño modular.

Con respecto al hardware, se destaca la importancia del desarrollo de un prototipo funcional, asegurándose que todas las partes estén firmemente sujetas entre sí en la búsqueda de garantizar la seguridad de uso, especialmente al utilizar tensiones eléctricas peligrosas para un ser humano. La separación del circuito en diferentes módulos permite un mayor control de las funcionalidades de cada uno, y la posibilidad de modificarlos de forma independiente en el futuro, en caso de ser necesario.

Con respecto al software del medidor, se desarrolló un framework modular y multiplataforma, que permite la utilización de otros microcontroladores disponibles en el mercado, en caso de que el

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

ESP8266 no cumpla con los requerimientos de los usuarios.
En cuanto a la transmisión de los valores medidos, el sistema permite el envío tanto de forma alámbrica como inalámbrica, lo que representa una gran ventaja respecto a su flexibilidad para adaptarse al sistema inteligente al que se desee integrar.
Para comprobar que los datos de medición presentan rangos de error aceptables, se compararon y ajustaron los parámetros del medidor, utilizando artefactos de calibración disponibles en el Laboratorio de Ensayos y Mediciones Eléctricas (LEME) de la UNLP.

Los resultados que se obtuvieron muestran que el medidor diseñado alcanza un rendimiento adecuado en todos los parámetros evaluados. La calibración realizada demostró ser efectiva para mejorar la precisión general del sistema, y los márgenes de error se encuentran dentro de rangos aceptables para un dispositivo de bajo costo y diseño modular, orientado a la integración en sistemas inteligentes de gestión energética.

Por todo lo mencionado, se puede concluir en que el medidor inteligente presentado en este trabajo aporta una solución de bajo costo y gran precisión, permitiendo su incorporación a cualquier sistema inteligente de control de ambientes y dispositivos electrónicos.
Entre las líneas de trabajo futuro, se pueden mencionar la implementación de un dashboard web que permita visualizar los datos obtenidos en tiempo real, el agregado de la funcionalidad necesaria para la emisión de alertas para el usuario final, la integración con sistemas de notificaciones en Telegram y el uso de modelos de regresión lineal para ajustar los valores de medición a los patrones que se obtienen de los instrumentos de calibración.

Referencias

[1] Pi Puig, M., Paniego, J. M., Medina, S., Rodríguez Eguren, S., Libutti, L., Lanciotti, J. & De Giusti, L. (2019). Intelligent Distributed System for Energy Efficient Control. In Cloud Computing and Big Data: 7th Conference, JCC&BD 2019, La Plata, Buenos Aires, Argentina, June 24–28, 2019, Revised Selected Papers 7 (pp. 51-60). Springer International Publishing

[2] Terkaja, W., Gaboardib, P., Trevisanb, C., Tolio, T., & Urgoc, M. CIRP Journal of Manufacturing Science and Technology.

[3] Martínez, Francisco Javier Rey, and Eloy Velasco Gómez. Eficiencia energética en edificios: certificación y auditorías energéticas. Editorial Paraninfo, 2006.

[4] Strasser, T., Andrén, F., Kathan, J., Cecati, C., Buccella, C., Siano, P., ... & Mařík, V. (2014). A review of architectures and concepts for intelligence in future electric energy systems. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 62(4), 2424-2438.

[5] Lim, S. C. J., & Tee, B. T. (2018, June). A Preliminary Review of Building Informatics for Sustainable Energy Management. In Journal of Physics: Conference Series (Vol. 1019, No. 1, p. 012032). IOP Publishing.

[6] TORANZO, Eugenia; KUCHEN, Ernesto y ALONSO-FRANK, Alción. Potenciales de eficiencia y confort para un mejor funcionamiento del edificio central de la Universidad Nacional de San Juan. Revista AVERMA, Avances en Energías Renovables y Medio Ambiente (INENCO, Salta, Argentina), 2012, vol. 16, n° 1, pp. 157-164.

[7] Humar, E., Libutti, L. A., Medina, S., & Montezanti, D. M. (2024). Arquitectura de software para los nodos sensores en un sistema distribuido para el control de la eficiencia energética. In XXX Congreso Argentino de Ciencias de la Computación (CACIC)(2024).

[8] Goebel, C., Jacobsen, H. A., Del Razo, V., Doblander, C., Rivera, J., Ilg, J., ... & Lässig, J. (2014). Energy informatics: current and future research directions. Wirtschaftsinformatik, 56, 31-39.

[9] Bakare, M. S., Abdulkarim, A., Shuaibu, A. N., & Muhamad, M. M. (2024). Energy management controllers: strategies, coordination, and applications. Energy Informatics, 7(1), 57.

[10] KiCad, https://www.kicad.org/, accedido el 06/04/25.

[11] Zhao, L., Zhang, J. L., & Liang, R. B. (2013). Development of an energy monitoring system for large public buildings. Energy and Buildings, 66, 41-48.

[12] Rani, D. P., Suresh, D., Kapula, P. R., Akram, C. M., Hemalatha, N., & Soni, P. K. (2023). IoT based smart solar energy monitoring systems. Materials Today: Proceedings, 80, 3540-3545.

[13] Mudaliar, M. D., & Sivakumar, N. (2020). IoT based real time energy monitoring system using Raspberry Pi. Internet of Things, 12, 100292.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

PLC de Bajo Costo Basado en el Microcontrolador PIC18F4520 A&P-PIC PLC

1er Jose Miguel Miranda Arvizú
Universidad Técnica Nacional
Carrera de Ingeniería Electrónica
Alajuela, Costa Rica
https://orcid.org/0009-0008-1859-7024

2do Julián Pérez Espinoza
Universidad Técnica Nacional
Carrera de Ingeniería Electrónica
Alajuela, Costa Rica
https://orcid.org/0009-0004-2796-7470

3rd Esteban Rojas Jiménez
Universidad Técnica Nacional
Carrera de Ingeniería Electrónica
Alajuela, Costa Rica
https://orcid.org/0000-0003-0032-3347

***Resumen*—Este artículo presenta el diseño, implementación y validación experimental de un Controlador Lógico Programable (PLC) de bajo costo denominado A&P-PIC PLC, basado en el microcontrolador PIC18F4520. El sistema integra 6 entradas digitales optoacopladas, 2 entradas analógicas (0-5V) y 8 salidas transistorizadas de 24V DC mediante el arreglo Darlington ULN2803A (500mA/50V). El dispositivo incluye un firmware precargado que permite ejecutar programas en lenguaje Ladder compilados mediante OpenPLC Editor, utilizando un ciclo de escaneo configurable y comunicación serial USB mediante el conversor CP2102-GM. Las pruebas de robustez electromagnética (IEC 61000-4-4) y rendimiento funcional demuestran una operación estable en ambientes industriales con ruido moderado.**

***Index Terms*—PLC de bajo costo, PIC18F4520, OpenPLC Editor, lenguaje Ladder, aislamiento galvánico, ULN2803A, CP2102.**

I. Introducción

Los Controladores Lógicos Programables (PLCs) son componentes esenciales en sistemas de automatización industrial, permitiendo el control de máquinas y procesos con alta confiabilidad. Sin embargo, su elevado costo limita su adopción en PYMEs y entornos educativos [1]. El **A&P-PIC PLC** aborda esta problemática mediante una arquitectura optimizada que integra aislamiento galvánico, protección contra transientes, compatibilidad con software IEC 61131-3 y comunicación USB nativa.

El dispositivo presentado en este trabajo, el A&P-PIC PLC, se basa en el microcontrolador PIC18F4520, seleccionado por su robustez, periféricos integrados y bajo costo. El sistema incluye 6 entradas digitales optoacopladas, 2 entradas analógicas (0-5V) y 8 salidas a transistor de 24V DC, capaz de manejar cargas industriales comunes. Una característica distintiva de este PLC es que el **firmware intérprete de Ladder viene precargado** en la memoria Flash del microcontrolador, lo que permite su uso inmediato sin necesidad de programación adicional del firmware.

Diversos estudios han explorado el desarrollo de PLCs de bajo costo utilizando plataformas como Arduino y Raspberry Pi [3], [4]. Sin embargo, estas soluciones a menudo carecen de la robustez industrial necesaria. Nuestro enfoque utiliza un microcontrolador PIC industrial con periféricos dedicados y un firmware optimizado para garantizar un rendimiento confiable en entornos exigentes [5].

La principal contribución de este trabajo es presentar un PLC de bajo costo, con una arquitectura abierta, que permite su uso en entornos educativos y pequeñas aplicaciones industriales, sin sacrificar la confiabilidad y las características esenciales de un PLC industrial.

II. Microcontrolador PIC18F4520

II-A. Características Técnicas

El PIC18F4520 es un microcontrolador de 8 bits con arquitectura Harvard modificada que ofrece equilibrio entre rendimiento y consumo energético [2]. Sus características clave incluyen:

- **Arquitectura**: Pipeline de 2 etapas (fetch/execute)
- **Memoria**: 32 KB Flash, 1.5 KB RAM, 256 B EEPROM
- **Periféricos**: ADC 10-bit (13.5 s conversión), 4 timers, USART
- **Comunicación**: Protocolos I2C, SPI, UART integrados
- **Consumo**: 1.6 mA @ 4 MHz activo, 100 nA sleep mode

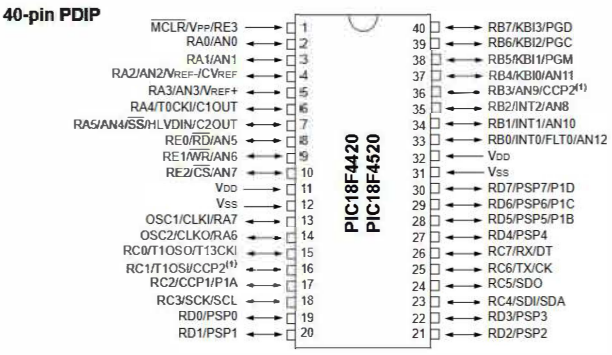


Figura 1: Microcontrolador PIC18F4520 en encapsulado PDIP

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

II-B. Arquitectura Interna

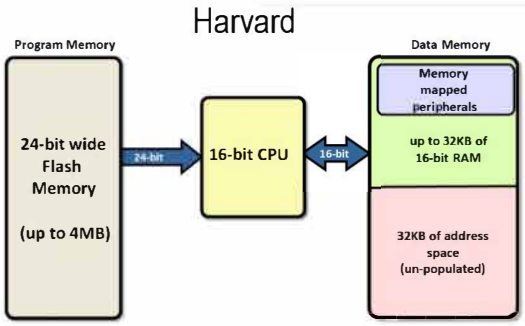


Figura 2: Diagrama de bloques de la arquitectura PIC18F4520

La arquitectura del PIC18F4520 (Fig. **??**) se organiza en tres buses principales:

1. **Bus de Memoria**: Conexión directa entre CPU y memorias Flash/RAM
2. **Bus de Periféricos**: Interconexión de módulos ADC, timers, USART
3. **Bus de Datos**: Transferencia de datos entre registros y ALU

II-C. Conexión entre Control y Potencia

La interconexión entre la parte de control (PIC18F4520) y la parte de potencia se realiza mediante el uso de optoacopladores en las entradas y drivers de potencia en las salidas. Para las entradas digitales, se utilizan optoacopladores PC817 que proporcionan aislamiento galvánico (2500 Vrms) y protegen al microcontrolador de transientes en los campos de señales. Las salidas digitales utilizan el arreglo Darlington ULN2803A, capaz de manejar cargas de hasta 500 mA y 50 V, con diodos de supresión de picos internos para cargas inductivas.

La alimentación de la parte de control se realiza a 5V, mientras que la parte de potencia puede operar a 24V DC, típico en entornos industriales. Esta separación de niveles de voltaje se gestiona mediante reguladores de voltaje y conversores de nivel, asegurando la integridad de las señales.

II-D. Programación del Firmware

El firmware del A&P-PIC PLC se programa en el microcontrolador durante el proceso de fabricación utilizando el protocolo ICSP (In-Circuit Serial Programming). Este firmware incluye:

- Intérprete de bytecode para programas Ladder
- Controlador de comunicación UART para interfaz con OpenPLC Editor
- Rutinas de manejo de entradas y salidas de gestión de temporizadores y contadores
- Algoritmos de debounce para entradas digitales

Una vez programado, el firmware permanece en la memoria Flash del PIC18F4520 y permite la ejecución de programas Ladder sin necesidad de reprogramación. Los usuarios solo necesitan cargar sus programas de aplicación a través de OpenPLC Editor.

II-E. Ventajas Comparativas

Cuadro I: Comparación PIC18F4520 vs. Microcontroladores Industriales

Parámetro	PIC18F4520	PIC32MX	ARM Cortex-M0
Arquitectura	8-bit	32-bit	32-bit
Frecuencia Máx.	40 MHz	120 MHz	48 MHz
Consumo (activo)	1.6 mA	25 mA	9 mA
Costo (USD)	3.50	6.80	4.20
ADC (bits)	10	10	12

Ventajas clave para aplicaciones PLC:

- **Tiempo Respuesta**: 4 ciclos instrucción (100 ns @ 40MHz)
- **Robustez ESD**: Protección integrada hasta 4kV
- **Herramientas Desarrollo**: MPLAB X IDE gratuita

III. Diseño del Sistema

III-A. Arquitectura del Sistema

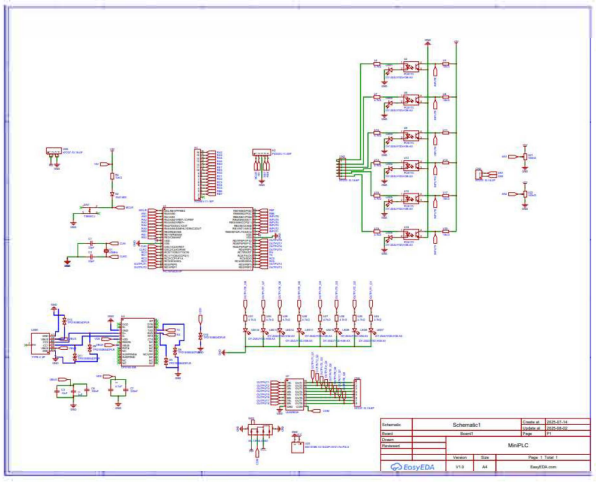


Figura 3: Arquitectura completa del AP-PIC PLC

III-B. Microcontrolador PIC18F4520 y Comunicación UART

III-B1. Fundamentos Teóricos UART: La comunicación serial en el A&P-PIC PLC implementa el estándar EIA-232 con las siguientes características:

- **Formato Trama**: 1 start bit + 8 data bits + 1 stop bit
- **Control Flujo**: Hardware (RTS/CTS) deshabilitado
- **Modulación**: NRZ (Non-Return to Zero)
- **Velocidad**: 115200 baudios (±0,3 % error)

La temporización se calcula mediante:

$$\text{BRGH} = \frac{f_{\text{osc}}}{16 \times \text{BAUD}} \quad \text{(Modo alta velocidad)}$$

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Para f_{osc} = 16 MHz y BAUD = 115200:

$$\text{BRGH} = \frac{16,000,000}{16 \times 115200} = 8{,}68 \rightarrow 9 \text{ (valor entero SPBRG)}$$

$$\text{Error} = |(9 - 8{,}68)/8{,}68| \times 100\,\% = 3{,}6\,\% < 4\,\% \text{ (aceptable)}$$

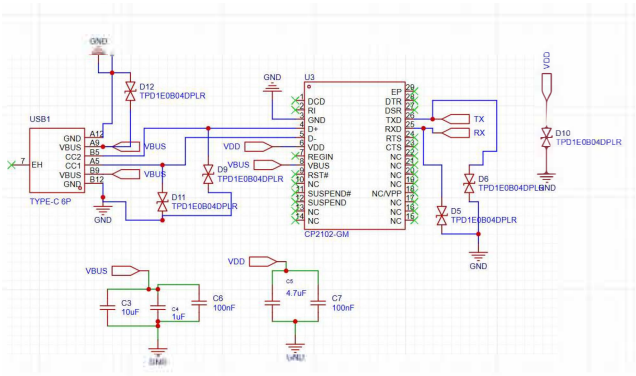


Figura 4: Diagrama de circuito USB-UART con CP2102

III-B2. Implementación con CP2102: El chip CP2102 (Fig. **??**) resuelve desafíos críticos:

- **Conversión Niveles**: 3.3V (USB) ↔ 5V (PIC)
- **Aislamiento**: Protección ESD integrada (15kV)
- **Buffering**: FIFO TX 640B / RX 576B
- **Reconocimiento Automático**: Enumeración USB sin drivers

III-B3. Relación entre Código y Hardware UART: El firmware del PIC18F4520 configura el módulo UART para operar a 9600 baudios, 8 bits de datos, 1 bit de parada y sin paridad. La inicialización del UART se realiza mediante los registros TXSTA, RCSTA y SPBRG. El código utiliza funciones de bajo nivel para leer y escribir en los registros de datos del UART (TXREG y RCREG).

La electrónica involucrada incluye el conversor de niveles CP2102, que adapta los niveles TTL del PIC (0-5V) a los niveles USB (3.3V). Además, se incluyen resistencias de pull-up y condensadores de desacoplo para garantizar la estabilidad de la señal.

III-C. Interfaz de Programación OpenPLC y Control de Potencia

III-C1. OpenPLC Editor: OpenPLC Editor es un entorno de desarrollo para programación IEC 61131-3, que permite crear programas en lenguaje Ladder, Function Block Diagram, entre otros. El editor compila los programas a un bytecode que es transferido al PLC a través del puerto serial.

III-C2. Comunicación entre OpenPLC y el PIC: El proceso de comunicación se inicia cuando el usuario carga un programa Ladder compilado desde OpenPLC Editor al PLC. El editor envía el bytecode a través del puerto USB, que es convertido a UART por el CP2102. El firmware del PIC recibe estos datos y los almacena en la memoria EEPROM para su ejecución posterior.

III-C3. Control de Potencia: Las salidas del PIC se conectan al driver ULN2803A, que amplifica la señal de 5V a niveles de corriente voltaje adecuados para cargas industriales (hasta 24V DC y 500 mA por canal). El ULN2803A incluye diodos de retroalimentación para manejar cargas inductivas como relés, solenoides y motores DC pequeños.

III-D. Diseño de PCB

El diseño del PCB se realizó considerando las mejores prácticas para circuitos de potencia y control. Se separaron físicamente las pistas de alta potencia de las señales de control para minimizar interferencias. Se utilizó una capa de tierra continua y se colocaron condensadores de desacoplo cerca de cada integrado. Los conectores de entrada y salida se ubicaron en los bordes de la placa para facilitar el cableado.

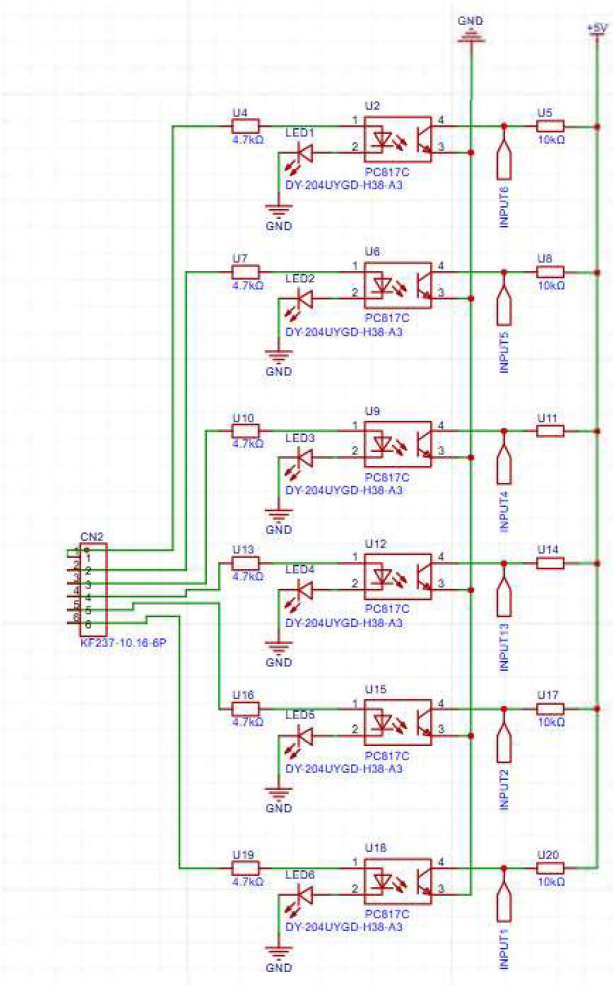


Figura 5: Circuito de entrada digital optoacoplada (PC817)

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

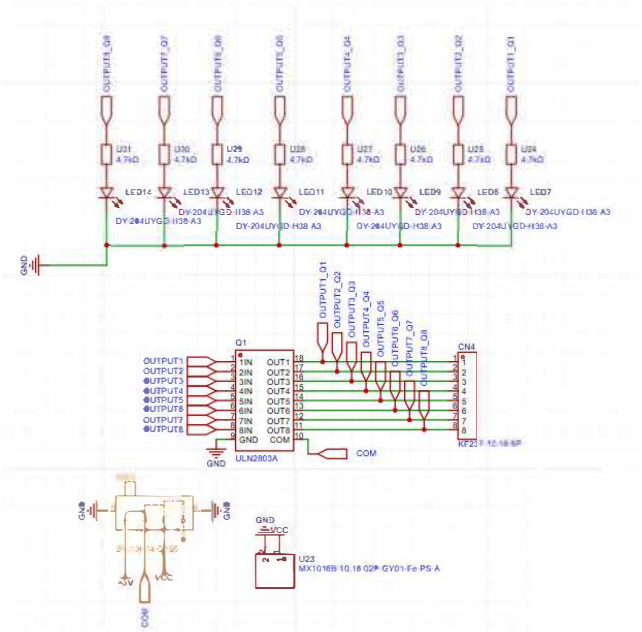


Figura 6: Circuito de salida transistorizada (ULN2803A)

III-E. Componentes del Dispositivo

Los principales componentes utilizados en el A&P-PIC PLC son:

- Microcontrolador PIC18F4520 con firmware precargado
- Optoacopladores PC817 (6 unidades)
- Driver ULN2803A
- Conversor USB a UART CP2102
- Regulador de voltaje 7805 para 5V
- Conectores industriales para entradas y salidas
- Cristal de 20 MHz
- Condensadores y resistencias varios

III-F. Firmware y Lógica de Control

El firmware del A&P-PIC PLC está diseñado para implementar un intérprete eficiente de lenguaje Ladder con las siguientes características principales:

III-F1. Arquitectura del Firmware:

- **Ciclo de Escaneo**: Ejecución periódica cada 10ms
- **Máquina de Estados**: Gestión de comandos via UART
- **Intérprete Bytecode**: Ejecución de instrucciones Ladder

III-F2. Componentes Críticos del Código:

1. **Configuración de Hardware**:

```
#pragma config OSC = HS        // Oscilador
    High-Speed
#pragma config WDT = OFF       // Watchdog
    Timer OFF
#pragma config LVP = OFF       // Low-
    Voltage Programming OFF
```

Estas directivas configuran los bits de configuración del PIC para operación estable.

2. **Manejo de Entradas/Salidas**:

```
static void scan_inputs(void) {
    // Lectura de entradas digitales con
        debounce
    uint8_t raw = DI_PORT & DI_MASK;
    for(uint8_t i=0;i<6;i++){
        di_hist[i] = ((di_hist[i]<<1) | ((
            raw>>i)&1)) & 0x07;
        if(di_hist[i] == 0x07) di_image |=
            (1u<<i);
        else if(di_hist[i] == 0x00)
            di_image &= ~(1u<<i);
    }
    // Lectura de entradas analógicas
    ai_val[0] = adc_read(AI0_CH);
    ai_val[1] = adc_read(AI1_CH);
}
```

Esta función implementa un algoritmo de debounce para entradas digitales y lectura de ADC.

3. **Intérprete Ladder**:

```
static void execute_scan_cycle(void) {
    bool stack[MAX_STACK];
    uint8_t sp = 0;
    uint16_t pc = 0;

    while(pc < prog_len) {
        uint8_t op = prog_mem[pc++];
        uint8_t a = (pc<prog_len)?prog_mem
            [pc++]:0;
        uint8_t b = (pc<prog_len)?prog_mem
            [pc++]:0;

        switch(op) {
            case OP_XIC: // Examine If
                Closed
                if(sp<MAX_STACK) stack[sp
                    ++] = ((di_image>>a)&1
                    u);
                break;
            case OP_OUT: // Output Coil
                if(sp>0){ bool q = stack[
                    sp-1];
                    if(q) do_image |= (1u
                        <<a);
                    else do_image &= ~(1u
                        <<a); }
                break;
            // ... más instrucciones
        }
    }
}
```

El intérprete procesa instrucciones Ladder compiladas usando una pila booleana.

4. **Comunicación Serial**:

```
static void service_uart(void) {
    // Máquina de estados para recepción
        de comandos
    static enum {W_IDLE, W_CMD, W_LEN,
        W_DATA, W_CRC, W_ETX} st = W_IDLE;
    // ... procesamiento de trama completa
}
```

Implementa un protocolo custom con detección de errores via CRC.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

III-F3. Optimizaciones Implementadas:

- **Memoria EEPROM**: Almacenamiento persistente del programa Ladder
- **Timers Hardware**: Temporizadores de precisión para control de tiempo real
- **Interrupciones**: Atención prioritaria de eventos críticos
- **Manejo Energético**: Modos de bajo consumo durante inactividad

III-G. Programación con OpenPLC Editor



Figura 7: Flujo de programación IEC 61131-3 en OpenPLC Editor

III-G1. Programación del PLC:

- **Flujo de trabajo**:
  1. Conectar el PLC A&P-PIC a la computadora via USB
  2. Abrir OpenPLC Editor y crear un nuevo proyecto
  3. Diseñar el programa Ladder utilizando los elementos disponibles
  4. Compilar el proyecto para generar el bytecode
  5. Cargar el programa al PLC mediante la opción Üpload Program"
- **Ventaja del firmware precargado**: Los usuarios no necesitan programar el firmware del PIC18F4520, ya que viene preprogramado de fábrica con el intérprete de Ladder. Solo es necesario cargar los programas de aplicación específicos para cada uso.

IV. Análisis y Resultados

IV-A. Manual de Usuario

Para utilizar el A&P-PIC PLC, siga los siguientes pasos:

1. **Conexión Física**: Conecte el PLC a la computadora mediante el cable USB. Alimente las salidas de potencia con 24V DC y las entradas con las señales de los sensores.

2. **Programación**: Abra OpenPLC Editor y cree un nuevo proyecto. Diseñe su programa Ladder. Compile el proyecto para generar el bytecode.

3. **Carga del Programa**: En el menú de OpenPLC Editor, seleccione la opción para cargar el programa al PLC. El software detectará automáticamente el puerto COM y transferirá el programa.

4. **Ejecución**: Una vez cargado el programa, el PLC comenzará a ejecutarlo automáticamente. Puede monitorear el estado de las entradas y salidas mediante el software.

5. **Depuración**: OpenPLC Editor permite simular el programa antes de cargarlo al PLC, lo que facilita la depuración.

IV-B. Análisis de Desempeño

El A&P-PIC PLC fue sometido a pruebas de rendimiento y robustez. Se midió el tiempo de escaneo, que resultó ser de aproximadamente 10 ms para un programa típico. Esto es adecuado para aplicaciones de automatización de baja y media velocidad.

Las pruebas de inmunidad electromagnética mostraron que el PLC opera correctamente en entornos con ruido moderado, gracias al aislamiento optoacoplado y al diseño cuidadoso del PCB.

IV-C. Desempeño Comparativo

Cuadro II: Comparación con PLCs Comerciales y Soluciones Alternativas

Parámetro	**A&P-PIC PLC**	**Siemens S7-1200**	**Arduino PLC**	**Unit**
Costo Hardware	<$50	>$200	$60-$100	USD
Simplicidad Desarrollo	Alta	Media	Muy Alta	-
Tiempo escaneo	10 ms	1 ms	15-20 ms	ms
Entradas Digitales	6	14	8	-
Salidas Digitales	8	10	6	-
Entradas Analógicas	2	6	4	-
Comunicación	UART	Ethernet, Profibus	UART, I2C	-
Robustez Industrial	Media	Alta	Baja	-
Consumo Energético	1.2 W	4.5 W	1.8 W	W
Firmware Precargado	Sí	Sí	No	-

IV-D. Pruebas de Robustez

IV-D1. Inmunidad EMI: Pruebas IEC 61000-4-4 (EFT 1kV):

- Entradas digitales: 0.1 % errores a 5kHz
- Salidas transistorizadas: Sin conmutación espuria

IV-D2. Pruebas Funcionales:

- **Ciclo de Vida**: 1,000,000 de operaciones sin fallos aproximadamente.
- **Temperatura**: Operación estable -10°C a +70°C
- **Humedad**: 95 % HR sin condensación

V. Resultados y Discusión

V-A. Caso de Estudio: Sistema Transportador

Implementación con programa Ladder en OpenPLC Editor:

- **Entradas**: 2 sensores fotoeléctricos + 1 ultrasónico
- **Salidas**: 1 motor DC + 1 electroválvula
- **Resultados**: Funcionamiento estable 72 horas

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

VI. Conclusiones y Trabajo Futuro

El **A&P-PIC PLC** demuestra viabilidad técnica como PLC industrial básico, reduciendo costos significativamente respecto a soluciones comerciales. La inclusión de firmware precargado en el microcontrolador PIC18F4520 simplifica enormemente el proceso de puesta en marcha, permitiendo a los usuarios concentrarse en la programación de aplicaciones en lugar de la configuración del sistema. Las pruebas validan su robustez en entornos industriales con ruido electromagnético moderado.

Trabajo Futuro:

1. Implementar **Modbus RTU** sobre UART
2. Añadir funciones **control PID**
3. Desarrollar módulos de expansión E/S
4. Implementar **comunicación Ethernet** mediante módulos externos
5. Desarrollar **interfaz HMI** integrada

Referencias

[1] J. A. R. López et al., "Low-Cost PLCs in Engineering Education", *IEEE Trans. Educ.*, vol. 61, pp. 301-309, 2018.
[2] Microchip, "PIC18F4520 Datasheet", DS39631E, 2023.
[3] M. Smith, "Arduino-based PLC for Educational Applications", *J. Ind. Technol.*, vol. 15, no. 2, pp. 45-52, 2021.
[4] K. Johnson et al., "Raspberry Pi as Platform for Industrial Control", *Proc. IEEE Ind. Electron. Conf.*, pp. 1234-1239, 2022.
[5] R. Martínez, "Industrial Applications of PIC Microcontrollers", *Embedded Syst. Rev.*, vol. 8, no. 3, pp. 22-30, 2020.
[6] T. R. Alves, "OpenPLC: An Open Source Alternative to Automation", *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 11, no. 1, pp. 32-38, 2017.
[7] J. Hughes, "Programmable Logic Controllers: Principles and Applications", 11th ed., Pearson, 2022.
[8] P. G. Berge, "Industrial Communication Protocols", 2nd ed., Springer, 2021.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Desarrollo de *ESC* para motores *BLDC* sin sensores de posición, basado en microcontrolador de la gama *STM32*

Francisco Castel
Facultad de Ingeniería - UNCUYO
Mendoza, Argentina
castel.francisco@uncuyo.edu.ar
https://github.com/fcastel2002

Abstract*—Este trabajo presenta el desarrollo e implementación de un Controlador Electrónico de Velocidad (ESC) *sensorless* para motores *BLDC/PMSM* utilizando microcontroladores STM32. El diseño se centra en un enfoque de bajo costo y complejidad reducida, basado en la detección de cruces por cero (ZCP) de la fuerza contraelectromotriz mediante comparadores analógicos, complementado con un control PI para la regulación de velocidad. La arquitectura propuesta aprovecha periféricos nativos del STM32F103C8T6 (*timers* avanzados, ADC, *UART* y memoria *Flash*), lo que minimiza la carga computacional y aumenta la robustez del sistema. Se implementó una estrategia de arranque basada en modulación SPWM trifásica en lazo abierto, que asegura una transición estable hacia el régimen *sensorless*. Asimismo, se desarrolló una máquina de estados modular que gestiona los distintos modos de operación (IDLE, RUNNING, CLOSED-LOOP, CONFIG, entre otros), mejorando la escalabilidad y confiabilidad del *firmware*. Los ensayos experimentales con motores *BLDC* extraídos de discos rígidos demostraron un rango de operación entre 100 y 5500 rpm, estabilidad térmica en la etapa de potencia basada en L298N, y un control adecuado bajo condiciones de carga predecible. El prototipo constituye una base funcional para aplicaciones donde la simplicidad y la eficiencia prevalecen sobre la necesidad de control dinámico avanzado, tales como ventiladores, sistemas de bombeo y pequeños vehículos eléctricos. Finalmente, se discuten limitaciones del enfoque reactivo y posibles mejoras mediante técnicas predictivas o híbridas, apuntando hacia futuras implementaciones con mayor robustez e integración industrial.

I. Introducción

Los motores *BLDC-PMSM* (*Brushless DC - Permanent Magnet Synchronous Motors*) representan una tecnología fundamental en aplicaciones que requieren alta eficiencia y control preciso, desde electrodomésticos hasta vehículos eléctricos y sistemas industriales. Su alta densidad de potencia, eficiencia superior (típicamente 85-95%) y mayor vida útil los han convertido en la pieza fundamental durante el desarrollo y evolución de los drones, donde la relación potencia-peso es crítica. Es por esto que la motivación principal de este trabajo es la de entender profundamente el funcionamiento de este tipo de motores y las estrategias y técnicas de control del mismo.

Para lograr este objetivo se propuso la realización de un Controlador Electrónico de Velocidad (ESC) ya que prometía ser un desafió interesante y con cierta complejidad.

La evolución de las técnicas *sensorless* ha sido notable desde que Iizuka et al. [1] propusieron en 1985 un método basado en la detección del *Zero Crossing Point* (ZCP) mediante comparadores externos, estableciendo las bases para futuros desarrollos. Posteriormente, técnicas como las descritas por [2] mejoraron la precisión mediante la medición de *BEMF* durante la ventana de *PWM OFF*. Un avance significativo llegó con Chen [3], quien simplificó el *hardware* necesario aprovechando el voltaje de línea, eliminando la necesidad de cir-

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

cuitos analógicos adicionales para el cálculo del instante de conmutación.

Actualmente, el Control de Campo Orientado (FOC) representa el estado del arte, ofreciendo control preciso de par y velocidad en un amplio rango operativo. Sin embargo, el FOC requiere algoritmos complejos que demandan mayor capacidad computacional y una medición de corriente con SNR superior a 40dB, lo que incrementa los costos de implementación.

El objetivo del presente trabajo es proporcionar un método sencillo y económico para el control *sensorless* de motores BLDC/PMSM utilizando microcontroladores STM32. El enfoque se basa en la detección de cruces por cero mediante circuitos analógicos simples, complementados con un control PI para regular la velocidad. Esta implementación aprovecha los periféricos del STM32F103C8T6 (ADC, *timer* avanzados, etc) para minimizar la carga computacional, resultando ideal para aplicaciones de ventilación y movimiento de aire donde no se requiere control de posición ni alto par de arranque. El método es aplicable en sistemas de baja y media potencia con velocidades mínimas de operación superiores al 15-20% de la nominal.

Este documento está organizado en secciones que cubren: fundamentos teóricos del control *sensorless*, diseño del hardware basado en STM32, implementación del algoritmo de detección y control, resultados experimentales, y conclusiones con recomendaciones para trabajos futuros.

A. Principio de funcionamiento de motores BLDC - PMSM

Cuando hablamos de motores sin escobillas, existen principalmente dos tipos, los motores con una *BEMF* trapezoidal, categorizados como BLDC, y los que presentan una *BEMF* sinusoidal, como *PMSM*. Ambos difieren de los motores DC con escobillas en que la conmutación debe realizarse de forma electrónica, y no se realiza por la construcción del mismo. Esta diferencia en la forma de onda de la *BEMF* se debe principalmente a la distribución del bobinado y la configuración del campo magnético del rotor: los *BLDC* típicamente utilizan bobinados concentrados y magnetización radial, mientras que los PMSM emplean bobinados distribuidos y, en muchos casos, magnetización sinusoidal.

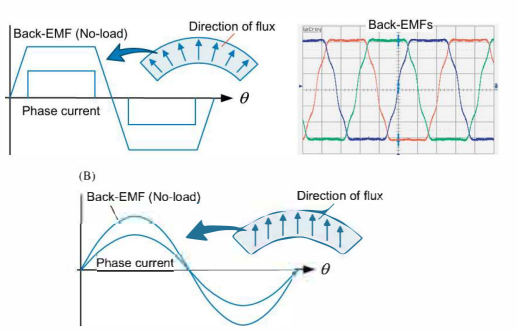


Figure 1. Diferencia sustancial entre BLDC y PMSM

1) Métodos de detección de cruces por cero: La detección de los cruces por cero (ZCP) de la *BEMF* constituye el método más implementado para el control *sensorless* de motores BLDC. Este punto ocurre cuando la BEMF cambia de polaridad, lo que corresponde a una posición específica del rotor, generalmente desfasada 30° eléctricos del punto óptimo de conmutación.

a) Detección directa de BEMF: El método clásico propuesto por Iizuka et al. [1] utiliza comparadores analógicos para detectar el instante en que la BEMF cruza el nivel de referencia (generalmente el punto neutro virtual). Esta técnica requiere circuitería de acondicionamiento para:

- Filtrar el ruido de conmutación
- Crear un punto neutro virtual para comparación
- Generar una señal de interrupción al microcontrolador

Mas adelante en el presente trabajo, se expresa la elección de este método.

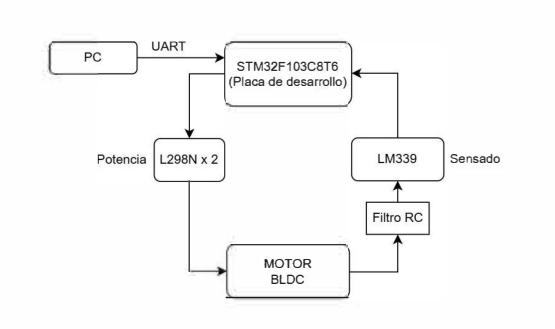
b) Método de integración de la tercera armónica: Esta técnica, desarrollada por Moreira en el 96' [2], aprovecha el hecho de que la suma de las tres *BEMF* contiene una tercera armónica significativa. La integración de esta componente proporciona información de posición más robusta frente al ruido, aunque requiere un procesamiento adicional.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

c) Método de terminal único: Propuesto por Chen et al. [3], este enfoque simplifica la implementación hardware al utilizar solo un terminal para la medición de voltaje de línea. La principal ventaja es la reducción de componentes externos y la posibilidad de implementación completa en microcontroladores con suficientes recursos de ADC.

d) Detección mediante PWM sincronizado: Este método, particularmente adecuado para implementaciones en microcontroladores, muestrea la BEMF durante los períodos de apagado del PWM, cuando la corriente de fase es mínima. La técnica requiere una sincronización precisa entre el PWM y la secuencia de muestreo del ADC, factible en microcontroladores avanzados como la familia STM32 que ofrecen disparo sincronizado entre periféricos [4].

II. Esquema tecnológico



A. Detalle de módulos

1) Etapa de potencia: L298N: La etapa de potencia se implementó utilizando dos módulos basados en el circuito integrado L298N [5], configurados para proporcionar tres medios puentes H necesarios para la conmutación trifásica del motor BLDC. Cada medio puente se controla mediante dos señales: una para el transistor superior y otra para el inferior. Este módulo presenta las siguientes características:

- Voltaje de salida: 5V - 35V
- Voltaje lógico: 5V - 7V
- Corriente máxima por canal: 2A
- Potencia máxima de disipación: 25W

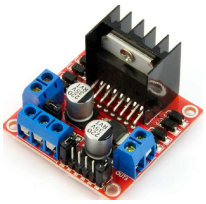


Figure 2. Módulo comercial basado en L298N y sus respectivas etapas de filtrado y feedback.

2) Motor utilizado: Para las pruebas se utilizaron dos motores sin escobillas sacados de discos rígidos antiguos, estos fueron una gran elección debido a la alta disponibilidad como chatarra. No fue posible probar el sistema con motores BLDC de alto rendimiento como los presentes en drones comerciales. Así como estos motores son sencillos de conseguir, tambien es muy dificil de encontrar alguna referencia de ellos en internet ya que la mayoria de códigos de referencia y/o números, eran mas bien códigos internos y no existen como tales, por lo que no se consiguieron datos del motor como tal. Aunque un parámetro que si era relevante para saber si el algoritmo estaba funcionando de una forma adecuada era la velocidad máxima, y la de los discos rígidos antiguos solía ser de no más de 5400 rpm, a diferencia de los actuales que llegan a las 7200 rpm.

Para que se noción de la antigüedad de estos motores, los discos duros de los que fueron extraídos usaban motores paso a paso para mover la aguja de lectura.

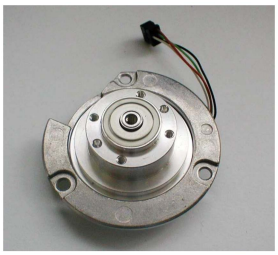


Figure 3. Motor extraido de un disco rígido antiguo

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

3) Circuito externo de detección: Para la detección de cruces por cero de la fuerza contraelectromotriz (BEMF), se implementó el método propuesto por Iizuka [1], que utiliza comparadores analógicos para detectar los instantes en que la BEMF de la fase flotante cruza el nivel del punto neutro virtual. La fig:zero$_c rossing_2 muestrael circuitoimplementado$.

En esta configuración, las resistencias R4-R6 (10 kΩ) crean un punto neutro virtual, lo que flexibiliza el tipo de bobinado de motor, ya que sea Estrella o Delta (acceso al neutro real o no) se utilizan solo las terminales de las tres fases. Luego las resistencias R1-R3 (10kΩ) y capacitores C1, C2 y C3 (47 nF) forman una etapa de filtrado para reducir el ruido de conmutación y propio del motor. Los comparadores del LM339 [6] detectan el momento exacto del cruce por cero (aun así se dota de histéresis mediante resistencias de 100 kΩ), generando flancos que son capturados por los canales de Input Capture (IC_CH1, IC_CH2 e IC_CH3) del temporizador del microcontrolador.

Se seleccionó el LM339 debido a su salida de colector abierto, que permite una interfaz segura entre los 12V del circuito de potencia y los 3.3V del STM32F103C8T6, sin necesidad de circuitos adicionales de adaptación de nivel.

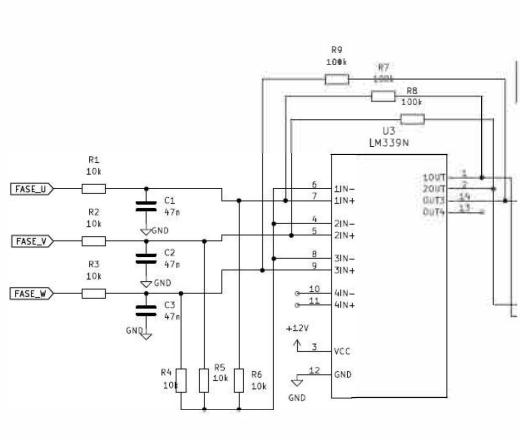


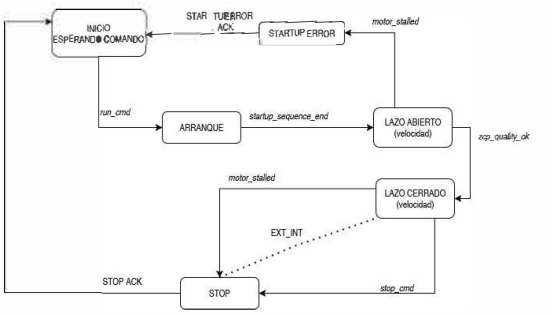
Figure 4. Circuito implementado

Se decide la utilización de un comparador de collector abierto como el LM339 [6] debido a su versatilidad al momento de interactuar con dispositivos de voltajes sumamente distintos al de alimentación, como en este caso, 12V contra los 3.3 V del STM32F103C8T6.

III. Funcionamiento general

El objetivo principal del controlador es el de lograr la consigna de velocidad en el motor, para ello debe recibir los cruces por cero y a partir de ellos realizar las conmutaciones correspondientes. El funcionamiento del firmware en sí es sencillo, lo que hace es:

1) Rutina de arranque.
2) Realizar la conmutación cuando se recibe el flanco correspondiente desde el circuito comparador.
3) Medir el periodo entre dos flancos de subidas de una misma fase.
4) Cada cierto tiempo (regido por la velocidad máxima) actualizar la salida PWM mediante un control PI.



Pero esto no es suficiente para una conmutación robusta, fue sumamente necesario incluir un algoritmo sencillo de detección de la consistencia de la señal del cruce por cero. Esto es crucial para sobre todo el funcionamiento en lazo cerrado.

IV. Programación

A. Configuración de periféricos del microcontrolador

El microcontrolador STM32F103C8T6 se configuró para realizar tanto la detección de cruces por

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

cero como la generación de señales de control para los puentes H:

- ***timer* 2:** Configurado con tres canales en modo Input Capture para detectar los flancos provenientes de los comparadores. Este enfoque, en lugar de utilizar interrupciones externas (EXTI), permite medir directamente el período entre cruces por cero, facilitando el cálculo de la velocidad del motor y la temporización precisa de la conmutación.
- ***timer* 1:** Utilizado como generador PWM para controlar los transistores superiores de los medios puentes. Se configuró para operar en un rango de frecuencias entre 10 y 24 kHz (no fue necesaria la implementación de tiempo muerto dado que el retraso propio de la conmutación proporciona una especie de dead time).
- **UART1:** Periférico UART configurado a 115200 de baudrate utilizado en modo interrupción.
- **CRC:** Periférico utilizado para la verificación de integridad de datos. Este módulo permite realizar cálculos rápidos de verificación, contribuyendo a la robustez en la transmisión y almacenamiento de parámetros críticos, se utiliza para la persistencia de parámetros en FLASH.
- **Memoria Flash:** Utilizada para almacenamiento no volátil de parámetros de configuración y calibración del ESC. La memoria Flash permite conservar configuraciones esenciales entre reinicios o ciclos de alimentación. Permite al operario configurar su ESC como desee.

1) Señales PWM: La técnica PWM seleccionada corresponde a ”PWM technique 1” en la fig:pwm-tech, también conocida como PWM unipolar. En esta configuración, durante cada sector de 60° eléctricos, una fase se conecta al positivo mediante PWM, otra fase se conecta al negativo de forma permanente, y la tercera fase permanece flotante (desconectada). Se eligió esta técnica ya que la implementación de las demás técnicas, según Lai et al en [7], pueden cobrar sentido si se utiliza un método de sensado directo de la BEMF mediante ADC.

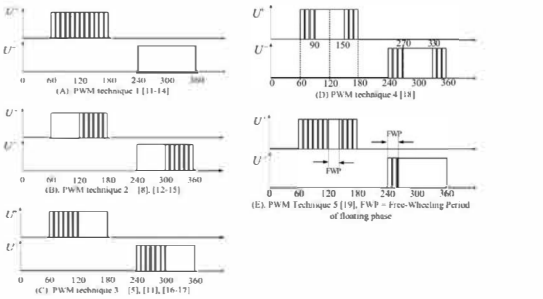


Figure 5. Resumen de técnicas PWM para motores BLDCM. [7]

B. Estrategia de arranque

El arranque representa uno de los mayores desafíos en el control *sensorless* de motores BLDC, ya que a velocidad cero o muy baja no se genera suficiente BEMF para detectar la posición del rotor. En este trabajo se evaluaron diferentes estrategias de arranque antes de seleccionar la implementación final.

1) Alternativas consideradas: La técnica *Align & Go*, ampliamente documentada en la literatura, fue inicialmente considerada debido a su simplicidad de implementación. Sin embargo, esta técnica presenta una desventaja significativa: la posibilidad de que el rotor inicie su movimiento en dirección opuesta a la deseada. Si bien existen algoritmos para detectar y corregir esta situación, su implementación requiere una detección casi instantánea del sentido de rotación y una rápida inversión de la secuencia de conmutación, aumentando considerablemente la complejidad del sistema.

Otra alternativa analizada fue el método IPD (*Initial Position Detection*), implementado por Meghana *et al* en [8], que permite un arranque desde velocidad cero mediante la detección de la posición inicial del rotor. A pesar de ser el método más utilizado en aplicaciones comerciales de control *sensorless*, la complejidad de sus algoritmos y los requisitos de sincronización precisa entre periféricos lo situaron fuera del alcance de este trabajo.

2) Solución implementada: SPWM en la etapa de arranque: La estrategia de arranque adoptada se basa en un generador senoidal de tres fases

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

mediante modulación por ancho de pulso senoidal (SPWM), implementado completamente en lazo abierto. Esta técnica consiste en:

1) Precálculo de tres tablas senoidales desfasadas 120° eléctricos entre sí (una por fase), ajustadas al formato `Q15` y escaladas para facilitar su modulación en tiempo real.
2) Generación periódica de valores PWM actualizados a partir de dichas tablas, mediante un temporizador auxiliar que actualiza el índice de fase a intervalos controlados.
3) Aplicación de estas señales al puente inversor trifásico del motor, con habilitación de las tres fases y control de flotación durante toda la etapa de arranque.
4) Incremento controlado de la frecuencia efectiva del campo rotante a través de la reducción progresiva del `ARR` (Auto-Reload Register) del temporizador auxiliar.
5) Aumento gradual del valor de modulación (`mod_q15`), que controla la amplitud de la señal aplicada, desde un valor inicial bajo ($\approx 20\%$) hasta una amplitud estable cercana al 100%.
6) Finalización automática del arranque tras un número fijo de iteraciones (`STARTUP_ITERATIONS`), momento en el cual se realiza la transición controlada al modo de conmutación trapezoidal *sensorless*.

La lógica de control se implementa utilizando el temporizador TIM4 del STM32F103C8T6 para las actualizaciones periódicas de PWM, mientras que el generador de PWM (TIM1) continua modulando la señal SPWM. Durante el arranque, el sistema no requiere retroalimentación alguna del motor: no se evalúa la *BEMF*, ni se mide corriente, ni se utiliza información de posición.

La transición al modo de operación *sensorless* se realiza de forma determinista, tras agotar el tiempo definido para el arranque. En ese instante, se detiene la modulación SPWM, se deshabilitan momentáneamente las salidas, y se reinicializa el sistema para comenzar con la conmutación trapezoidal convencional, habilitando el sistema de detección de cruces por cero.

3) Ventajas y limitaciones: Esta aproximación presenta varias ventajas relevantes para la aplicación:

- Permite un arranque suave y robusto, incluso en ausencia total de información de posición o velocidad.
- Es insensible a la posición inicial del rotor, gracias a la naturaleza continua del campo magnético rotante generado.
- Su implementación es simple y determinista: no requiere ajustes dinámicos durante el arranque, ni evaluación de condiciones de éxito o fallo.

Como limitación principal, el sistema no es capaz de detectar si el motor ha sincronizado efectivamente durante la etapa de arranque. El método asume que, al finalizar el tiempo definido, el rotor habrá sido capaz de seguir el campo magnético generado. Esto representa un riesgo en condiciones de carga elevada o con el rotor bloqueado, ya que la transición podría realizarse sin que el motor haya adquirido velocidad efectiva.

Cabe destacar, sin embargo, que si bien durante el arranque no se evalúa la consistencia de los cruces por cero debido a que la señal de *BEMF* queda enmascarada por la modulación senoidal (haciendo que cualquier cruce detectado en esta etapa sea irrelevante o espurio), el sistema implementa una verificación posterior. Tras completarse el tiempo de arranque y al entrar al modo *sensorless*, si los cruces por cero detectados no presentan la coherencia esperada, se considera fallida la sincronización y se vuelve automáticamente a ejecutar la maniobra de arranque desde cero. Esta estrategia añade una capa de robustez frente a condiciones anómalas sin complejizar la lógica de control durante el arranque propiamente dicho.

C. Conmutación

Para conmutación de las fases, se optan dos estrategias cruciales para no perder la sincronización tan buscada desde la etapa de arranque entre los cruces por cero, la posición del rotor y los pasos de la conmutación.

1) Fase flotante como variable global: Un problema que surgía al momento de utilizar el método

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

de Iizuka es que si no se asignaba un orden de prioridad a las interrupciones era factible que uno de los canales detectara una segunda interrupción antes de que el canal de la fase que nos interesa (la fase flotante) detectase su flanco, provocando esto una conmutación a destiempo. Por esto se deciden crear tres variables booleanas (float_U; float_V y float_W) que se encargan de informar al callbak de interrupciones de cual será la próxima fase flotante, es decir, el próximo canal que debe atender. Por ejemplo, para el paso de conmutación que energiza las fases U y V (+U -V) el trio de variables tomaría los siguientes valores:

- float_U = false
- float_V = false
- float_W = true

Agregando así un condicional adicional al callback de interrupción.

2) Alternado de polaridad del input capture: Un factor indispensable a tener en cuenta durante el desarrollo de la conmutación fue el de la necesidad de que los canales del input capture correspondientes a cada fase pudiesen captar tanto flancos de bajada como de subida, lamentablemente esto no esta permitido para el canal 3 del *timer* 1 (aun siendo este un *timer avanzado*) por lo que este inconveniente se soluciono cambiando la polaridad de cada canal de forma alternada, es decir que, por ejemplo, el canal que corresponde a la fase U, para la primer posicion dentro de la secuencia se establece con polaridad de flanco de bajada, y luego para el proximo paso donde la fase U es flotante, se establece la polaridad de flanco de subida, esto se repetirá para cada canal. Esta implementación no solo solucionó las incapacidades del *timer* 1, si no que propuso más robustez al sistema previniendolo de falsos cruces por cero dados por posible ruido, así, es imposible que un flanco de bajada sea detectado previo a otro flanco de bajada del mismo canal.

D. Sistema de máquina de estados

La máquina de estados constituye la columna vertebral del controlador, gestionando las transiciones entre los diferentes modos de operación.

Table I
SECUENCIA DE CONMUTACIÓN DE 6 PASOS PARA MOTOR BLDC

2*Paso	Enable			PWM			2*Polaridad	Flotantes		
	U	V	W	U	V	W		U	V	W
POS_UV	1	1	0	PWM	0	-	Fall(CH1)	No	No	Sí
POS_UW	1	0	1	PWM	-	0	Rise(CH3)	No	Sí	No
POS_VW	0	1	1	-	PWM	0	Fall(CH2)	Sí	No	No
POS_VU	1	1	0	0	PWM	-	Rise(CH1)	No	No	Sí
POS_WU	1	0	1	0	-	PWM	Fall(CH3)	No	Sí	No
POS_WV	0	1	1	-	0	PWM	Rise(CH2)	Sí	No	No

La función `handleState()` implementa un patrón de diseño basado en estados que permite:

- Separar claramente la lógica para cada modo de operación
- Gestionar transiciones controladas entre estados
- Mantener activas solo las interrupciones necesarias en cada estado

V. RESUMEN DEL FUNCIONAMIENTO DE LA MÁQUINA DE ESTADOS

El módulo de la máquina de estados (‘state_machine.c‘) implementa el control centralizado del ESC mediante una estructura clara y robusta basada en estados. Las funciones y características principales son:

- **handleState():** Gestiona la transición entre estados, procesando eventos internos y externos, asegurando una ejecución ordenada y segura del ESC.
- **Estados clave:**
  - **IDLE:** Estado inicial o de espera sin actividad del motor.
  - **PROCESS_COMMAND:** Procesa comandos recibidos desde el módulo de comunicación.
  - **FOC_STARTUP:** Maneja la secuencia inicial de arranque.
  - **RUNNING:** Estado operativo básico, gestionando velocidad abierta.
  - **CLOSEDLOOP:** Control operativo avanzado con ajuste automático por realimentación.
  - **CONFIG:** Realiza configuraciones recibidas por comandos externos.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

- **READY:** Preparación intermedia para el control de lazo cerrado.
- **STOPPED:** Estado de detención del motor.
- **FINISH:** Finaliza operaciones y retorna a IDLE.
- **HARD_ERROR:** Manejo de errores críticos que requieren intervención.

La máquina de estados garantiza un control robusto, previniendo errores críticos mediante transiciones claras y supervisadas, y actúa como núcleo central que coordina la interacción y comunicación efectiva entre todos los módulos del sistema. Su estructura es fácilmente escalable, facilitando la incorporación de nuevos estados y eventos según sea necesario.

A. *Funciones mas importantes del control*

- ***commutation*()**
  Controla la secuencia de activación/desactivación de las fases U, V, y W del motor brushless según el paso actual de conmutación.
  Establece las polaridades adecuadas y asigna valores PWM específicos a cada fase según la posición del rotor.
- ***zero_crossing*()**
  Gestiona el control del motor mediante la detección de cruces por cero (*Zero Crossing Points - ZCP*).
  Realiza la conmutación del motor en cada cruce por cero detectado en cualquiera de las fases.
  Actualiza la velocidad usando mediciones trifase para calcular un promedio por consenso entre las fases (método robusto).
- ***pi_control*()**
  Implementa un controlador Proporcional-Integral (PI) para ajustar el PWM del motor según un setpoint de velocidad.
  Utiliza parámetros configurables (KP, KI) para el control fino de la velocidad y limita la salida PWM dentro de rangos seguros.
- ***check_motor_status*()**
  Monitorea periódicamente el estado operativo del motor.
  Detecta condiciones de bloqueo (stall) mediante la comprobación de tiempo desde el último cruce por cero válido. Establece una bandera (motor_stalled) para indicar situaciones críticas.
- ***stop_motor*()**
  Maneja el procedimiento para detener el motor en dos modos:
  Detención gradual (modo normal).
  Detención inmediata de emergencia (modo crítico), con cambio de dirección temporal para frenado rápido.
- ***calculate_consensus_speed*()**
  Calcula la velocidad promedio por consenso utilizando mediciones consistentes de múltiples fases, lo que mejora significativamente la robustez ante ruidos o fallos ocasionales en la detección de cruces por cero.

B. *Sistema de comunicación*

El controlador implementa un protocolo de comunicación basado en comandos textuales a través de UART, permitiendo la configuración y monitorización del sistema.

1) Resumen del funcionamiento de la comunicación: El módulo de comunicación (‘comm.c‘) implementa la interfaz UART para interacción externa con el ESC. Las funciones más importantes son:

- ***commInit*(): Inicializa el buffer de recepción y comienza la recepción por interrupción usando UART.
- ***processUartData*(): Lee y procesa bytes recibidos del buffer circular. Detecta comandos completos al recibir caracteres finales como `\r` o `\n`, almacenándolos para su ejecución.
- ***processCommand*(): Analiza comandos recibidos, los valida sintácticamente y determina la acción a realizar, pudiendo ejecutar acciones como RUN, STOP, EMERGENCY_STOP o ajustes específicos como la frecuencia PWM.
- ***executeCommand*(): Ejecuta la acción indicada en el comando analizado (por ejemplo, configurar la frecuencia PWM o iniciar la

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

maniobra de arranque FOC), devolviendo un estado de confirmación.

- **transmitirUART():** Envía respuestas por UART usando transmisiones no bloqueantes por interrupción, informando estados o errores al usuario externo.

Este módulo asegura una comunicación robusta y eficiente con la interfaz externa, permitiendo el control dinámico del ESC mediante comandos estructurados. Además, su diseño es altamente escalable, ya que permite fácilmente la incorporación de nuevas acciones y parámetros para extender o adaptar el conjunto de comandos disponibles.

VI. Etapas de montaje y ensayos realizados

En esta sección se describen las principales etapas del montaje del sistema ESC y los ensayos efectuados para verificar su funcionamiento.

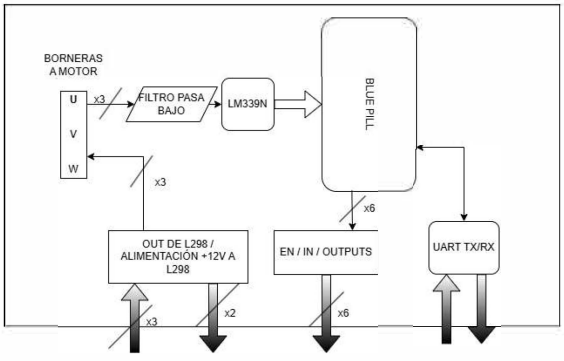


Figure 6. Esquemático conceptual de conexiones y partes del prototipo

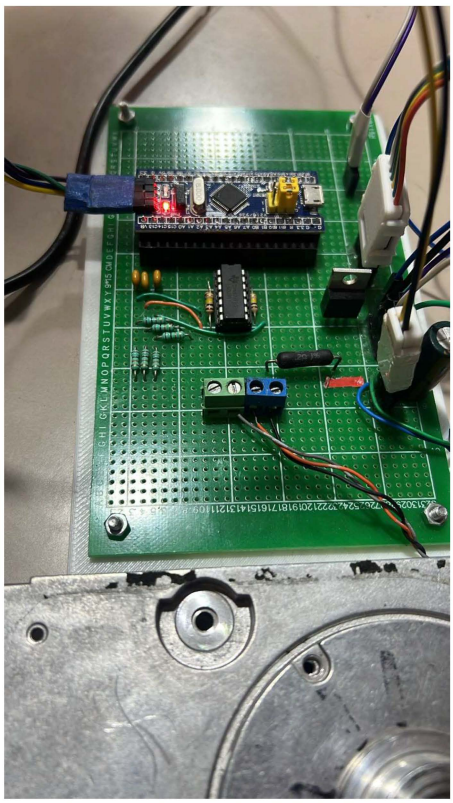


Figure 7. Montaje del circuito lógico en la placa de prototipado.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

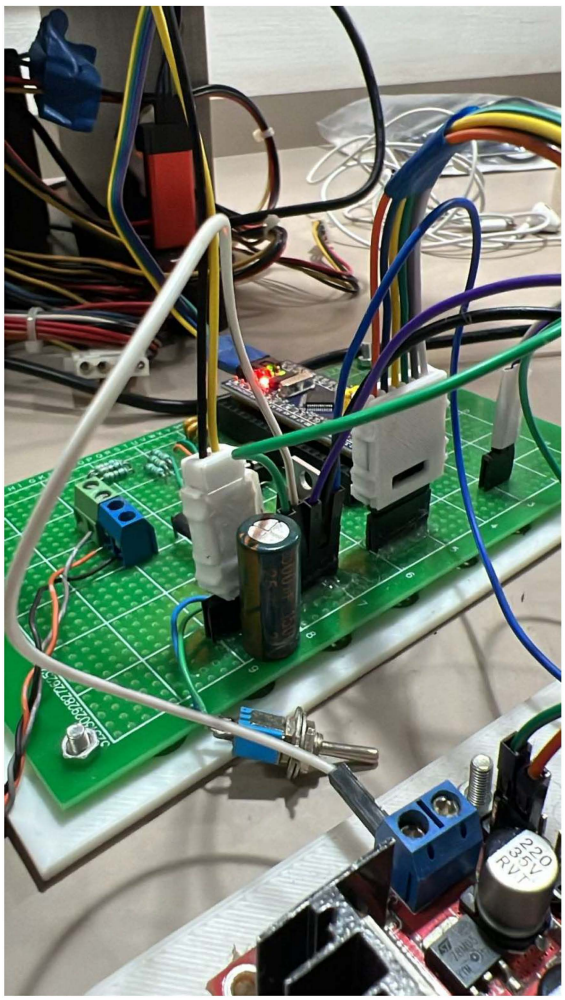


Figure 8. Otra vista del circuito lógico.

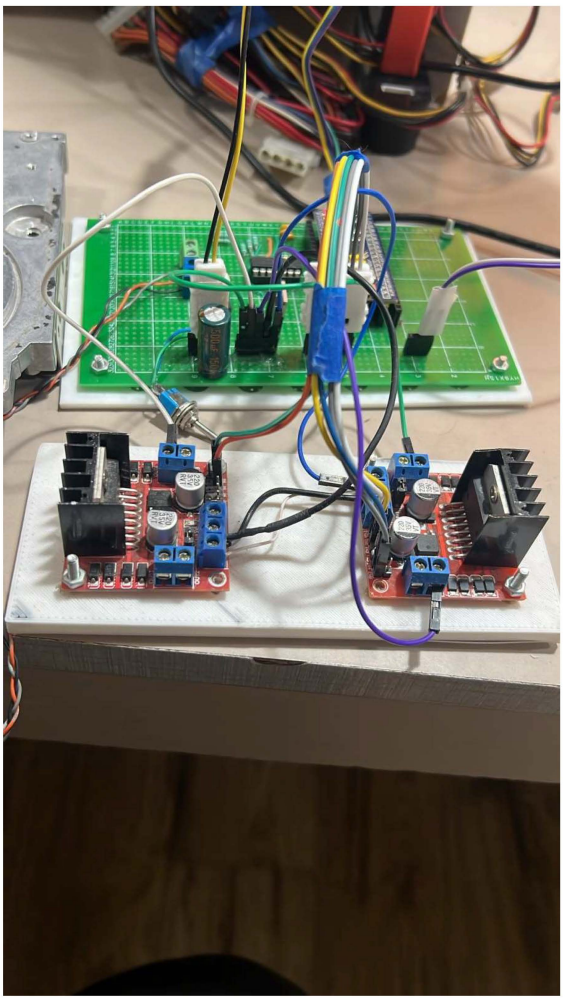


Figure 9. Etapa de potencia (2x L298N) y circuito lógico.

En la imagen 8 y 7 se puede ver la protección a polaridad inversa mediante un Diodo Schottky y un capacitor de gran capacidad (1500 uF) para protección contra picos de corriente y estabilidad del MCU.

Debe entenderse que un prototipo final no tendría la etapa de potencia separada en módulos como este caso, sino mas bien en una misma placa, la etapa de potencia y la etapa de control.

VII. Resultados y especificaciones finales

Se presentan resultados cualitativos y cuantificativos del proyecto, obtenidos a partir de distintas pruebas.

- Rango de operación: Sin ninguna carga, el motor, el cual nominalmente está diseñado en

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

5400 rpm, según las lecturas del osciloscopio muestra una velocidad máxima de 5500 rpm, y una velocidad mínima de 100 rpm.
- La etapa de potencia no presenta disipación térmica notable, con los disipadores presentes en los módulos L298, en términos generales, por lo mencionado, la temperatura de los mosfets no supera los 40°C.
- Limitante principal y próximo paso a mejorar: El hecho de que el sistema sea reactivo, y no predictivo, produce un comportamiento esperable, que no se puede confiar ciegamente en las lecturas de cruces por cero, por lo que es muy sensible a una desincronización. Se mejoraría este aspecto logrando un método predictivo, pero se soluciona por completo el enmascaramiento de la señal del cruce por cero tomando un enfoque de lectura de corrientes, sin entrar en algoritmo FOC.
- Control pobre en términos generales: No es posible realizar cambios bruscos de velocidad, ya que estos generan picos de corriente en la señal que distorsionan por completo la lectura de los cruces por cero, y debido a la naturaleza reactiva de estos, el control pierde sentido. Una solución muy interesante e investigada podría ser la implementación de control difuso para estas consignas de velocidad bruscas.

VIII. Conclusiones. Ensayo de ingeniería de producto

Aplicabilidad del sistema

Si bien el ESC no está diseñado para aplicaciones que requieran precisión dinámica elevada o control activo de par, resulta especialmente adecuado para sistemas donde el control de velocidad sea el requerimiento principal y las condiciones de carga se mantengan dentro de márgenes predecibles.

Entre las aplicaciones posibles se incluyen:

- Sistemas de bombeo de agua o fluidos industriales.
- Ventiladores centrífugos o axiales de media y baja potencia.
- Propulsión de pequeños drones o vehículos autónomos.
- Sistemas de refrigeración, circulación y climatización.

Análisis detallado: bomba centrífuga de agua

Para validar más rigurosamente la viabilidad del controlador en una aplicación real, se analiza su desempeño esperado en el contexto del accionamiento de una bomba centrífuga.

Este tipo de carga presenta un perfil de par creciente con la velocidad, típicamente proporcional al cuadrado de la misma ($T \propto \omega^2$). Además, las variaciones de carga durante el funcionamiento son suaves, lo que reduce las exigencias dinámicas del sistema de control. Asimismo, no se requiere inversión del sentido de giro ni regulación precisa del par instantáneo.

El ESC desarrollado cumple con los requerimientos básicos de esta aplicación:

- **Arranque suave:** la rampa de frecuencia en modo SPWM permite una aceleración gradual, limitando los picos de corriente sin necesidad de sensado.
- **Control de velocidad estable:** tras el arranque, el sistema opera en lazo abierto con conmutación sincronizada a los cruces por cero, ofreciendo estabilidad suficiente en aplicaciones con dinámica lenta, como una bomba hidráulica.
- **Protección frente a bloqueo:** el firmware implementa un mecanismo de detección de pérdida de sincronía mediante el monitoreo de cruces por cero. Ante inconsistencias sostenidas, el sistema reinicia la secuencia de arranque o detiene la conmutación, funcionando como una protección frente a bloqueo mecánico.
- **Compatibilidad con el entorno operativo:** la topología sin sensores y el bajo número de componentes electrónicos favorecen la integración del controlador en entornos húmedos o de difícil acceso, donde la robustez y el bajo mantenimiento son prioridades.

Selección final de componentes y esquema de protección

1. **Motor de aplicación**

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

- Tipo: Brushless trifásico *sensorless*, 12–24 V.
- Ejemplo comercial: *Turnigy D2830/11 1000 KV* (100 W continuo @ 12–14.8 V, $I_{\max} \approx 10$ A).

2. **Etapa de potencia**
   - **MOSFETs**: 6× *IRLZ44N* (55 V, 47 A, $R_{\mathrm{DS(on)}} \leq 22\,\mathrm{m}\Omega$). Montados sobre disipador común de aluminio ($R_{\theta SA} \leq 2$ °C/W).
   - **Driver**: 3× *IR2101S* (medio-puente alto/bajo, con bootstrap). $V_{\mathrm{HB}} \leq 600$ V – sobredimensionado para 24 V. Capacidad de corriente de puerta: ± 2 A (tiempo típico de carga ≈ 150 ns para $Q_g \approx 100$ nC).
   - Resistores de puerta: $R_g = 10$–$12\,\Omega$ para amortiguación de *ringing*.
3. **Controlador principal**
   - *STM32F103C8T6* (Cortex-M3, 72 MHz), validado en el prototipo.
   - Oscilador externo de 8 MHz tipo `HC-49S` para mayor precisión temporal (PWM y captura).
4. **Fuente y filtro de entrada (24 V DC)**
   - Fuente conmutada industrial 24 V / 6 A (*Mean Well LRS-150-24* o equivalente).
5. **Protección y aislamiento de señales**
   - Para proteger el microcontrolador y reducir los efectos de perturbaciones eléctricas generadas durante la conmutación o provenientes de la red de alimentación, se recomienda incorporar aislamiento entre la etapa de control y la etapa de potencia. Esto puede lograrse mediante **optoacopladores** rápidos, especialmente en las señales que activan los drivers de compuerta.
   - La inclusión de filtros pasivos (como redes RC o snubbers) en las fases de salida puede ayudar a atenuar transitorios generados durante los cambios de estado de los MOSFETs. Estos elementos también pueden reducir la emisión de interferencias electromagnéticas hacia otros dispositivos sensibles.
   - En la entrada de alimentación, es aconsejable emplear un filtro de tipo *Pi* o similar, con inductores y capacitores adecuados a la corriente del sistema, para minimizar los efectos de ruido conducido, tanto emitido como recibido.
   - Adicionalmente, la inclusión de un sensor de temperatura sobre el disipador de los MOSFETs permitiría implementar una lógica de protección térmica, deteniendo el sistema ante un sobrecalentamiento prolongado.

En conclusión, el prototipo desarrollado constituye una base funcional para un ESC *sensorless* de bajo costo. Sin embargo, su viabilidad industrial requiere una reingeniería de la etapa de potencia, mejoras en el firmware y una selección cuidadosa de componentes que permitan aumentar su eficiencia, confiabilidad y adaptabilidad a entornos reales. Se provee del link al repositorio. https://github.com/fcastel2002/esc-bldc-sensorless-stm32

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

REFERENCES

[1] K. Iizuka, H. Uzuhashi, M. Kano, T. Endo, and K. Mohri, "Microcomputer control for sensorless brushless motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-21, no. 3, p. 595–601, May 1985. [Online]. Available: http://dx.doi.org/10.1109/TIA.1985.349715

[2] J. Moreira, "Indirect sensing for rotor flux position of permanent magnet ac motors operating over a wide speed range," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 6, p. 1394–1401, 1996. [Online]. Available: http://dx.doi.org/10.1109/28.556643

[3] S.-H. Chen, T.-H. Liu, and F.-C. Hsiao, "Sensorless control of the bldc motors using a kalman filter," in *2007 International Conference on Machine Learning and Cybernetics*, vol. 4, 2007, pp. 1934–1939.

[4] STMicroelectronics, *RM0008 Reference Manual: STM32F101xx, STM32F102xx, STM32F103xx, STM32F105xx and STM32F107xx advanced ARM-based 32-bit MCUs*, STMicroelectronics, Geneva, Switzerland, August 2021, rev 21. [Online]. Available: https://www.st.com/resource/en/reference_manual/rm0008-stm32f101xx-stm32f102xx-stm32f103xx-stm32f105xx-and-stm32f107xx-advanced-armbased-32bit-mcus-stmicroelectronics. pdf

[5] STMicroelectronics, *L298N Dual Full-Bridge Driver*, 2023.

[6] Texas Instruments, *LM339, LM239, LM139, LM2901 Quad Differential Comparators*, Texas Instruments Incorporated, July 2022, sLCS006AA - Revised July 2022. [Online]. Available: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm339-n.pdf

[7] Y.-S. Lai and Y.-K. Lin, "A unified approach to zero-crossing point detection of back emf for brushless dc motor drives without current and hall sensors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 6, pp. 1704–1713, 2011.

[8] R. Meghana and R. R. Singh, "Sensorless start-up control for bldc motor using initial position detection technique," in *2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Smart Grid and Renewable Energy (PESGRE2020)*. IEEE, Jan. 2020. [Online]. Available: http://dx.doi.org/10.1109/PESGRE45664.2020.9070409

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Control digital basado en linealización por realimentación de un convertidor boost aplicable a un sistema de almacenamiento de energía undimotriz

1st Agustín Olarce
Laboratorio de Instrumentación y Control
ICYTE (UNMDP-CONICET)
Mar del Plata, Argentina
olarceagus@fi.mdp.edu.ar

2nd Marcos Judewicz
Laboratorio de Instrumentación y Control
ICYTE (UNMDP-CONICET)
Mar del Plata, Argentina
marcosj@fi.mdp.edu.ar

3rd Rogelio Garcia Retegui
Laboratorio de Instrumentación y Control
ICYTE (UNMDP-CONICET)
Mar del Plata, Argentina
rgarcia@fi.mdp.edu.ar

4th Marcos Funes
Laboratorio de Instrumentación y Control
ICYTE (UNMDP-CONICET)
Mar del Plata, Argentina
mfunes@fi.mdp.edu.ar

***Resumen*—En este trabajo se presenta el diseño y la implementación del control digital de un convertidor boost, destinado a aplicaciones de almacenamiento de energía undimotriz. Se plantea el uso de un controlador basado en linealización por realimentación para mejorar el desempeño del sistema en todo su rango de operación. Ademas, se detalla la configuración de los periféricos de la plataforma digital y la gestión de los recursos computacionales. Finalmente se valida la propuesta mediante simulaciones y pruebas experimentales.**

***Index Terms*—undimotriz, convertidor boost, control digital, linealización por realimentación**

I. Introducción

El impacto negativo que el cambio climático antropogénico inflige sobre los ecosistemas y las comunidades a nivel mundial requiere urgentemente reducir la emisión de gases de efecto invernadero en todos los sectores de la actividad humana. Con este fin es necesario continuar adicionando fuentes de energía eléctrica renovables, ya que el sector energético es la mayor fuente de emisión de dióxido de carbono [1]. En Argentina, durante el año 2024, el 15 % de la potencia generada correspondió a energías renovables distribuidas (solar, eólica, hidroeléctrica a pequeña escala y bioenergías) y el 22 % a generación hidroeléctrica a gran escala [2]. En este contexto la energía undimotriz, que se produce a partir del movimiento de las olas, podría ocupar un rol fundamental en la transición energética. Ya que posee un gran potencial desaprovechado, la estimación teórica del recurso alcanza los 32000 TWh por año [3].

Este trabajo fue soportado por la Universidad Nacional de Mar del Plata (UNMDP) y el Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Tecnológicas (CONICET) PIP2643, PIBAA2872021010 1085CO

Los convertidores de energía undimotriz (Wave Energy Converter, WEC) están compuestos, en general, por tres etapas de conversión de energía [4]. Una etapa primaria transforma el movimiento de las olas, que tiene una frecuencia baja, en movimiento de mayor velocidad sobre un cuerpo o fluido. Luego, una etapa secundaria genera electricidad a partir de turbinas o generadores eléctricos. Finalmente, en la etapa terciaria un convertidor de potencia funciona como interfaz entre el WEC y la carga, que puede ser la red eléctrica, un usuario sin acceso a la misma, un sistema de almacenamiento de energía o una combinación de los mismos [5].

Los WEC también pueden clasificarse según su principio de operación en tres tipos principales: columna oscilante de agua, dispositivo de rebalse y cuerpos activados por las olas. Estos últimos pueden dividirse a su vez en función de sus dimensiones y orientación con respecto a las olas incidentes [6], en las siguientes categorías: absorbedores puntuales, atenuadores y terminadores. La principal ventaja que presentan los absorbedores puntuales oscilantes frente a los atenuadores y terminadores, es que tienen la capacidad teórica de absorber mayor potencia que aquella determinada por su ancho de captura físico [7]. Por otro lado, en general, son cuerpos flotantes axisimétricos, propiedad que les confiere la capacidad de absorber las olas incidentes provenientes de cualquier dirección, a diferencia de los terminadores y atenuadores que deben posicionarse en función de la dirección de las olas, lo cual supone una mayor complejidad en la instalación.

Existe una gran variedad de sistemas de extracción de potencia (Power Take Off, PTO) montados en WEC del tipo absorbedores puntuales oscilantes, los cuales pueden dividirse en tres grandes grupos, de acuerdo a su tipo de transmisión:

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

hidráulicos, mecánicos o directos. En particular, dentro de los PTO de transmisión mecánica existe un subgrupo de particular interés que está basado en un mecanismo de rectificación del movimiento (Mechanical Motion Rectifier, MMR). Este tipo de mecanismos permite aprovechar tanto la carrera ascendente como la descendente de los WEC oscilantes, brindando un único sentido de giro en el eje de salida, lo que a su vez permite acoplar un Generador Eléctrico de Imanes Permanentes Rotativo. Esto último representa una clara ventaja respecto de los PTO de transmisión directa que funcionan mediante Generadores Eléctricos Lineales, dado que los Generadores Eléctricos Rotativos constituyen una tecnología ampliamente utilizada y madura que ya ha alcanzado su etapa comercial. Esto supone una mayor versatilidad de instalación y menor complejidad del sistema, a menor costo [8]. Por otro lado, las transmisiones mecánicas, por lo general cuentan con una etapa de multiplicación, que tiene el objetivo de adaptar las velocidades lentas y torques elevados que se desarrollan naturalmente en los WEC del tipo absorbedores puntuales oscilantes, a las velocidades y torques característicos de los Generadores Eléctricos rotativos comerciales. Más aún, la implementación de sistemas rotativos, permite integrar un volante de inercia en el rotor, para suavizar la potencia activa y mitigar pulsaciones de potencia. Por otro lado, en comparación con las transmisiones hidráulicas, los PTO basados en sistemas MMR cuentan con una etapa menos de conversión de energía (mecánica-hidráulica-eléctrica vs mecánica-eléctrica), lo que permitiría alcanzar una mayor eficiencia energética.

El generador eléctrico posee una salida trifásica cuya forma de onda de tensión presenta amplitud y frecuencia variables debido a la inherente irregularidad del recurso de olas. Transformar esta forma de onda irregular en otra adecuada para los distintos tipos de carga requiere del agregado de una etapa de conversión. Dicha etapa, en general formada por un convertidor conmutado, ajusta la forma de onda de salida modificando su punto de operación. Tradicionalmente, el diseño del control de un convertidor conmutado se basa en un modelo de pequeña señal (derivado a partir del modelo de promediación de estados), cuya dinámica varía con el punto de operación. El ajuste de un controlador robusto, que garantice estabilidad en el peor caso, puede comprometer el desempeño del sistema en el resto del rango de operación. Para mitigar los efectos de la variación de la planta sobre el desempeño del sistema se propone utilizar una técnica de control no lineal basada en linealización por realimentación de estados, siguiendo una estrategia similar a la utilizada en [9].

En este trabajo se describe el control de un convertidor boost que se diseñó como un paso intermedio en el desarrollo de un sistema de almacenamiento de energía undimotriz. Se utilizó la plataforma digital LAUNCHXL-F28377S para la implementación del controlador del sistema, que permitió utilizar un algoritmo avanzado de control. Se detalla la configuración requerida y la gestión de los recursos de la plataforma. La implementación del control se validó contrastando simulaciones y ensayos experimentales sobre un convertidor boost.

II. Descripción general del sistema

En el Laboratorio de Instrumentación y Control de la Universidad Nacional de Mar del Plata se ha desarrollado un prototipo 1:10 de WEC del tipo brazo-flotador oscilante, destinado a emplazamientos costeros [10]. En la figura 1 se muestra una imagen de la etapa de conversión mecánica-eléctrica, formada por una unidad de extracción de potencia basada en un sistema mecánico de rectificación de movimiento, al cual se acopla un generador eléctrico rotativo de imanes permanentes. El convertidor de potencia desarrollado para este prototipo deberá tomar la salida trifásica del generador para cargar un banco de dos baterías selladas de plomo-ácido (Valve Regulated Lead Acid, VRLA). A continuación, se realiza una descripción de las distintas etapas del convertidor de potencia.

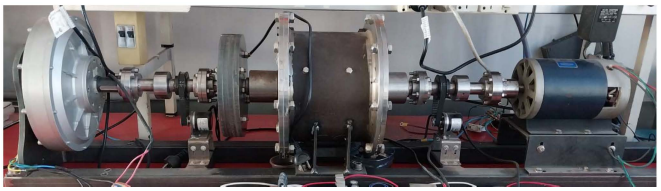


Figura 1: Banco de pruebas en seco de la etapa de conversión mecánica-eléctrica.

II-A. Convertidor de potencia

Como se muestra en la Fig. 2 el convertidor electrónico de potencia se divide en dos partes: Un puente rectificador de diodos, que convierte la tensión alterna trifásica entregada por el generador en una tensión de continua, seguido por un convertidor boost sincrónico conmutado a $150kHz$, que eleva la tensión de salida del rectificador y regula la carga de las baterías. La operación del convertidor conmutado requiere de un controlador digital, el cual se encarga de regular las variables del convertidor y cargar las baterías. El proceso de carga se divide en dos pasos: un periodo inicial a corriente constante seguido por un periodo de tensión constante.

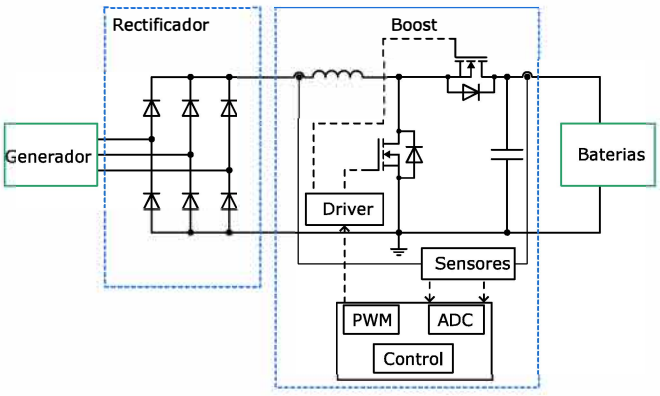


Figura 2: Diagrama del convertidor de potencia.

El sistema de control del convertidor emplea dos etapas de interfaz con el microcontrolador: un circuito driver tipo bootstrap, que adapta la salida del microcontrolador a los niveles de

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

tensión y corrientes necesarios para conmutar los transistores, y una etapa de sensado. El comando del circuito driver se realiza por medio de generadores de señales moduladas por ancho de pulso (Pulse Width Modulation, PWM) que están disponibles en el microcontrolador. Respecto a la etapa de sensado se miden los valores de corriente en la salida y en la entrada del convertidor boost, I_{out} e I_{in}, con sensores de efecto hall, y los valores de tensión de entrada y salida, V_{in} y V_{out}, a partir de divisores resistivos. Todas las señales medidas se filtran de forma analógica con filtros de primer orden de 50kHz de frecuencia de corte para evitar el efecto aliasing debido al muestreo. Posteriormente, se emplean conversores analógico-digitales (Analog-Digital Converters, ADC) disponibles en el kit de desarrollo, para obtener una representación digital de las variables físicas del circuito.

III. Control del convertidor boost

El alcance de este trabajo se limitó a implementar el sistema de control como regulador de tensión de salida, para validar el enfoque digital utilizado. A continuación se muestra la estrategia de control propuesta.

III-A. Diseño general del controlador

Para mitigar la degradación del desempeño del sistema con los cambios de punto de operación se implementó un controlador basado en linealización por realimentación. Esta técnica de control permite cancelar las no linealidades del sistema al utilizar realimentación no lineal de sus estados [11]. Sin embargo, este método no puede aplicarse directamente para controlar la tensión de salida de un convertidor boost, ya que el sistema resultante presenta una dinámica de ceros inestable. En su lugar se planteó un esquema con dos lazos de control, un lazo interno que utiliza linealización por realimentación para regular la corriente de entrada y otro externo que regula la tensión de salida con un controlador lineal.

En la figura 3 se muestra el esquema básico del convertidor controlado en base a linealización por realimentación, donde el bloque de linealización calcula el ciclo de trabajo D a partir de los valores de tensión y de la señal de control auxiliar U. Este bloque permite transformar el sistema a una forma lineal equivalente, con una relación entre la entrada U y salida I_{in} lineal. Se debe tener en cuenta que esta transformación solo será válida si el valor de D no satura (es decir que se mantiene acotado por $0 < D < 1$) y el convertidor opera en modo de conducción continua (Continuous Conduction Mode, CCM), por esa razón se utilizó una topología sincrónica que permite mantener la operación en CCM incluso en baja carga.

A partir de las mencionadas consideraciones se puede diseñar un controlador lineal $G_{CI}(s)$ como el que se muestra en la figura 4. Se puede observar que la linealización genera una transferencia de primer orden dada por el valor de inductancia L y su resistencia serie r_L. Se utiliza un controlador proporcional, cuyo valor de ganancia se ajusta para obtener un sistema estable. En este caso no se requiere que el lazo de regulación presente error nulo a la referencia (que se obtiene al incluir un termino integral) ya que el lazo externo se encargará de proveer la referencia adecuada para regular la tensión de salida sin error.

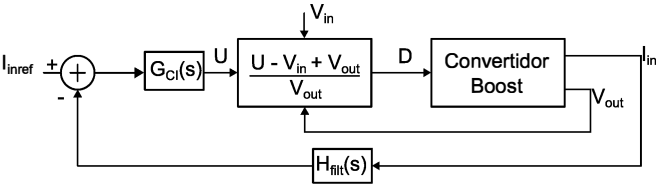


Figura 3: Implementación de linealización por realimentación para el control de la corriente de entrada de un convertidor boost.

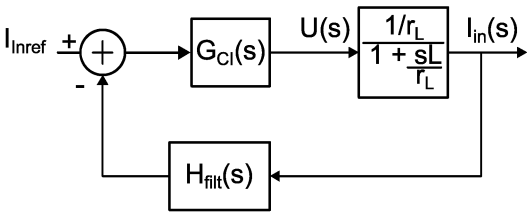


Figura 4: Diagrama en bloques simplificado del control de corriente de entrada.

El lazo de control de tensión de salida se diseña a partir del diagrama de la figura 5, donde $G_i(s)$ representa el lazo interno, $H(s)$ es la ganancia de realimentación y $G_{IV}(s)$ 1 es la función de transferencia de pequeña señal que relaciona V_{out} y I_{in}. Una desventaja del esquema de control planteado es que la transferencia $G_{IV}(s)$ no solo depende de valores de los componentes del circuito (la inductancia L, el capacitor de salida C y la resistencia de la carga R), sino que también depende del ciclo de trabajo D, que varia con el punto de operación. Sin embargo, al utilizar linealización por realimentación se reduce el orden del sistema y se elimina la variación de sus polos, lo que simplifica el diseño del control. Finalmente se implementa un controlador PI ajustado para asegurar la estabilidad del sistema en el peor caso.

$$\frac{V_{\text{out}}}{I_{\text{in}}}(s) = \frac{R(1-D)\,1 - \frac{sL}{R(1-D)^2}}{2 \qquad 1 + \frac{sRC}{2}}. \tag{1}$$

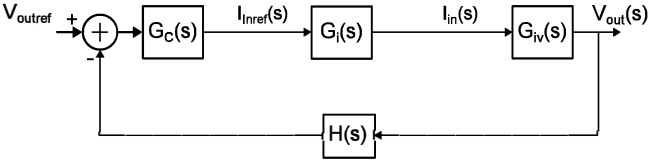


Figura 5: Diagrama en bloques simplificado del control de tensión de salida.

III-B. Implementación digital del controlador

En la figura 6 se muestra la implementación completa del lazo de control de corriente. Los bloques $H_s(s)$ representan

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

la función de transferencia de los filtros analógicos de los sensores. Se incluyen los bloques de muestreo del ADC y los filtros digitales de tipo respuesta infinita al impulso (Infinite Impulse Response, IIR) que se agregaron para obtener el valor medio de las señales y reducir su nivel de ruido. El bloque de control lineal $G_c(z)$ genera una señal de control auxiliar $U(k)$ a partir del el error del sistema. El bloque de linealización ejecuta la ley de control no lineal (que implementa la linealización por realimentación), a partir de $U(k)$ y los valores filtrados de tensión, para calcular el valor de ciclo de trabajo. Finalmente el generador de PWM digital (Digital Pulse Width Modulator, DPWM) genera las señales de conmutación de las llaves.

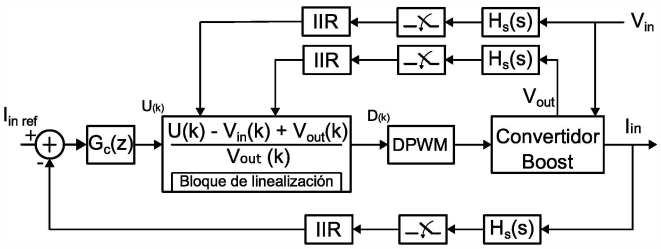


Figura 6: Implementación completa del lazo de control de corriente de entrada.

El lazo de control de tensión de salida se implementa de forma similar, como se muestra en la figura 7, donde se incluye una versión simplificada del lazo interno, el filtro y el controlador digital de tensión $G_{VC}(z)$ y se indica como el lazo de externo determina la referencia del interno.

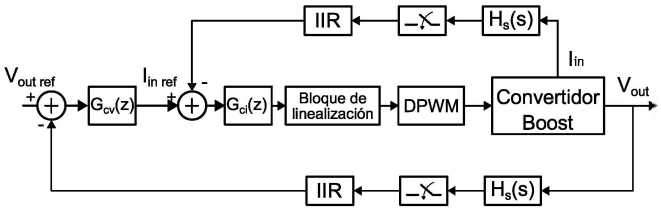


Figura 7: Implementación completa del lazo de control de tensión de salida.

IV. Diseño e implementación del firmware

El sistema de control se implementó en la placa de desarrollo LAUNCHXL-F28377S de Texas Instruments que se basa en el microcontrolador TMS320F28377S. Las características mas relevantes de la placa son:

- Generador de señales PWM de alta resolución, con tiempos muertos.
- Cuatro conversores analógico digital (ADC) de 12 bits.
- CPU con una frecuencia de $200Mhz$
- Unidad de punto flotante de 32bits

En la figura 8 se muestra el diagrama de flujo del firmware, que se divide en dos secciones: un programa principal donde se inicializa el sistema, y la rutina de atención a interrupciones (Interrupt Service Routine, ISR) del ADC donde se ejecutan todas las operaciones relacionadas al control del convertidor.

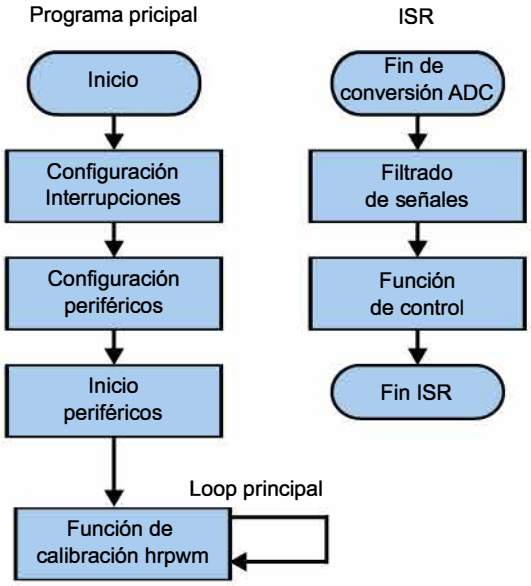


Figura 8: Diagrama de flujos general del firmware.

IV-A. Programa principal y configuración de periféricos

El programa principal se ejecuta al encender el microcontrolador y tiene dos etapas, inicialización y loop principal. En la inicialización se cargan las configuraciones de los periféricos, se establece el comportamiento de las GPIO que se conectan al convertidor y se configura la estructura de interrupciones. Al concluir la inicialización se ejecuta el loop principal, que solo ejecuta una función de calibración del PWM de alta resolución (provista por Texas Instruments).

El contador del PWM se configuró en modo up-down, con el objetivo de generar un PWM simétrico, que tiene mejor comportamiento armónico [12], y para obtener una frecuencia de conmutación de $150kHz$. Se utilizó el modo de alta resolución, para obtener una mejor resolución en los valores de ciclo de trabajo. Se adoptó como criterio que la resolución del ciclo de trabajo (que varía de forma dinámica en el modo hrPWM, es de 14 bits aproximadamente) sea mayor a la que utiliza el ADC (que tiene una resolución de 12 bits) para evitar tener un ciclo límite [12]. La conmutación de los transistores se realiza de forma complementaria y con tiempos muertos, de modo que no se produzca una conducción simultanea de las llaves del convertidor.

Para asegurar el sincronismo entre el muestreo y la conmutación se utilizó un generador de PWM auxiliar, con un periodo tres veces menor al PWM de las llaves, que se encarga de enviar la señal de inicio de conversión a los ADC. Se configuraron los 4 ADC de la placa para que realicen la adquisición y la conversión en simultaneo, de esta forma se garantiza que las funciones de control se ejecuten con información de un mismo instante de muestreo. También se configuraron para generar una interrupción al finalizar la conversión de las señales.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

IV-B. Rutina de atención a interrupciones

El diagrama de la figura 9 representa temporalmente el sincronismo entre los periféricos de PWM y de ADC y muestra la distribución de tareas en la ISR. La estrategia de control que se utilizó en este convertidor tiene una carga computacional elevada, debido al uso de dos lazos de control y la aplicación de linealización por realimentación. Para asegurar que todos los cálculos necesarios se realicen durante un ciclo de conmutación se adoptó un esquema de distribución de los cálculos, donde las funciones relacionadas al control se reparten entre las tres ISR de un periodo de conmutación.

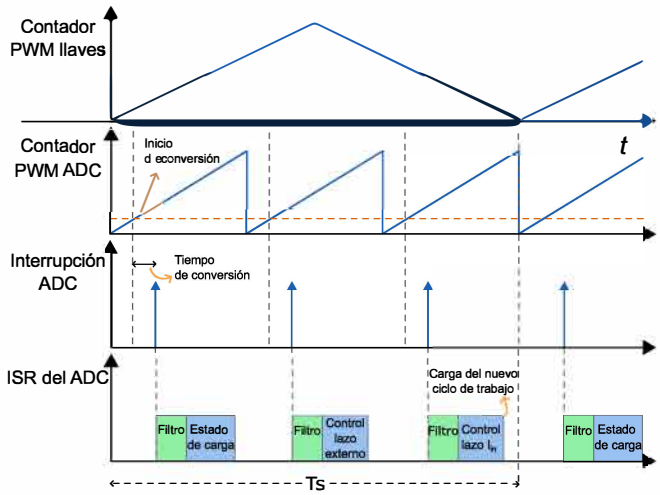


Figura 9: Diagrama temporal del esquema de interrupciones.

El filtrado de las señales a partir de los valores del ADC se realiza al inicio de todas las ISR mientras que la función de control que se ejecuta en cada ISR depende de su orden dentro de un ciclo de conmutación.

En la primera interrupción se evalúa el estado de carga de las baterías para seleccionar el modo de operación del lazo externo. A partir del valor filtrado de tensión de salida del convertidor boost se decide si se debe cargar a corriente de salida constante (CC) o a tensión de salida constante (CV).

En la segunda interrupción se actualiza la referencia que alimenta al lazo interno, en base al lazo externo. Según el modo de carga se calcula el valor de I_{in} necesario para regular corriente de salida o tensión de salida a partir del error medido y del controlador correspondiente. Ademas se incluyó la opción de regular la corriente de entrada. Este modo se utilizó para realizar ensayos y en trabajos futuros se utilizará para desarrollar y validar algoritmos de seguimiento del punto máximo de potencia del sistema.

En la tercera interrupción se ejecutan los cálculos asociados al lazo interno. El controlador de corriente obtiene U en base al error entre la medición y la referencia de I_{in}, luego se calcula el ciclo de trabajo a partir de U y de los valores filtrados de V_{in} y V_{out}. La actualización de D se hace efectiva al inicio del siguiente periodo de PWM.

V. Validación Experimental

La implementación propuesta se evaluó realizando simulaciones circuitales con el sofware NL5 en base al esquema que se muestra en la figura 10. El bloque de control digital ejecuta en código C el algoritmo que se pretendía utilizar en la plataforma digital.

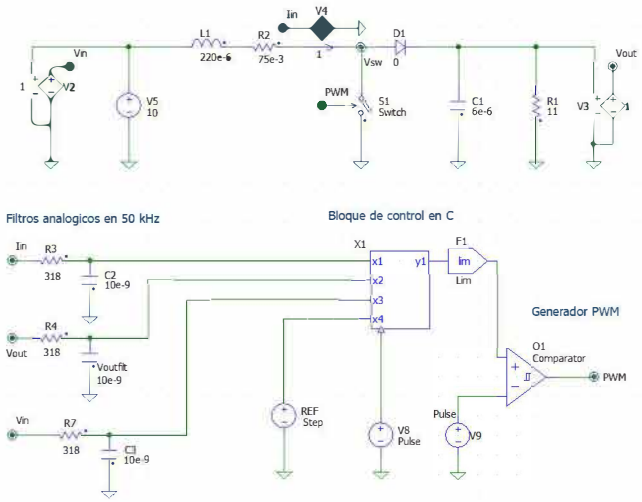


Figura 10: Esquema de simulación en NL5.

Posteriormente, se realizaron ensayos experimentales sobre un convertidor boost (véase figura 11) controlado por el firmware diseñado en el LAUNCHXL-F28377S para verificar su capacidad de regular I_{in} y V_{out}. Se utilizó una fuente de tensión continua como entrada y una carga resistiva de 11Ω.

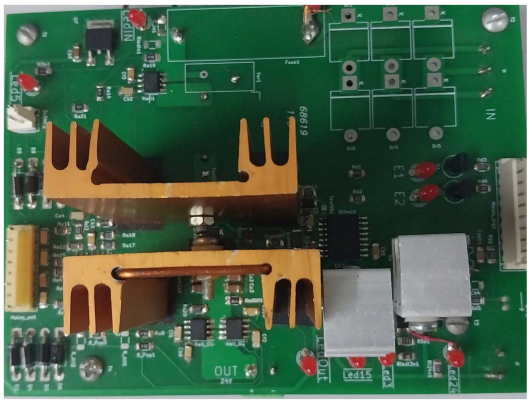


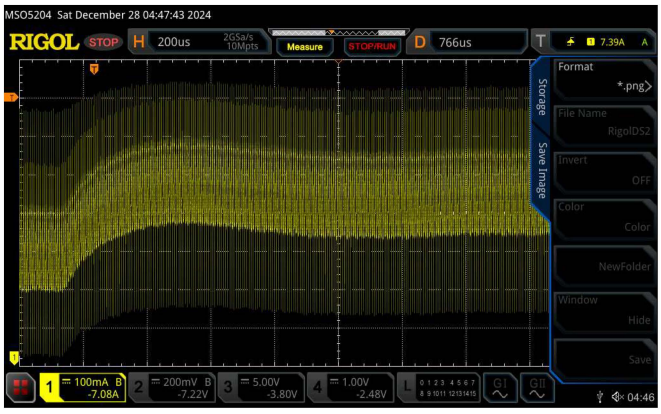
Figura 11: Convertidor boost utilizado en los ensayos.

En el primer ensayo se configuró el firmware para suministrar de forma manual la referencia de I_{in} del lazo interno. En la figura 12 se muestra la respuesta del sistema a un escalón en la referencia I_{in} y la respuesta del modelo simulado. Se observa que el sistema implementado en la plataforma presenta una evolución en el tiempo similar a la simulada, indicando que la estrategia de control desarrollada cumple con el objetivo.

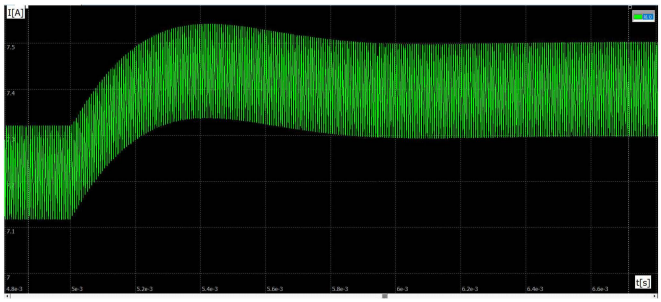
Luego se repitió el ensayo respecto del lazo de control de tensión de salida, en la figura 13 se comparan los resultados

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

experimentales con aquellos obtenidos mediante la simulación. En esta instancia también se observa que el convertidor tiene el comportamiento esperado, de esa forma se validó la capacidad del convertidor para regular la tensión de salida.



(a) Medición de la respuesta en corriente de entrada al escalón en la referencia de corriente.

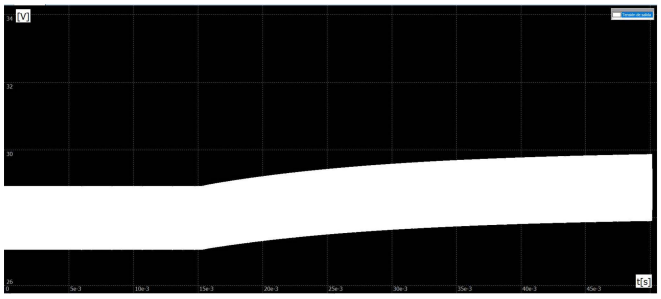


(b) Resultado de la simulación de la respuesta en corriente de entrada al escalón en la referencia de corriente.

Figura 12: Comparación de los resultados experimentales del lazo interno con los resultados en simulación.



(a) Medición de la respuesta en tensión de salida al escalón en la referencia de tensión.



(b) Resultado de la simulación de la respuesta en tensión de salida al escalón en la referencia de tensión.

Figura 13: Comparación de los resultados experimentales del lazo externo con los resultados en simulación.

VI. Conclusiones

En este trabajo se presenta el diseño del sistema de control de un convertidor boost a partir de un algoritmo basado en linealización por realimentación, se detalló la configuración y las consideraciones necesarias para implementarlo en una plataforma digital. Finalmente se validó el funcionamiento del sistema mediante la comparación de simulaciones y ensayos experimentales.

En trabajos futuros se pretende continuar con el desarrollo del sistema de almacenamiento undimotriz, con este fin se deberá construir y validar el funcionamiento del puente rectificador en conjunto con el convertidor, se implementará el lazo de control de corriente de salida y se realizaran ensayos de carga de baterías.

Referencias

[1] Core Writing Team, H. Lee y J. Romero (eds.) *IPCC, 2023: Climate Change 2023: Synthesis Report. Contribution of Working Groups I, II and III to the Sixth Assessment Report of the Intergovernmental Panel on Climate Change*. 2023. DOI: 10.59327/IPCC/AR6-9789291691647.

[2] CAMMESA. *Informe Anual 2024*. 2024.

[3] Gunnar Mork et al. «Assessing the Global Wave Energy Potential». En: *29th International Conference on Ocean, Offshore and Arctic Engineering: Volume 3*. Shanghai, China: ASMEDC, 1 de ene. de 2010, págs. 447-454. ISBN: 978-0-7918-4911-8. DOI: 10.1115/OMAE2010-20473.

[4] Iraide López et al. «Review of Wave Energy Technologies and the Necessary Power-Equipment». En: *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 27 (1 de nov. de 2013), págs. 413-434. ISSN: 1364-0321. DOI: 10.1016/j.rser.2013.07.009.

[5] Marco Liserre, Thilo Sauter y John Y. Hung. «Future Energy Systems: Integrating Renewable Energy Sources into the Smart Power Grid Through Industrial Electronics». En: *IEEE Industrial Electronics Magazine* 4.1 (mar. de 2010), págs. 18-37. ISSN: 1941-0115. DOI: 10.1109/MIE.2010.935861.

[6] Joao Cruz. *Ocean Wave Energy: Current Status and Future Perspectives*. Springer, 2008.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

[7] Johannes Falnes y Adi Kurniawan. *Ocean waves and oscillating systems: Linear interactions including wave-energy extraction*. Cambridge University Press, 2020.

[8] Elisabetta Tedeschi y Maider Santos-Mugica. «Modeling and control of a wave energy farm including energy storage for power quality enhancement: The BIMEP Case Study». En: *IEEE Transactions on Power Systems* 29.3 (mayo de 2014), págs. 1489-1497. DOI: 10.1109/tpwrs.2013.2282213.

[9] M.G. Judewicz et al. «Generalised Predictive Current-Mode Control of Passive Front-End Boost-Type Converters». En: *IET Power Electronics* (2021).

[10] Eugenio Gelos. «Modelado, Dimensionamiento y Control de un Convertidor Undimotriz tipo Brazo-Flotador Oscilante». Tesis doct. Universidad Nacional de Mar del Plata, 2024.

[11] Seddik Bacha, Iulian Munteanu y Antoneta Iuliana Bratcu. *Power Electronic Converters Modeling and Control: With Case Studies*. Advanced Textbooks in Control and Signal Processing. London: Springer, 2014. ISBN: 978-1-4471-5477-8. DOI: 10.1007/978-1-4471-5478-5.

[12] Simone Buso y Paolo Mattavelli. *Digital Control in Power Electronics*. Synthesis Lectures on Power Electronics. Springer International Publishing, 2015. ISBN: 978-3-031-02499-3. DOI: 10.1007/978-3-031-02499-3.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Análisis de Vibraciones en Máquinas Industriales mediante Microcontroladores

Facundo Oyola
Departamento de Electrotecnia , Facultad de Ingeniería , Universidad Nacional del Comahue
Buenos Aires 1400, (8300) Neuquen Capital, Argentina.
fac.oyola@gmail.com

***Abstract*—En este proyecto se presenta el diseño y la prueba de un sistema embebido capaz de captar las vibraciones de maquinarias industriales mediante un acelerómetro, calcular su FFT y mostrar los resultados en una pantalla, así como también compartirlos en la red, con el fin de analizar su espectro para detectar anomalias (frecuencias o amplitudes no esperadas).**

***Index Terms*—Microcontrolador, acelerómetro, Análisis de vibraciones, FFT, monitoreo industrial, IoT**

I. Introduction

En este documento se presenta el diseño y la prueba de un analizador de vibraciones enfocado en actuadores de máquinas industriales (motores trifásicos asincrónicos, cajas reductoras, ventiladores y compresores), con el fin de detectar desbalances y desalineamientos en los ejes que provocan vibraciones no deseadas. La detección de dichas vibraciones permite prevenir fallas, programar tareas de mantenimiento preventivo y realizar ajustes en partes mecánicas para asegurar un funcionamiento preciso.

Para medir las vibraciones se utilizan los datos proporcionados por un acelerómetro triaxial MPU6050, con una frecuencia de muestreo de 1 kS/s, lo que permite medir hasta 500 Hz dentro del ancho de banda de interés.

El procesamiento de los datos se lleva a cabo en el sistema embebido FRDM-K64F, que incorpora un microcontrolador MK64FN1M0VLL12 (120 MHz, 1 MB de memoria flash, 256 KB de RAM, bajo consumo de energía). Además, este dispositivo dispone de conexión Ethernet, lo que posibilita compartir los datos en la red. El sistema fue programado en C++ mediante el IDE de ARM, aplicando algoritmos como Cooley-Tukey para el cálculo de la FFT, filtros digitales IIR y el algoritmo de Bresenham para la representación gráfica en una pantalla TFT de 320×240 píxeles.

Este proyecto fue presentado como trabajo final de la materia optativa *Diseño con Microcontroladores*, correspondiente a la carrera de Ingeniería Electrónica en la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional del Comahue.

II. Marco Teorico

A. Calculo de la FFT (Algoritmo de Cooley-Tukey)

El algoritmo de *Cooley-Tukey* [3] es una de las implementaciones más conocidas de la *Transformada Rápida de Fourier (FFT)*, una herramienta matemática fundamental para el análisis espectral de señales. Fue propuesto por James Cooley y John Tukey en 1965, y revolucionó el procesamiento digital de señales al reducir drásticamente la complejidad computacional de la Transformada Discreta de Fourier (DFT).

La *Transformada Discreta de Fourier* convierte una señal en el dominio del tiempo en una representación en el dominio de la frecuencia. Dada una secuencia de N muestras $x[n]$, su DFT está definida como:

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}, \quad k = 0, 1, ..., N-1$$

Calcular esta expresión directamente implica una complejidad de $O(N^2)$. La FFT permite reducir ese costo a $O(N \log_2 N)$.

El algoritmo de Cooley-Tukey se basa en descomponer recursivamente la DFT en partes más pequeñas. Para $N = 2^m$, divide la señal en los elementos de índice par e impar. Esto permite expresar la DFT como:

$$X[k] = E[k] + W_N^k \cdot O[k]$$
$$X[k + N/2] = E[k] - W_N^k \cdot O[k]$$

donde $E[k]$ y $O[k]$ son las DFT de las partes par e impar, respectivamente, y $W_N^k = e^{-j\frac{2\pi}{N}k}$ son los factores de rotación (*twiddle factors*).

Este algoritmo se repite recursivamente hasta alcanzar transformadas de tamaño 2. Finalmente, se reorganizan los resultados mediante el ordenamiento *bit-reversal*.

La FFT es esencial en aplicaciones como el procesamiento de audio, análisis espectral, compresión de imágenes y comunicaciones digitales.

B. Funcionamiento del Sensor MEMS

Los sensores MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems) combinan componentes mecánicos y eléctricos a escala micrométrica sobre un único chip, utilizando técnicas de microfabricación similares a las de la industria de los semiconductores. Entre los sensores MEMS más comunes se encuentran los acelerómetros, giróscopos y sensores de presión.

En particular, un **acelerómetro MEMS** funciona detectando la aceleración mediante una *masa de prueba* suspendida sobre microresortes. Cuando el sensor experimenta una aceleración,

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

esta masa se desplaza, produciendo un cambio en la capacitancia entre electrodos fijos y móviles dispuestos alrededor de la masa. Esta variación capacitiva es medida y procesada electrónicamente para obtener un valor de aceleración proporcional a la fuerza ejercida sobre la masa:

$$F = m \cdot a$$

donde F es la fuerza inercial detectada, m la masa interna del sensor y a la aceleración. Este principio se basa en la segunda ley de Newton.

En los acelerómetros MEMS de tipo capacitivo, el desplazamiento de la masa modifica el campo eléctrico entre los electrodos, permitiendo así una detección precisa de pequeñas aceleraciones. También existen acelerómetros MEMS basados en piezorresistencias o piezoelectricidad, aunque los capacitivos son los más utilizados por su estabilidad y bajo consumo.

Aplicación en el Análisis de Vibraciones

En el análisis de vibraciones, los sensores MEMS permiten detectar las aceleraciones generadas por movimientos oscilatorios en estructuras, máquinas o dispositivos. Al registrar estas señales en el dominio temporal y analizarlas en el dominio frecuencial (por ejemplo, mediante una Transformada Rápida de Fourier), se puede obtener información clave sobre:

- Frecuencia natural de estructuras o componentes.
- Amplitud y patrón de vibración.
- Presencia de resonancia, desequilibrios o fallas mecánicas.
- Estado operativo de maquinaria (detección de fallas, mantenimiento predictivo).

Gracias a su bajo costo, facilidad de integración y portabilidad, los sensores MEMS se utilizan ampliamente en monitoreo industrial, vehículos, robótica, dispositivos médicos y sistemas de adquisición embebidos para el estudio de vibraciones en tiempo real.

C. Principales anomalias en la maquinas

Desbalance Mecánico

Los desbalances en los rotores de motores son comunes debido a la imposibilidad de distruibuir su masa con absoluto precisión. Esté desbalanceo mecánico es la fuente de vibración más común en sistemas con elementos rotativos, todo rotor mantiene un nivel de desbalanceo residual, el hecho de que estos generen vibraciones o no, dependen básicamente de que estos operen dentro de las tolerancias de calidad establecidas en las normas para las características y velocidades del rotor en cuestión. El mantener el desbalanceo residual dentro de tolerancias permitirá:

- Evitar falla por fatiga en estructuras y elementos asociadas al elemento rotatorio,
- Incrementar la vida útil del sistema rotatorio y u o máquina,
- Ahorro de energía,
- Prevenir cargas excesivas en rodamientos debido a sobrecargas.

Existe una gran cantidad de fuentes del desbalanceo mecánico en maquinaria rotativa, las más comunes son:

- Falta de homogeneidad en materiales, especialmente en fundiciones, en las cuales la presencia de burbujas de aire es una causa común de desbalanceo,
- Flechas flexionadas,
- Errores de maquinado y tolerancias en el proceso de manufactura,
- Cambio de componentes del rotor durante operaciones de mantenimiento,
- Desgaste irregular durante la operación de la máquina,
- Depósitos de material acumulados durante la operación de la máquina,
- Distorsión del rotor debida a gradientes de temperatura.

La Organización Internacional de Normalización (ISO por sus siglas en inglés) define el desbalance como aquella condición que existe en un rotor cuando se imparte vibración, fuerza o movimiento a sus rodamientos como resultado de fuerzas centrífugas [Girdhar-Scheffer, 2004] [7] . Esta fuerza está en función del cuadrado de la velocidad angular y es la que actúa sobre la masa del desbalance [Ewert, 2022] [12]. Los espectros de firma de falla mecánica provenientes de la información de vibración mecánica son descritos en [Ewert, 2020] [11] y [Ewert, 2022] [12] . Además, el espectro de frecuencia de vibración mecánica mostrará un aumento en la frecuencia de firma de falla mecánica por desbalance en un elemento rotativo, tal como se muestra en la ecuación (1).

$$fr = \frac{n}{60} \tag{1}$$

Tipos de Desbalanceos

- Desbalance estático: se define el desbalance estático como la condición donde el eje principal de inercia del rotor se encuentra con un desplazamiento paralelo con respecto al eje de rotación

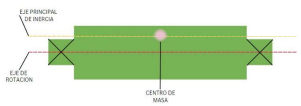


Fig. 1: Representación gráfica del desbalance estático fuente [1]

- Desbalance dinámico: se define como desbalance dinámico a la condición donde el eje principal de inercia del rotor no intercepta al eje de rotación.

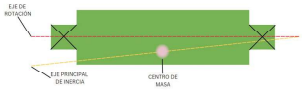


Fig. 2: Representación gráfica del desbalance dinámico fuente[1]

- Desbalance cuasi-estático: se define como desbalance cuasi-estático a la condición donde el eje prin-

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

cipal de inercia del rotor intercepta al eje de rotación en un punto distinto a su centro de masa

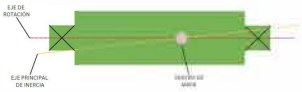


Fig. 3: Representación gráfica del desbalance causi-estático fuente [1]

– Desbalance de cupla o par: se define al desbalance de cupla a la condición donde el eje principal de inercia intercepta al eje de rotación en el centro de masa del rotor (Figura 2.7).

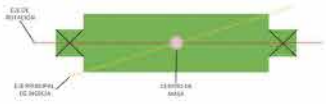


Fig. 4: Representación gráfica del desbalance cupla fuente [1]

Desalineamiento mecánico

El desalineamiento es otra de las principales fallas en los motores de inducción, esta se da cuando dos ejes acoplados no son perfectamente colineales, lo que puede producir vibraciones que a la postre, serán la principal causa de otro problema en el motor. Existen dos tipos de desalineaciones: las paralelas y las angulares [Tahir et al., 2016] [14]. La empresa de software TRACTIAN [9]. proporciona la definición de ambos tipos de desalineaciones:

– La desalineación paralela ocurre cuando las líneas del centro del eje del motor y la de carga, no se encuentran alineadas de manera colineal

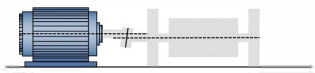


Fig. 5: Representación gráfica del desalineamiento paralelo fuente [1]

– La desalineación angular se da cuando existe un ángulo de inclinación entre las líneas de los centros de ambos ejes

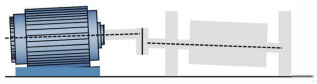


Fig. 6: Representación gráfica del desalineamiento angular fuente [1]

Eje doblado

Cuando se encuentra un eje doblado, las vibraciones en la dirección radial así como en la dirección axial serán altas. Las vibraciones axiales pueden ser más altas que las vibraciones radiales.

Holgura mecánica

Si consideramos cualquier máquina rotativa, puede ocurrir holgura mecánica en tres lugares:

- Holgura en el ensamblaje interno: Holgura interna Esta categoría de holgura podría estar entre un forro de cojinete en su tapa, un manguito o cojinete de elemento rodante, o un impulsor en un eje. Normalmente es causada por un ajuste inadecuado entre las partes del componente, lo que producirá muchos armónicos en el FFT debido a la respuesta no lineal de las partes sueltas a las fuerzas excitadoras del rotor. Ocurre una truncación de la forma de onda en el tiempo, causando armónicos.
- Holgura en la interfaz de la máquina con la base: Este problema está asociado con tornillos de bloque de almohada sueltos, grietas en la estructura del marco o el pedestal del rodamiento. Las figura 7 evidencian cómo se generan armónicos superiores debido al movimiento de basculación del bloque de almohada con tornillos sueltos.

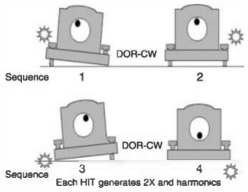


Fig. 7: Holguras de interfaz mecánica

- Holgura en la estructura:Este tipo de holgura es causado por holguras estructurales o debilidades en los pies de la máquina, la base o el cimiento. También puede ser causado por base deteriorada, pernos de sujeción sueltos en la base y distorsión del marco o la base (conocido como ”pie blando”) (Figura 8). Cuando se sospecha de la condición de pie blando, una prueba fácil para confirmar esto es aflojar cada perno, uno a la vez, y ver si esto produce cambios significativos en la vibración. En este caso, puede ser necesario volver a mecanizar la base o instalar cuñas para eliminar la distorsión cuando los pernos de sujeción se aprieten nuevamente.

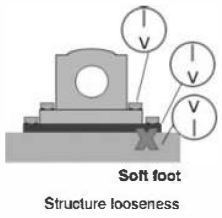


Fig. 8: Holguras en la estructura de la mecánica

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Resonancia

Cualquier objeto tiene una frecuencia natural determinada por su masa, rigidez y amortiguamiento. Golpear el objeto produce una vibración forzada seguida de una vibración libre a su frecuencia natural, llamada resonancia.
La **prueba de golpeo** consiste en colocar un sensor sobre el cuerpo, impactarlo con un martillo y registrar la señal o su FFT. La frecuencia dominante obtenida corresponde a la frecuencia natural.
Por ejemplo, una mesa metálica presentó 990 cpm en el dominio temporal y 1046 cpm en FFT, mostrando la eficacia de esta técnica, rápida y precisa para estructuras, aunque no siempre refleja las frecuencias críticas de rotores o bombas en operación real.
1) Resonancia como condición crítica: La **resonancia** ocurre cuando la frecuencia de excitación de una máquina (por ejemplo, la velocidad de rotación) coincide con una de sus frecuencias naturales. Esta condición puede amplificar las vibraciones y producir efectos destructivos.
2) Consecuencias de la resonancia:

- Aumento significativo de la amplitud de vibración.
- Daño estructural o fatiga prematura de componentes.
- Fallas en rodamientos, ejes o soportes.
- En casos severos, fallas catastróficas.

3) Indicios de las fallas por Resonancia: Una condición de resonancia puede considerarse peligrosa si se presentan las siguientes observaciones:

TABLE I: Indicadores de falla por resonancia

Condición observada	Interpretación
Aumento de vibración en banda estrecha	Posible resonancia
Pico dominante en FFT cercano a velocidad de operación	Excitación resonante
Amplitudes anormalmente altas en sensores	Exposición estructural crítica
Cambios bruscos al cruzar ciertas velocidades	Cruce de velocidad crítica

4) Precauciones: Aunque la prueba de golpeo es útil para estructuras, soportes o carcasas, **no debe usarse como único criterio para estimar velocidades críticas** en rotores que no se encuentran en condiciones reales de operación.
Las frecuencias naturales pueden cambiar significativamente debido a:

- Cargas montadas (como impulsores o acoplamientos).
- Condiciones de frontera reales (rodamientos, bases).
- Rigidez dinámica del sistema.
- Efectos del fluido de trabajo en turbomáquinas.

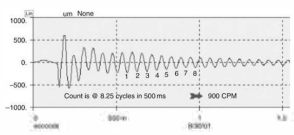


Fig. 9: Holguras de interfaz mecánica

Rozamiento del Rotor

Los rozamientos del rotor producen un espectro que es similar a la holgura mecánica. Un rozamiento puede ser parcial o durante todo el ciclo. Estos generalmente generan una serie de frecuencias y tienden a excitar una o más frecuencias naturales. A veces, ocurre un fenómeno similar al chirrido de la tiza en la pizarra durante un rozamiento del rotor y produce un ruido de banda blanca en el espectro en la región de alta frecuencia. Normalmente, el rozamiento excita fracciones enteras de subarmónicos de la velocidad de funcionamiento (½, , ¼, ... 1/n), dependiendo de la ubicación de las frecuencias naturales del rotor. Las siguientes relaciones ayudan a determinar un rozamiento. Si N es la velocidad del eje y Nc es la velocidad crítica del eje, entonces un rozamiento generará frecuencias de:

TABLE II: Armonicos según la relación entre N y N_c

Condición	Armonicos
$N < N_c$	$1\times$
$N > 2N_c$	$\frac{1}{2}\times$ o $1\times$
$N > 3N_c$	$\frac{1}{3}\times$, $\frac{1}{2}\times$ o $1\times$
$N > 4N_c$	$\frac{1}{4}\times$, $\frac{1}{3}\times$, $\frac{1}{2}\times$ o $1\times$

Holgura de Rodamientos o cojinetes

Las etapas finales del desgaste de los rodamientos de muñeca normalmente muestran toda una serie de armónicos de velocidad de funcionamiento, que pueden ser hasta 10× o 20×. El espectro FFT se parece mucho al de la holgura mecánica. Incluso un ligero desbalanceo o desalineación puede causar mayores amplitudes de vibración en comparación con los rodamientos que tienen una holgura normal con la muñeca. Esto se debe a una reducción en la rigidez de la película de aceite a causa de mayores holguras

D. Metodos de Detección de Fallas

El análisis del espectro de la aceleración de la vibración es ampliamente utilizado por su capacidad de detección de múltiples fallas y por ser una técnica de bajo costo y efectiva. Además, al consumir moderados recursos tecnológicos, se reduce el tiempo de mantenimiento y, por ende, el tiempo de inactividad de los motores de inducción.
Por lo anterior mencionado, se decidió utilizar el análisis de las frecuencias de vibración del motor de inducción mediante el uso de la transformada rápida de Fourier (FFT) y analizando las bandas laterales a la frecuencia fundamental que son asociadas a fallos, en función de que el dispositivo creado está diseñado para captar la aceleración y calcular su FFT [Girdhar-Scheffer,2004] [7].

- Funcionamiento normal
  En un equipo en buen estado, el espectro FFT muestra:

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

* Un pico principal en la frecuencia de rotación (llamada 1× rpm) con una amplitud baja y estable.
* Los armónicos (2×, 3×...) están ausentes o son muy pequeños. No hay picos en frecuencias laterales o no relacionadas con la rotación.

Desbalanceo Señal típica:

* Pico grande y dominante en 1× rpm (frecuencia de rotación).
* Poca o ninguna presencia de armónicos (2×, 3×...).
* La dirección de vibración principal es radial.
* La fase es estable y consistente entre medidas.
* Ocurre cuando los ejes de los equipos conectados (motor y bomba, por ejemplo) no están alineados correctamente.

Desalineamiento
Señales típicas en el espectro:
Desbalanceo angular.

* Pico en 1× rpm (presente como en el desbalanceo).
* Pero también aparecen picos en 2× rpm y a veces en 3× rpm.
* En casos severos: también aparecen frecuencias no armónicas (laterales o subarmónicos).
* Las vibraciones pueden ser tanto radiales como axiales.

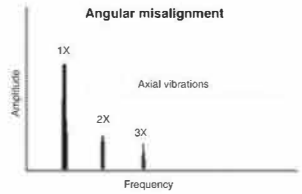


Fig. 10: Espectro en desalineamiento angular

Desalineamiento paralelo.

* Pico en 1× rpm (presente como en el desbalanceo).
* Pico predominante en 2× rpm y menor en 3× rpm.
* En casos severos: también aparecen frecuencias no armónicas (laterales o subarmónicos).
* Podría presentarse simultamente desalineamiento angular y paralelo resaltandose en la FFT.
* Las vibraciones pueden ser tanto radiales como axiales.

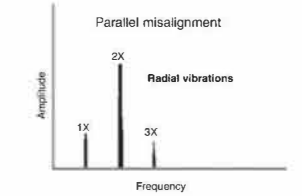


Fig. 11: Espectro de desalineamiento paralelo

Eje Doblado

* Pico en 1× rpm (presente como en el desbalanceo).
* Pero también aparecen picos en 2× rpm .
* Las vibraciones pueden ser tanto radiales como axiales.

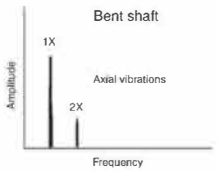


Fig. 12: Espectro en eje doblado

– Holgura Mecánica Holgura Mecánica en partes internas.

* Pico en 1× rpm presenta .
* Pero también aparecen picos sub-armonicos multiples en exactamente 1/2× y 1/3× rpm.

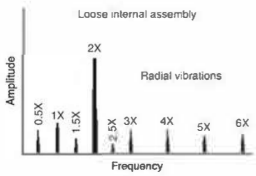


Fig. 13: Espectro por holgura mecánica en las partes internas

Holgura Mecánica entre la maquina y la placa base

* Pico en 1× rpm presente .
* Pero también aparecen picos sub-armonicos multiples en exactamente 1/2× y 1/3× rpm, pero predomina el pico en el armonica 2x rpm.

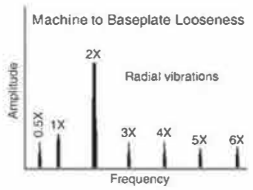


Fig. 14: Espectro por holgura mecánica entre placa base y maquina

Holgura en la estructura.

* Pico en 1× rpm pronunciado, sin presencia de armonicos.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

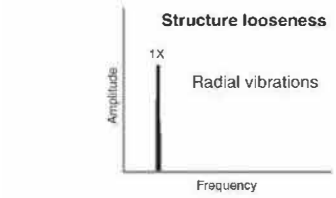


Fig. 15: Espectro por holgura en la estructura

*

Rozamiento del Rotor

* Pico en 1× rpm presente .
* Aparencen armonicos en 2.5x,3x,4x,4.5x y sub armonicos en 0.5x,0.25x
* Predomina el pico en 2x rpm.
* Tambien podemos ver la onda en el tiempo como en la figura 16.

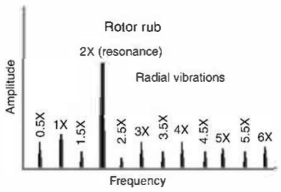


Fig. 16
Espectro del rotor en rozamiento

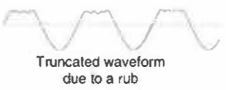


Fig. 17: Onda temporal de motor que padece rozamiento de motor

Desgaste de Cojinete o Rodamiento

* Pico en 1× rpm presente .
* Aparencen armonicos en 2x,3x,4x,5x .
* El espectro se parece bastante a las holguras mecánicas , pero con una leve diferencia aqui los picos armonicos son crecientes hasta en orden 2x,3x, siendo mas intenso el pico 3x.

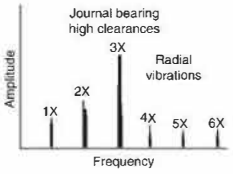


Fig. 18: Espectro por el desgaste de cojinetes o rodamientos

– Resonancia

* Esta presentara con un pico abrupto en el valor de la velocidad critica (frecuencia natural del sistema) previamiente hallada con la prueba del golpe,barrido de frecuencias,modelo matematico o elementos finitos (FEM).
* En los arboles con poleas se puede calcular con la expresión de Rayleigh-Ritz, la primera frecuencia crítica natural.

$$f_1 \approx \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\int_0^L EI \left(\frac{d^2y(x)}{dx^2}\right)^2 dx}{\int_0^L \rho A y(x)^2 dx}} \quad (2)$$

donde:

- f_1: Primera frecuencia natural de flexión del eje, expresada en hertzios (Hz).
- E: Módulo de elasticidad del material del eje, en gigapascales (GPa).
- I: Momento de inercia de la sección transversal del eje, en metros a la cuarta potencia (m^4).
- ρ: Densidad del material del eje, en kilogramos por metro cúbico (kg/m^3).
- A: Área de la sección transversal del eje, en metros cuadrados (m^2).
- $y(x)$: Función de prueba que representa la forma aproximada del modo de vibración.
- L: Longitud total del eje, en metros (m).

* Si analizamos un maquina que supuestamente tiene resonancia ,un diagrama de bode de la analisis de frecuencias tendra la forma de la figura 19.

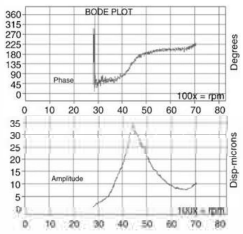


Fig. 19: Respuesta del rotor representada por el gráfico de Bode en resonancia

III. Desarrollo

A. Placa de desarrollo utilizada

Se utilizó la placa **FRDM-K64F**, basada en el microcontrolador Kinetis K64 de NXP. Esta placa fue elegida principalmente por su buena relación entre potencia de procesamiento, periféricos disponibles y facilidad de desarrollo en entornos abiertos como Mbed.
Entre sus características destacadas se encuentran su microcontrolador de 32 bits con arquitectura ARM Cortex-M4 funcionando a 120 MHz, 1 MB de memoria Flash y 256 KB de RAM, lo que brinda un margen amplio para

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

implementar algoritmos de procesamiento de señales, como la transformada rápida de Fourier (FFT), filtrado y cálculo de métricas.
Otro punto importante es que la FRDM-K64F cuenta con una interfaz Ethernet nativa, lo cual facilitó la implementación de una pequeña pila TCP/IP para enviar los datos a través de HTTP sin necesidad de módulos externos. También dispone de múltiples interfaces I2C, SPI y UART, lo cual permitió conectar simultáneamente el sensor de aceleración MPU6050, la pantalla TFT con controlador ILI9341, el módulo RTC DS1302 y la memoria SD sin conflictos ni necesidad de multiplexado.
La comunidad de soporte, la documentación oficial de NXP y la compatibilidad con bibliotecas existentes también fueron factores clave, ya que permitieron acelerar el proceso de desarrollo y facilitar la depuración del código. Además, la placa se puede alimentar directamente por USB, y su tamaño compacto la hace ideal para aplicaciones portátiles o prototipos.
En resumen, se optó por la FRDM-K64F por su capacidad de procesamiento, su variedad de periféricos integrados y su flexibilidad para trabajar con múltiples dispositivos al mismo tiempo, lo cual fue fundamental para el diseño del analizador de vibraciones propuesto.



Fig. 20: Placa de Desarrollo FRDM-K64F

B. Selección del Acelerometro

Para la detección y análisis de vibraciones mecanicas asociadas a fallas comunes en maquinaria rotativa, tales como el desbalanceo, la desalineación o las curvaturas de eje, se requiere un sensor capaz de registrar aceleraciones en el rango dinámico adecuado y con suficiente sensibilidad. En este contexto, se ha seleccionado el sensor **MPU6050**, un acelerómetro y giróscopo de tipo MEMS, por las siguientes razones:

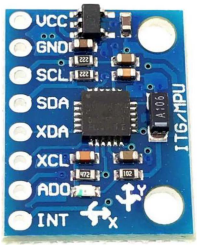


Fig. 21: Placa GY-512 donde viene integrado el MPU6050

- **Bajo costo**: El MPU6050 es significativamente más económico en comparación con sensores industriales, lo que lo hace ideal para proyectos educativos, prototipos o sistemas de monitoreo de bajo presupuesto.
- **Medición triaxial**: Este sensor permite medir aceleraciones en los tres ejes espaciales (X, Y, Z), lo cual es fundamental para detectar patrones complejos de vibración que pueden indicar fallas específicas.
- **Ancho de Banda**:Presenta un sampleo de 1kHZ como maximo de su conversor ADC, pudiendo detectar hasta frecuencias de 500Hz respetando el teorema del Muestreo de Nyquist.
- **Alta sensibilidad**: Ofrece rangos configurables de $\pm 2g$ hasta $\pm 16g$, lo cual permite adaptar la medición según la intensidad de las vibraciones esperadas.
- **Tamaño compacto e integración sencilla**: Gracias a su reducido tamaño y su interfaz I2C, se integra fácilmente a microcontroladores como el que contiene la placa de desarrollo FRDM-K64F, sin requerir circuitos adicionales complejos.
- **Aplicabilidad en análisis de vibraciones**: Diversos estudios y aplicaciones prácticas han demostrado que el MPU6050, pese a no ser un sensor de grado industrial, presenta un desempeño adecuado para la detección de vibraciones anómalas en sistemas rotativos, especialmente en frecuencias bajas y medias.

En resumen, la elección del MPU6050 responde a un balance adecuado entre costo, facilidad de uso y capacidad técnica para detectar vibraciones causadas por fallas mecánicas, siendo una opción viable para tareas de diagnóstico preventivo en entornos no críticos.

C. Armado del sistema de medición

Se procede en el diseño y armado de un analizador de vibraciones.Para esto, se utilizó como núcleo la placa **FRDM-K64F**.
La programación se realizó en `C/C++` utilizando el entorno Mbed. Durante el desarrollo se implementaron rutinas para la adquisición de datos del sensor MPU6050 mediante I2C, visualización en pantalla, almacenamiento de datos y registro de fecha y hora.
Como interfaz gráfica, se usó una pantalla TFT de 2.8” con controlador **ILI9341**, que permitió mostrar en tiempo real los valores de aceleración en los tres ejes, junto

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

con gráficos simples para facilitar la interpretación. La comunicación con esta pantalla se realizó por SPI, y se ajustó la velocidad para lograr una respuesta fluida sin interferir con las lecturas del acelerómetro.
También se incorporó un **módulo RTC DS1302** para registrar la fecha y hora de cada medición, útil para el análisis posterior de eventos. Su conexión fue directa a pines GPIO y se manejó con una librería sencilla, ya que no requiere protocolo I2C o SPI, sino una comunicación serial básica.

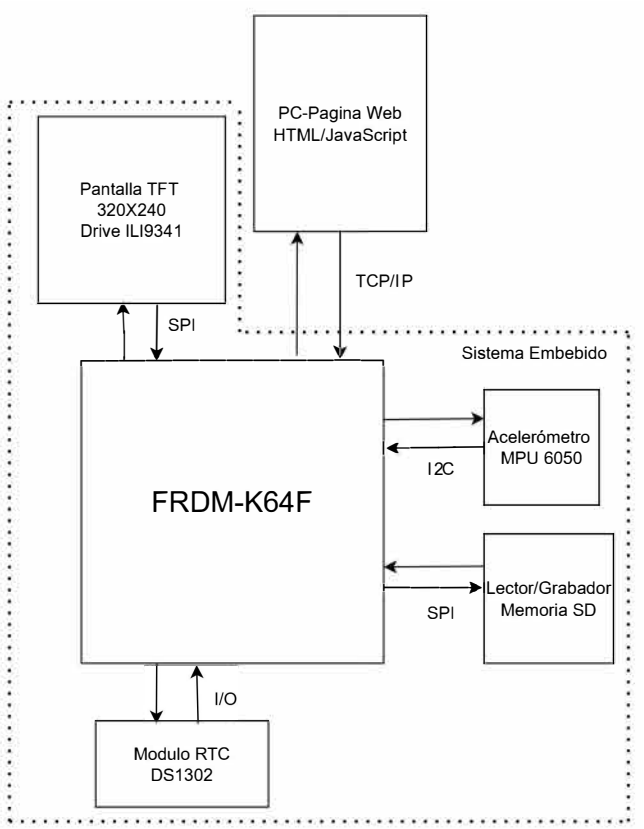


Fig. 22: Diagrama de Bloques del sistema

Luego de realizar simulaciones previas y verificar el correcto funcionamiento del circuito en protoboard, se procedió al diseño de una placa PCB (Shield) de una sola cara, usando pertinax. El método de transferencia fue el clásico **método de planchado**.
El resultado fue un sistema compacto, visualmente claro, y funcional para análisis de vibraciones (Figura 23) en motores pequeños ,bancos de ensayo y maquinarias industriales en generales (cabe aclarar que se tuvo que utilizar cables de instrumentación blindados para conectar el acelerometro ya que los ruidos industriales alteraban el dispositivo).



Fig. 23: Dispositivo medidor de vibraciones sin carcasa

D. Procesamiento

Las señales obtenidas serán procesadas mediante algoritmos en C++ grabados en las placa FRDM-K64F para lograr lo siguiente .

Conventir los valores de aceleración y mostrar los datos en la pantalla TFT.
Obtener el espectro de la aceleración mediante el algoritmo Cooley-Tukey implementado en C++.
Enviar los datos via Ethernet mediante protolo TCP/IP, reconociendo una solicitud HTTP, pudiendo recibir los datos remotamente.
Procesar los datos y guardalos en un memoria SD, para su procesamiento a posteriori.
Calcular la velocidad RMS de las vibraciones mediante un algoritmo.

El objetivo de estas funciones es identificar patrones de vibración o métricas relevantes que permitan evaluar el estado de funcionamiento del sistema monitoreado (Desbalances, Desalineamiento) de lo ya expuesto en el marco teorico. Analizando tanto la aceleración como su contenido espectral y energía media, se pueden detectar fallas tempranas o condiciones anómalas que indiquen desgaste, desbalanceo o resonancias mecánicas. Esto convierte al sistema en una herramienta útil para mantenimiento predictivo y diagnóstico de maquinaria rotativa.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

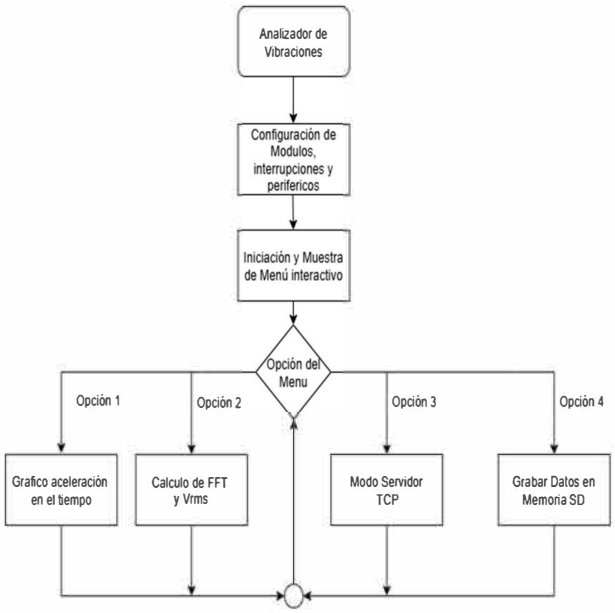


Fig. 24: Enter Caption

E. Implementación de las funciones

1) Grafico de Aceleración: Los datos captados por el acelerómetro se mostrarán en la pantalla en tiempo real, **sin procesamiento previo**, siguiendo la secuencia indicada. Esta visualización permite observar directamente el comportamiento de la aceleración y facilita la verificación inmediata del funcionamiento del sistema.

2) Calculo de la FFT y Vrms: Antes de calcular la FFT y la Vrms se filtra la señal con un filtro IIR Pasa Bajo y se le restara el promedio de la aceleración en cada dirección.Mostrado en el siguiente diagrama de flujo.

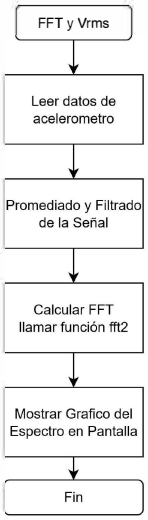


Fig. 25: Secuencia para el calcular y mostrar el espectro

Para filtrar la señales se implemento el Filtro IIR [2] con el siguiente codigo C de ejemplo,donde los coeficientes se calculan mediante la función Butter() de Matlab.

```
void filter(vector<Complex> &x,vector<
    Complex> &y,int N){
int O=4; // Orden del filtro
// coeficientes de entrada (x)
  const float a[] =
      {-0.8531,-2.5754,1.5382,3.0063,
  -1.0527,-1.6610,0.1890,0.4087};
    // coeficientes de salida (y)
    const float b[] =  { 0.5393 ,0
        ,-2.1571,0 ,
    3.2357,0,-2.1571,0,0.5393};
for(int i=0;i<N;i++){
    float yf=0.00f;
    for (int k=0;k<(2*O)+1;k++){
     yf+=(b[k])*(i>=k?x[i-k].real():0);

    }
    for (int j=0;j<(2*O);j++){
      yf-=a[j]*(i>=j+1?y[i-j-1].real():0);
    }

    y[i]=Complex(yf,0);
}
}
```

Para sacar la FFT se implemento el algoritmo de Cooley-Tukey teniendo la siguiente estructura vista en el diagrama de flujo.

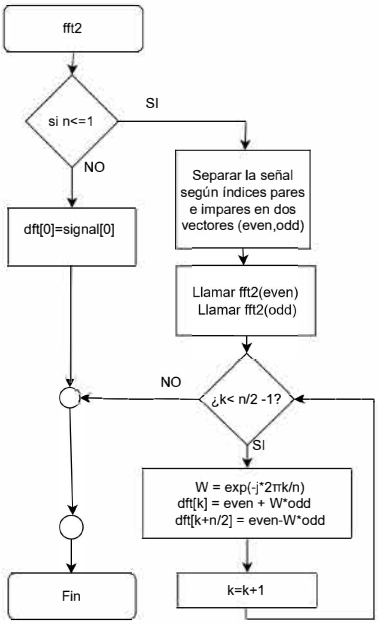


Fig. 26: Diagrama de Flujo de la implementación del algoritmo de Cooley-Tukey

La implementación para el sistema embebido se realizo en C/C++, con la biblioteca para numeros complejos `<complex.h>` y `<math.h>`. Aplicando el siguiente código C.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

```
void fft2(std::vector<Complex>& signal,
    std::vector<Complex>& dft, int n) {

    if (n <= 1) {
        dft[0] = signal[0];
        return;
    }

    // Separar pares e impares
    std::vector<Complex> even(n / 2), odd(
        n / 2);
    for (int i = 0; i < n / 2; i++) {
        even[i] = signal[i * 2];
        odd[i] = signal[i * 2 + 1];
    }

    // Llamada recursiva
    std::vector<Complex> dft_even(n / 2),
        dft_odd(n / 2);
    fft2(even, dft_even, n / 2);
    fft2(odd, dft_odd, n / 2);

    Complex im(0.0f, 1.0f);
    for (int k = 0; k < n / 2; k++) {
        Complex W = std::exp(-im * 2.0f *
            PI * float(k) / float(n));
        dft[k] = dft_even[k] + W * dft_odd
            [k];
        dft[k + n / 2] = dft_even[k] - W *
             dft_odd[k];
    }
}
```

La funcion fft2 tiene los argumentos de entrada las variables.

signal: puntero de datos de aceleración.

- dft: puntero que almacena el calculo de la FFT.
- n: Número de muestras de la aceleración.

El cálculo de la **velocidad RMS (Root Mean Square)** a partir de las señales captadas por el acelerómetro y procesadas en la placa **FRDM-K64F** se realiza en las siguientes etapas:

1) **Adquisición de datos:** La placa recibe las muestras de aceleración desde el acelerómetro mediante la interfaz I2C o SPI. Estas lecturas corresponden a valores digitales crudos.
2) **Conversión a unidades físicas:** Cada muestra se convierte a unidades de aceleración (m/s^2) usando el factor de sensibilidad del sensor:

$$a[n] = \text{dato_medido}[n] \times \frac{9.81}{\text{sensibilidad}}$$

3) **Integración numérica:** Para obtener la velocidad instantánea, la señal de aceleración se integra de forma discreta, utilizando aproximación trapezoidal para minimizar error:

$$v[n] = v[n-1] + 0,5.(a[n] + a[n-1]) \cdot \Delta t$$

donde Δt es el intervalo de muestreo.

4) **Filtrado de señal:** Se aplica un filtro pasabanda para conservar únicamente la banda de frecuencias de interés de la vibración del motor y reducir el ruido.
5) **Cálculo de la velocidad RMS:** Finalmente, con la señal de velocidad filtrada, se obtiene el valor cuadrático medio:

$$v_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} v[n]^2}$$

donde N es el número total de muestras analizadas. Convertimos a una función en codigo C para el microcontrolador.

```
float Vrms(vector<Complex> &acc,int N)
    {
float Ts=0.001f; // tiempo entre
    muestras Ts=1/Fs
float v[200];
v[0] = 0.0f;
for (int i = 1; i < 200; i++) {
v[i] = v[i-1] + 0.5f * (acc[i].real()
    + acc[i-1].real()) * Ts*1000;
//uso integracion trapezoidal
    aproximada
}
float sum = 0.0f;
for (int i = 0; i < 200; i++) {
    sum += v[i] * v[i];
}
float vrms = sqrtf(sum / 200.0f);
return vrms;
}
```

3) Modo Servidor TCP: El sistema contará con un **modo Servidor TCP** utilizando conexión física mediante cable **UTP (Ethernet)**. Este servidor será capaz de **recibir solicitudes HTTP de los clientes máximo 5** y responder con los datos generados por el dispositivo (Mediciones de aceleración, FFT), permitiendo así su compartición en la red local o, si se configura el ruteo adecuado, en redes más amplias.

En cuanto a las capas de la comunicación, su configuración será:

Capa 2 (Enlace de datos): el sistema trabajará sobre la interfaz **Ethernet**, utilizando **MAC Address propia**.

Capa 3 (Red): se empleará el protocolo **IP (Internet Protocol)** para el direccionamiento y entrega de paquetes, contara con **IP estática**, asegurando una dirección fija dentro de la red y facilitando el acceso directo al servidor

Capa 4 (Transporte): se utilizará el protocolo **TCP (Transmission Control Protocol)**, que garantiza la **transmisión confiable, ordenada y sin pérdidas** de los datos entre cliente y servidor.

Capa 7 (Aplicación): el sistema abrirá el **puerto 80 (HTTP estándar)** para la comunicación con navegadores web o clientes HTTP, permitiendo que cualquier dispositivo en la red pueda enviar

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

solicitudes y recibir respuestas con los datos del sistema.

La secuencia de iniciación y funcionamiento del modo servidor del dispositivo, se muestra en el siguiente diagrama de flujo,procedimiento tomado del foro de NXP [13].

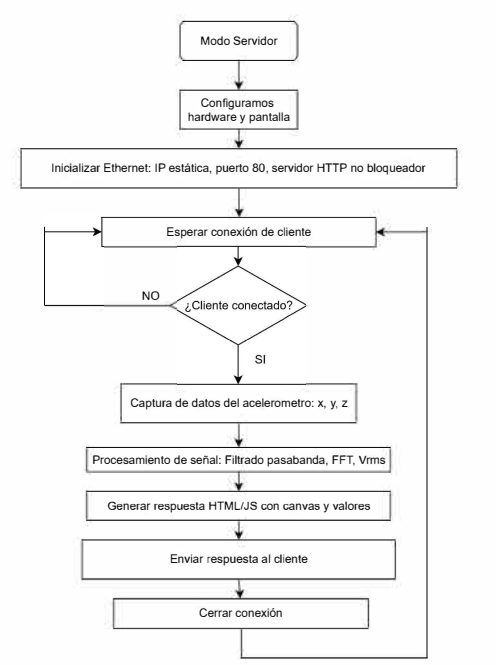


Fig. 27: Diagrama de Flujo de Modo Servidor

4) Grabar Datos en Memoria SD: La placa **FRDM-K64F** incorpora un lector/grabador de memoria SD, lo que permite almacenar datos de manera directa y no volátil. El sistema diseñado registra la aceleración **sin procesamiento previo** en un archivo con formato **.csv**, facilitando su análisis posterior en un ordenador. Esta estrategia garantiza la conservación de la información original para estudios más detallados y asegura la compatibilidad con herramientas de análisis de datos estándar, como **MATLAB**, **Octave** y **Python**, permitiendo el procesamiento y visualización de los datos de manera flexible y eficientE.

F. Prueba en Ambiente controlado

Para validar el sistema se realizaron pruebas en un entorno controlado usando un parlante con amplificador de audio. Se generaron tonos a diferentes frecuencias con el fin de comprobar la capacidad del dispositivo para detectar componentes fundamentales y armónicas en el espectro.

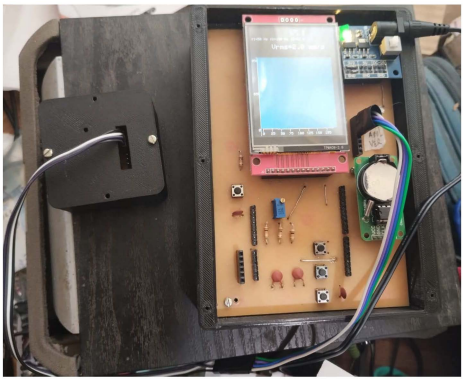


Fig. 28: Prueba de vibraciones en parlante.

Prueba con 50 Hz: Se observó una frecuencia dominante en 50 Hz, un segundo armónico en 100 Hz y un tercero en 150 Hz.

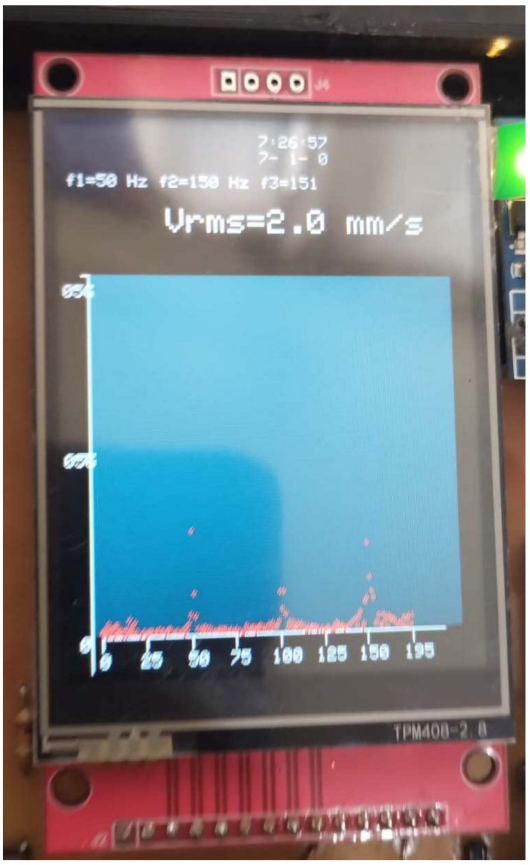


Fig. 29: Espectro para un tono de 50 Hz.

Prueba con 70 Hz: Se detectó un tono principal en 70 Hz y su armónico en 140 Hz.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

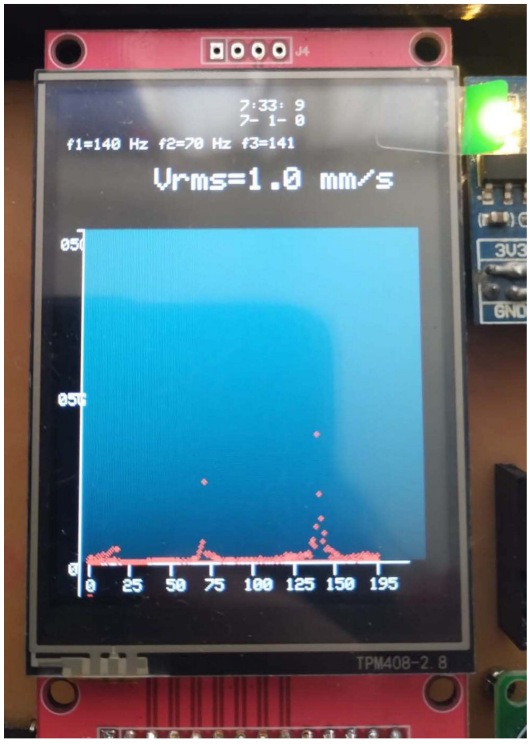


Fig. 30: Espectro para un tono de 70 Hz.

Prueba con 50 Hz + 75 Hz + 100 Hz: Se verificó la presencia simultánea de las tres frecuencias excitadas.

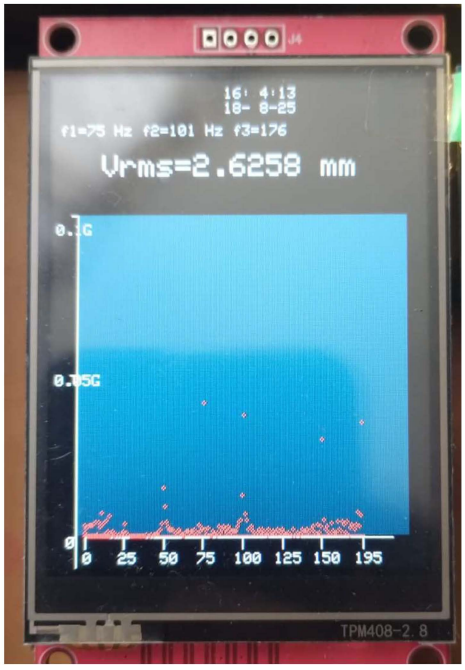


Fig. 31: Espectro para la combinación de 50, 75 y 100 Hz.

G. Prueba con maquinaria real

1) Motor DC a escobillas: Se empleó un motor DC reciclado de impresora, con el eje del rotor levemente doblado. Con 24 Vdc alcanzó aprox. 4500 rpm, confirmadas con tacómetro.

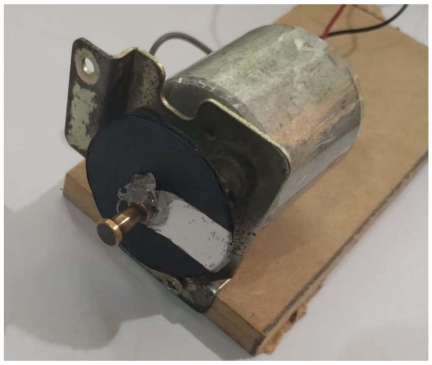


Fig. 32: Motor DC utilizado en la prueba.

El espectro mostró una frecuencia dominante en 76 Hz (coincidente con las rpm medidas) y un segundo armónico en 152 Hz, asociado al defecto del eje, similar a la figura 12, con lo descripto en [Girdhar-Scheffer,2004] [7].

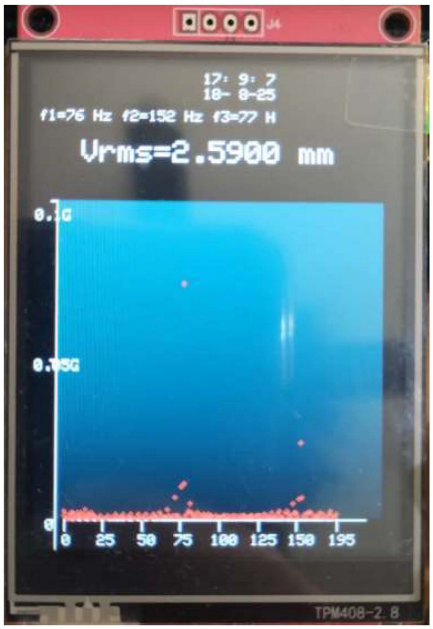


Fig. 33: Espectro del motor DC a 4500 rpm.

Para validar, se comparó con la aplicación móvil *Vibration Isolator Pro*, obteniendo resultados similares.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

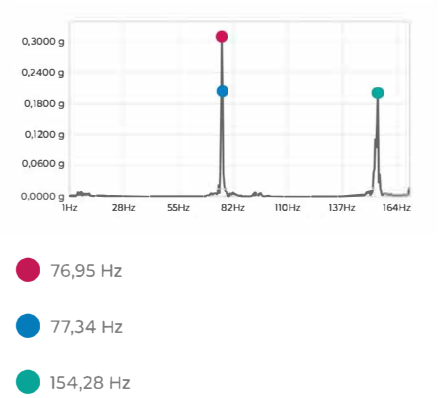


Fig. 34: Medición con aplicación móvil.

2) Motor Trifásico y Caja Reductora: Se utilizó un motor asincrónico trifásico de 1500 rpm, 0.5 HP, acoplado a una caja reductora. Según la norma **ISO 10816/20816** [4], se realizaron mediciones en los ejes horizontal, vertical y axial.



Fig. 35: Motor trifásico con caja reductora.

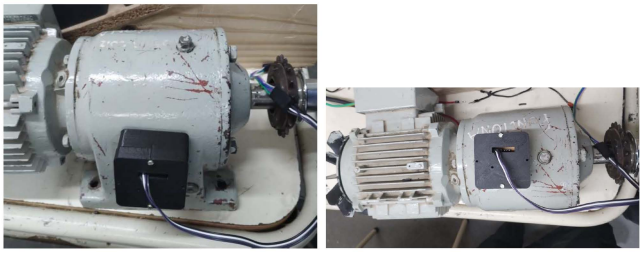


Fig. 36: Puntos de medición horizontal y vertical.



Fig. 37: Medición axial.

Los espectros obtenidos se muestran a continuación:

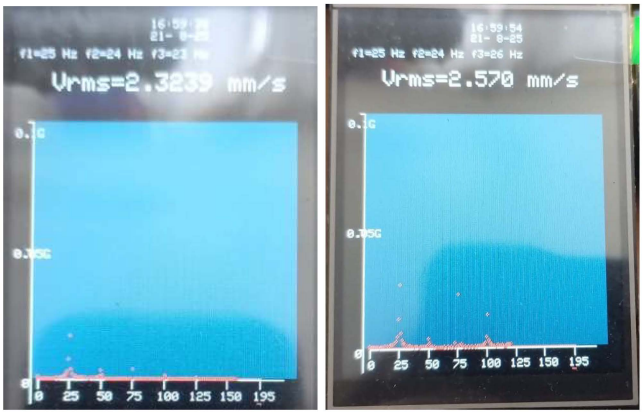


Fig. 38: Espectro de vibración en direcciones horizontal y vertical.

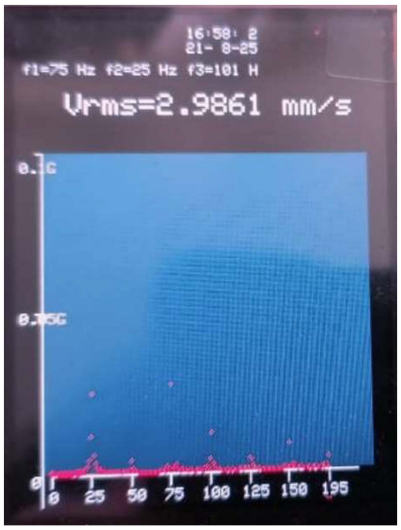


Fig. 39: Espectro de vibración en dirección axial.

El análisis indica juego en rodamientos de la caja reductora, evidenciado por el incremento del tercer

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

armónico en 75Hz como se ve en la figura 39 teniendo correlación con la figura 18, consistente con lo descripto en [Girdhar-Scheffer, 2004] [7].

IV. Conclusiones

El sistema embebido de adquisición de datos desarrollado mostro ser capaz de adquirir, procesar y analizar señales de vibración en tiempo real mediante el uso de un acelerómetro y algoritmos de procesamiento implementados en el microcontrolador. Las pruebas realizadas en ambientes controlados confirmaron la correcta ejecución de la Transformada Rápida de Fourier (FFT), validando la precisión en frecuencias específicas. Durante las mediciones en maquinas industriales rotativas, se logró detectar comportamientos de falla vibratoria como la presencia de un eje doblado en un motor DC, evidenciado por picos significativos en la frecuencia fundamental y sus armónicas. Asimismo, con un actuador industrial, el sistema permitió identificar desgaste en rodamientos de una caja reductora, reflejado en la aparición predominante del tercer armónico referencia [Girdhar-Scheffer, 2004] [7]. Así dispositivo demostró desempeño robusto en condiciones industriales, probando una estabilidad en la adquisición de datos y precisión en el análisis espectral con presencia de ruido electrico proveniente de motores trifasicos asincrono y energización de contactores. A pesar de estas perturbaciones electromagnéticas, el sistema mantuvo estabilidad en la adquisición de datos y precisión en el análisis espectral, lo que evidencia una buena inmunidad al ruido que brinda la serie K de Kinetis y el desarrollo propio del Shield.

Se observó una buena correlación entre los registros obtenidos por el sistema embebido y los adquiridos mediante una aplicación móvil, lo que respalda el uso complementario de dispositivos portátiles en tareas de inspección rápida y validación de resultados. En conjunto, los resultados obtenidos validan la utilidad del sistema propuesto como solución accesible, eficiente y adaptable para el análisis de vibraciones en aplicaciones tanto educativas como industriales.

References

[1] José Pablo Pacheco Guerrero (Junio 2023) , Detección de desbalance y desalineamiento en motores de inducción bajo cargas oscilantes usando corriente y transformada rápida de Fourier. Universidad Autónoma de Querétaro Facultad de Ingeniería Área Electromecánica . San Juan del Río, Querétaro.Cuidad de Mexico. Mexico

[2] Dimitri Manolakis and Vinay Ingle – “Applied Digital Signal Processing (Theory and Practice)”.

[3] J. W. Cooley and J. W. Tukey, “An Algorithm for the Machine Calculation of Complex Fourier Series,” *Mathematics of Computation*, vol. 19, no. 90, pp. 297–301, 1965. https://doi.org/10.1090/S0025-5718-1965-0178586-1doi:10.1090/S0025-5718-1965-0178586-1.

[4] NEN-ISO20816-3:2022. *Mechanical vibration — Measurement and evaluation of machine vibration — Part 3: Industrial machinery with power rating above 15kW and speeds between 120 and 30000rpm.*

[5] Información publicada por DMC/NEN correspondiente a la aplicación de la ISO20816-3 en máquinas industriales.

[6] DSP Analytic, “Normativa ISO20816-3: regulación para la evaluación de vibraciones en máquinas rotativas”, DSPTips (2024).

[7] Paresh Girdhar y Colin Scheffer. *Practical Machinery Vibration Analysis and Predictive Maintenance.* Elsevier, 2004. ISBN: 978-0-7506-6275-8.

[8] Triactan. (2022, 5 de septiembre). *Introducción a la vibración mecánica* [Video]. YouTube. https://www.youtube.com/watch?v=m5ghcAPxbyAt=329s

[9] Triactan. (2023, 9 de Agosto). *Desbalanceo o Desequilibrio en ejes* [Video]. YouTube. https://www.youtube.com/watch?v=8iVGIMcodZk

[10] TROFFE, Santiago Javier. *Estudio y desarrollo de nuevas tecnologías para la detección temprana de fallas.* PIP Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional del Comahue, Dirección: Ing. Mario G. Troffe, Técnico Carlos Katcoff. Neuquén, 22 de septiembre de 2020.

[11] P. Ewert, “The Application of the Bispectrum Analysis to Detect the Rotor Unbalance of the Induction Motor Supplied by the Mains and Frequency Converter,” *Energies*, vol. 13, p. 3009, 2020.

[12] P. Ewert, T. Kowalski, and M. Jaworski, “Comparison of the Effectiveness of Selected Vibration Signal Analysis Methods in the Rotor Unbalance Detection of PMSM Drive System,” *Electronics*, vol. 11, p. 1748, 2022. DOI: https://doi.org/10.3390/electronics11111748.

[13] M. Ignacio, “NEED example FRDM-K64 code to transmit raw data via TCP/IP Ethernet,” NXP Community Forum, Oct. 21, 2020. [Online]. Available: https://community.nxp.com/t5/Kinetis-Microcontrollers/NEED-example-FRDM-K64-code-to-transmit-raw-data-via-TCP-IP/m-p/1171321

[14] M. M. Tahir, A. Hussain, S. Badshah, A. Q. Khan, and N. Iqbal, “Classification of unbalance and misalignment faults in rotor using multi-axis time domain features,” in *Proc. 2016 Int. Conf. Emerging Technologies (ICET)*, Islamabad, Pakistan, Oct. 2016, pp. 1–4.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

SISTEMA AUTOMATIZADO DE PALETIZACIÓN CON BRAZO ROBÓTICO Y CINTA TRANSPORTADORA

Lucas Adriel Cusit
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional Paraná
Paraná, Argentina
lucascusit@alu.frp.utn.edu.ar

Tomás Polinelli
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional Paraná
Paraná, Argentina
tomaspolinelli@alu.frp.utn.edu.ar

Alan Monzon Caceres
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional Paraná
Paraná, Argentina
alanmonzon@alu.frp.utn.edu.ar

Pablo D´angelo
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional Paraná
Paraná, Argentina
pablodangelo@alu.frp.utn.edu.ar

***Resumen*—En la actualidad, las industrias demandan procesos más rápidos, precisos y eficientes, especialmente en la etapa final de la cadena de producción, donde es necesario clasificar y organizar paquetes. En este contexto, se propone un sistema automatizado compuesto por una cinta transportadora y un brazo robótico paletizador capaz de identificar el color de los paquetes mediante sensores y colocarlos en la tarima correspondiente. El diseño integra hardware y software para controlar motores, sensores ópticos y de color, así como servomotores para el brazo robótico. De esta manera, se logra una clasificación ordenada, optimizando el flujo de trabajo y fomentando la aplicación de la robótica y la automatización en entornos académicos y experimentales.**

I. INTRODUCCIÓN

El proyecto desarrollado consiste en un sistema automatizado de clasificación de cajas mediante una cinta transportadora, con el objetivo de optimizar los procesos industriales y su aplicabilidad en entornos reales. La propuesta busca que distintas líneas de producción converjan en una única cinta transportadora que clasifique las cajas según su color. Esta funcionalidad permite mejorar la eficiencia en plantas de procesamiento, facilitando la separación automática de productos.

La idea se inspira en soluciones implementadas por empresas líderes como Amazon, que cuenta con más de 750 000 robots en sus centros logísticos, entre ellos brazos robóticos capaces de manipular paquetes directamente desde las cintas transportadoras, clasificarlos mediante visión e inteligencia artificial y ubicarlos en unidades de transporte designadas, aumentando la productividad y reduciendo errores [1], [2]. De manera similar, Mercado Libre ha incorporado robots de picking, sistemas de visión artificial y vehículos autónomos para la logística interna, alcanzando una mayor eficiencia y flexibilidad en sus operaciones [3].

En cuanto al desarrollo técnico, el sistema estaría diseñado para detectar cajas con colores definidos en el software, configurados por el usuario mediante un teclado matricial, y mostrados en una pantalla LCD. Una vez identificado el color, un brazo robótico coloca cada caja en la tarima correspondiente. Todo el proceso es controlado por un ARM Cortex-M0 que gestiona la configuración, lectura de color, control del motor de la cinta y movimientos del brazo.

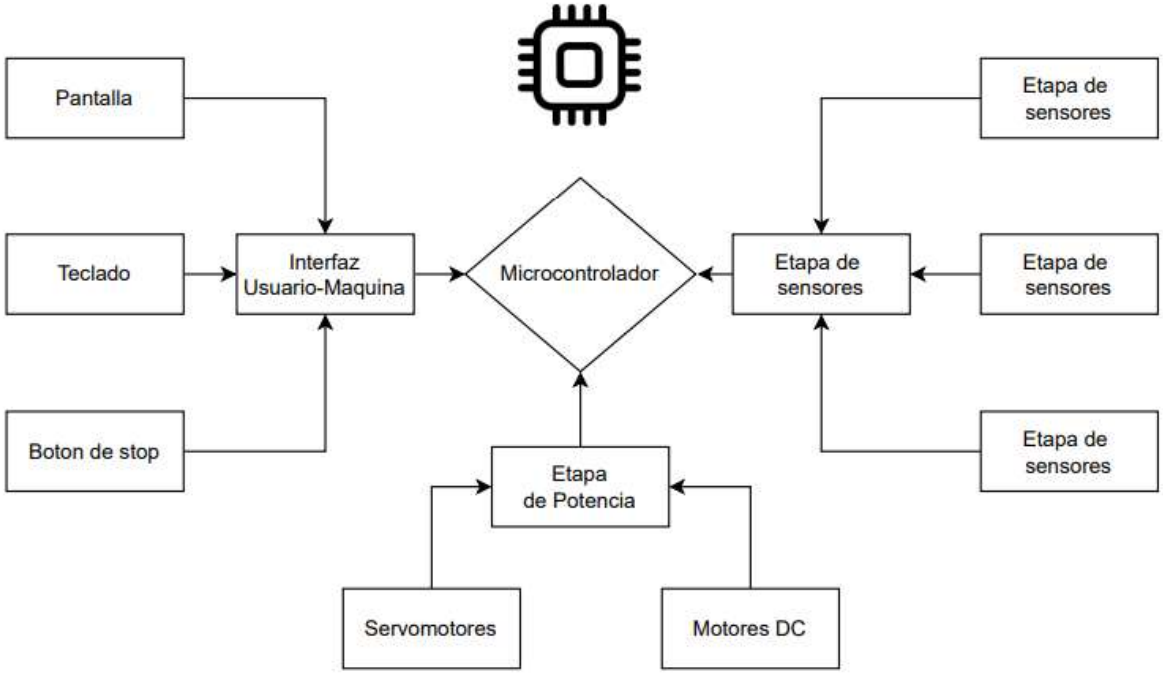


Fig.1. Arquitectura general del sistema de automatización

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

II. HARDWARE

La Fig. 1 describe la arquitectura general del sistema de automatización, representada mediante un diagrama de bloques funcionales. Cada módulo se encuentra interconectado, definiendo el flujo de información y de control que permite la ejecución coordinada de las tareas de clasificación y manipulación de las cajas. El flujo de información y control sigue una secuencia lógica: la Interfaz Usuario-Máquina recibe comandos, el Microcontrolador los procesa y toma decisiones, la Etapa de Sensores captura datos del entorno, y finalmente, la Etapa de Potencia ejecuta las acciones físicas sobre los actuadores ya sea los servomotores o el motor DC.

A. Interfaz Usuario-Máquina

El usuario, mediante un teclado matricial 4×4, podrá interactuar con la pantalla LCD 16×2 (ver Fig.2) para seleccionar y configurar distintos parámetros, como el encendido y apagado, los colores de las cajas y la velocidad del motor. En la pantalla aparecerá una serie de colores predeterminados; el usuario podrá elegir hasta tres, ya que esa es la limitación establecida para la clasificación de cajas. Para la velocidad del motor se ofrece una lista de porcentajes del 50 % al 100 % en incrementos del 10 %, de la cual el usuario podrá seleccionar uno. En este mismo bloque hay un botón de STOP cuya función es detener la máquina en caso de emergencia.

B. Microcontrolador

E El microcontrolador utilizado es un STM32 Nucleo-G071RB, basado en la arquitectura ARM Cortex-M0+ [4]. Gestiona la comunicación con todos los periféricos (sensores, pantalla, teclado y motores) mediante los protocolos I2C y PWM. Ejecuta el algoritmo principal de control, que incluye la secuencia de arranque, la clasificación por color, el frenado del sistema y la movilización del brazo robótico, de forma automática siempre que haya tarimas disponibles.

Se eligió por su versatilidad y prestaciones, núcleo Cortex-M0+ hasta 64 MHz, 128 KB de Flash y 36 KB de SRAM, suficientes para el firmware y buffers del proyecto. Incluye ADC de 12 bits y múltiples temporizadores con canales dedicados a PWM, lo que facilita el control de motores y la lectura de sensores.

Además, la placa Núcleo expone conectores ARDUINO Uno V3 y ST morpho (muchas E/S disponibles) y cuenta con ST-LINK integrado, agilizando programación y depuración (ver Fig.3).

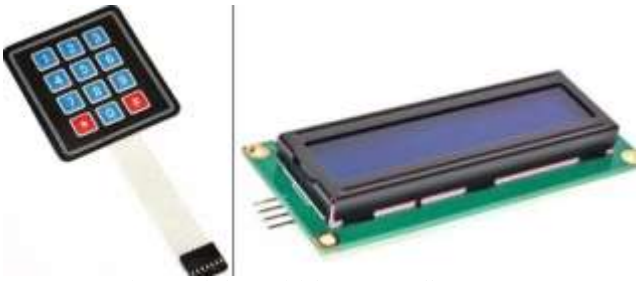


Fig.2. Teclado matricial 4x4 y pantalla LCD 16x2.



Fig.4. Sensor TCS3200.

C. Etapa de sensores

En esta etapa se escogió un sensor TCS3200 (ver Fig. 4), un convertidor luz a frecuencia RGB diseñado para clasificación de color. El TCS3200 dispone de una matriz de fotodiodos con filtros R/G/B/clear y genera una señal en onda cuadrada cuya frecuencia es proporcional a la intensidad de la luz. Los pines S0–S1 permiten escalar la salida (por ejemplo 2 %, 20 % o 100 %) y S2–S3 seleccionan el fotodiodo activo (rojo, verde, azul o clear), lo que facilita la lectura de componentes cromáticos mediante contadores/timers del microcontrolador. Opera típicamente entre 2,7 V y 5,5 V y requiere iluminación y montaje controlados (no es un sensor de distancia) [5].

Para el sensor de STOP se empleó un módulo infrarrojo FC-51 como el de la Fig.5 con emisor/receptor y un comparador LM393 que proporciona una salida digital. El circuito incluye un divisor resistivo y un potenciómetro para ajustar la referencia del comparador, así la salida (HIGH/LOW) indica la presencia de un objeto sin necesidad de ADC. Estos módulos funcionan habitualmente con 3,3–5 V, consumen 23-43 mA aproximadamente, tienen ángulo de detección reducido (30°–40°) y alcance dependiente de la reflectividad del objeto (desde unos centímetros hasta decenas de cm según montaje). Su salida digital, LEDs indicadores y ajuste por potenciómetro facilitan la integración y calibración con microcontroladores [6].



Fig.3. STM32 Nucleo-G071RB, ARM Cortex-M0+.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

En esta parte también están los sensores de final de carrera que en este caso se utilizaran unos genéricos. La función de estos es parar todo el funcionamiento del sistema en el caso de la ausencia de una tarima en su lugar correspondiente.

D. Etapa de potencia

En esta parte se encuentran los transistores que controlan los servomotores del brazo robótico, los cuales son los SG90, y el motor DC (ver Fig. 6) que mueve la cinta transportadora.

Esta sección está alimentada con una fuente de alimentación de 12 V, diferenciada de la que alimenta al STM32, que es de 5 V proporcionados por un regulador lineal de tensión LM7805. Cabe tener en cuenta que los ADC del microcontrolador funcionan con 3.3 V, los cuales son suministrados directamente por la placa.

III. Estado actual del proyecto

El proyecto se encuentra actualmente en etapa de desarrollo. En esta instancia se presenta el funcionamiento del botón de STOP, el encendido y apagado del motor, así como la detección de cajas mediante el sensor infrarrojo. En la siguiente sección se detalla la programación realizada y la lógica implementada.

En la Fig. 7 se observa el proyecto con la mayoría de sus componentes, destacando principalmente los aspectos mencionados anteriormente. En etapas futuras se prevé la incorporación del sensor RGB y del brazo robótico. Se anticipa que las principales dificultades estarán relacionadas con la programación y configuración del sensor RGB, mientras que, en el caso del brazo robótico, el desafío consistirá en determinar el ángulo de movimiento en función del ciclo de trabajo del PWM, así como en establecer su punto de origen.

Finalmente, en la última etapa se abordará la configuración de la comunicación para enviar y recibir datos desde el teclado, junto con las opciones definidas por el usuario a través de la interfaz usuario-máquina. En esta fase se espera enfrentar dificultades principalmente con el protocolo I2C y con la configuración de la interfaz de la pantalla LCD.



Fig.5. Sensor infrarrojo.



Fig.6. Servo motor SG90 y motor DC.

IV. Sofware

El proyecto fue desarrollado en el entorno CubeIDE utilizando el lenguaje C. Se implementaron interrupciones, aunque la lógica principal de codificación se mantiene de forma secuencial.

El botón de STOP está configurado en modo GPIO y genera una interrupción al ser presionado. Esta interrupción modifica el estado de una primera bandera, la cual detiene por completo el funcionamiento de todo el sistema, impidiendo que se ejecute cualquier parte del código asociada a al control.

El motor es controlado mediante PWM. Al encenderse, el ciclo de trabajo aumenta progresivamente desde el 0 % hasta el 85 %. De manera inversa, cuando el motor se apaga, el ciclo de trabajo disminuye paulatinamente hasta llegar nuevamente al 0 %, esto funciona de la misma manera tanto cuando el motor se apaga por el botón de STOP como cuando se apaga por el sensor infrarrojo. Para realizar estas variaciones, se modifica el registro de comparación del Timer 1, encargado de generar la señal PWM.

El sensor infrarrojo opera bajo una lógica similar a la del botón de STOP, pero con una diferencia importante: se activa por nivel bajo. Cuando el GPIO detecta este estado, se genera una interrupción distinta que modifica una segunda bandera. A diferencia de la primera, esta solamente apaga el motor dejando funcionar el resto del código.

V. Mediciones

Se realizaron una serie de mediciones de corrientes para saber la potencia que tiene que soportar los transistores.

El motor de corriente continua dio que tiene un consumo de 95 [mA] en vacío y 120 [mA] con carga máxima, la cual es de 400 [g] esto debido a restricciones en el diseño de la cinta transportadora ya que no tiene un sistema capaz de tensar la banda. Si esta falencia es solucionada el motor tranquilamente podría mover cargas de hasta 1[kg].

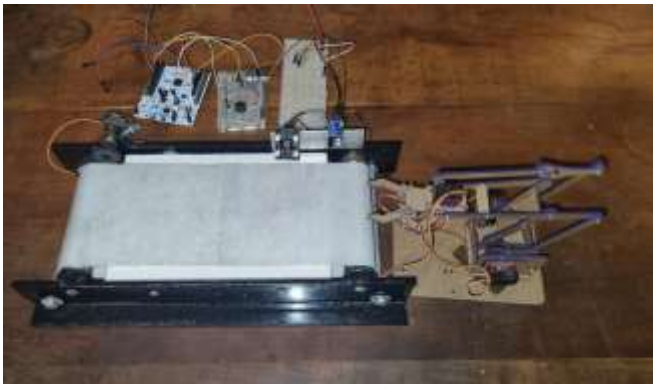


Fig.7. Prototipo del proyecto.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Cada servo motor consume aproximadamente 350 [mA] dependiendo de la carga que el brazo movilice, teniendo en cuenta que son tres los servomotores, el consumo total es de 1 [A] aproximadamente. No se hicieron pruebas de cuanto peso levanta el brazo robótico.

VI. Conclusión

Este proyecto de paletización con brazo robótico y cinta transportadora muestra cómo es posible automatizar tareas que en la industria suelen ser repetitivas y demandan tiempo. Hasta el momento se logró poner en marcha el motor con control PWM, la detección de cajas con sensores y el manejo de interrupciones con banderas, lo que asegura un funcionamiento ordenado y seguro.

Todavía falta avanzar con el sensor RGB y el brazo robótico, que seguramente serán los mayores desafíos, ya que implican controlar movimientos más precisos y una configuración más compleja. Aun así, el trabajo realizado hasta ahora sienta una base firme para seguir desarrollando el prototipo y, al mismo tiempo, sirve como experiencia práctica muy valiosa en programación, electrónica y control de sistemas.

Referencias

[1] "Meet Sparrow: Amazon's new item-picking robot," The Robot Report, 15 Nov. 2022. [En línea]. Disponible: https://www.therobotreport.com/meet-sparrow-amazons-new-item-picking-robot/ (último acceso: 30 ago. 2025).

[2] Exotec, "How Amazon Robotics has changed the landscape of fulfillment," Exotec, 2025. [En línea]. Disponible: https://www.exotec.com/insights/how-amazon-robotics-has-changed-the-landscape-of-fulfillment/ (último acceso: 08 sep. 2025).

[3] The Logistics World, "Automatización y robótica: las soluciones de Mercado Libre para enfrentar la demanda del comercio electrónico," The Logistics World, 2025. [En línea]. Disponible: https://thelogisticsworld.com/logistica-comercio-electronico/automatizacion-y-robotica-las-soluciones-de-mercado-libre-para-enfrentar-la-demanda-del-comercio-electronico/ (último acceso: 08 sep. 2025).

[4] STMicroelectronics, "UM2324: STM32 Nucleo-64 boards (MB1360)," User Manual, 2021. [En línea]. Disponible: https://www.st.com/resource/en/user_manual/um2324-stm32-nucleo64-boards-mb1360-stmicroelectronics.pdf (último acceso: 1 sep. 2025).

[5] Texas Advanced Optoelectronic Solutions, Inc., "TCS3200, TCS3210 programmable color light-to-frequency converter," TAOS099, July 2009. [En línea]. Disponible: https://www.mouser.com/catalog/specsheets/tcs3200-e11.pdf?srsltid=AfmBOoqL5TOjeNzYEIi4e5rXhN5wFBiZgvTNRy_0x-LuvQyx9b9j-y0z (último acceso: 08 sep. 2025).

[6] J. D. Ibarra Noguez y A. J. Beltrán Cruz, "OKY3127: sensor de proximidad infrarrojo FC-51," AG Electrónica SAPI de CV, 17 jun. 2024. [En línea]. Disponible: https://agelectronica.lat/pdfs/textos/O/OKY3127.PDF (último acceso: 08 sep. 2025).

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Implementación de un sistema de identificación de plantas de primer orden mediante el microcontrolador PIC18F4550

Juan Rodríguez
Departamento de ingeniería
Mecatrónica
Universidad ECCI
Bogotá, Colombia
juanf.rodriguezm@ecci.edu.co

***Resumen*— Este trabajo presenta la implementación de un sistema de identificación de plantas de primer orden basado en el microcontrolador PIC18F4550. El objetivo fue obtener un modelo matemático de un motor de corriente continua a partir de datos experimentales. El sistema integra la generación de una señal escalón mediante PWM, la adquisición de la velocidad angular con un encoder óptico y el procesamiento de datos en tiempo real para estimar parámetros fundamentales de la planta. Previo a la implementación física, parte del sistema fue simulado en el software de Proteus, lo que permitió comprobar las rutinas de adquisición y procesamiento antes de las pruebas experimentales. Los resultados confirmaron la coherencia de la función de transferencia identificada con un modelo de primer orden. La solución constituye una plataforma autónoma, portátil y de bajo costo, aplicable en entornos educativos y prototipos de control.**

Palabras clave—Adquisición, Identificación experimental, Procesamiento de datos

I. INTRODUCCIÓN

El modelado de sistemas dinámicos constituye un paso fundamental en el diseño de estrategias de control modernas. En particular, la identificación de plantas de primer orden a partir de datos experimentales permite obtener representaciones matemáticas simplificadas, que facilitan tanto el análisis como la implementación de controladores clásicos y avanzados.

En la literatura, el procedimiento de identificación suele apoyarse en herramientas computacionales externas como MATLAB o LabVIEW, lo cual implica un costo adicional y dependencia de un equipo de cómputo. En este trabajo se propone un enfoque alternativo basado en sistemas embebidos, específicamente mediante el microcontrolador **PIC18F4550**, que permite realizar la identificación de manera **autónoma y en tiempo real**.

El sistema experimental desarrollado consiste en un motor de corriente continua acoplado a un encoder óptico de 20 pulsos por revolución, véase la figura 1. La señal del encoder es procesada mediante el módulo de captura (CCP1) [1] del microcontrolador, calculando la velocidad angular en revoluciones por segundo (RPS). Posteriormente, se aplica una entrada tipo escalón a través del módulo PWM (Pulse Width Modulation), y la respuesta temporal es muestreada a intervalos fijos. Con estos datos, el sistema estima automáticamente la **ganancia estática K** y la **constante de tiempo τ** del modelo de primer orden, utilizando el criterio del 63% de la respuesta final.



Fig 1 Planta. Autoria propia

Adicionalmente, el diseño incluye una etapa de simulación en **Proteus**, una herramienta de apoyo valiosa para visualizar un poco del funcionamiento del sistema.

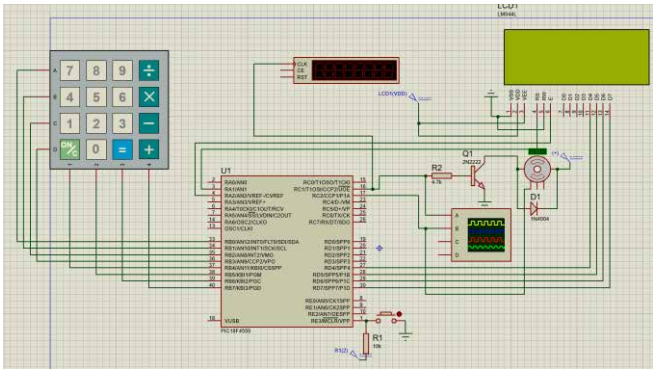


Fig 2 Simulación en Proteus. Autoria propia

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

A diferencia de metodologías tradicionales, la solución propuesta integra la etapa de excitación, adquisición de datos, procesamiento matemático y visualización en un mismo dispositivo, desplegando los parámetros identificados en una pantalla LCD. Esto convierte al sistema en una herramienta de **bajo costo, portable y didáctica**, aplicable tanto en entornos académicos como en prototipos de control industrial.

II. MARCO TEORICO

Sistema de primer orden

Un sistema de primer orden es un sistema dinámico lineal invariante en el tiempo, cuya dinámica está determinada por una ecuación diferencial ordinaria de primer grado.[2]

En el dominio de Laplace, su **función de transferencia** posee un único polo y ningún cero, lo que significa que el comportamiento temporal de su salida está determinado por un solo parámetro dinámico llamado **constante de tiempo** τ y un parámetro estático llamado **ganancia** K.[3]

Formalmente, un sistema de primer orden se expresa como:

$$\tau \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = K\, u(t)$$

O en el dominio de Laplace:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K}{\tau s + 1}$$

PIC (Controlador de interfaz periférica)

Es un dispositivo electrónico que cuenta con una arquitectura física interna preestablecida, pero de uso programable en forma secuencial.[4]

El desarrollo del programa se realiza en un computador utilizando un entorno de programación adecuado, como el lenguaje C, y posteriormente se carga en forma de código binario en la memoria de programa del microcontrolador, para que este lo ejecute automáticamente al encenderse el dispositivo.

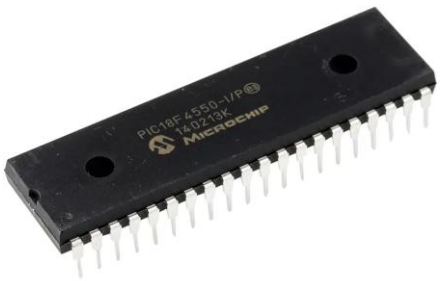


Fig 3 Microcontrolador utilizado. https://acortar.link/4C6bxF

III. METODOLOGÍA

A. Arquitectura general del sistema.

El sistema propuesto se basa en el microcontrolador PIC18F4550, encargado de ejecutar las instrucciones necesarias para poder realizar la identificación de la planta en tiempo real, la arquitectura incluye:

- Un motor DC con reductor, estimulado mediante una señal PWM generada por el modulo CCP2 del microcontrolador.
- Un encoder optico, conectado al modulo CCP1 en modo captura, para medir la velocidad angular.
- Una pantalla LCD 20x2, utilizada para dar mas interacción entre el usuario y el sistema, permitiendo asi visualizar las muestras adquiridas, y los resultados del sistema.
- Un teclado matricial 4x4 que permita iniciar la identificación de forma manual, vease la figura 4.

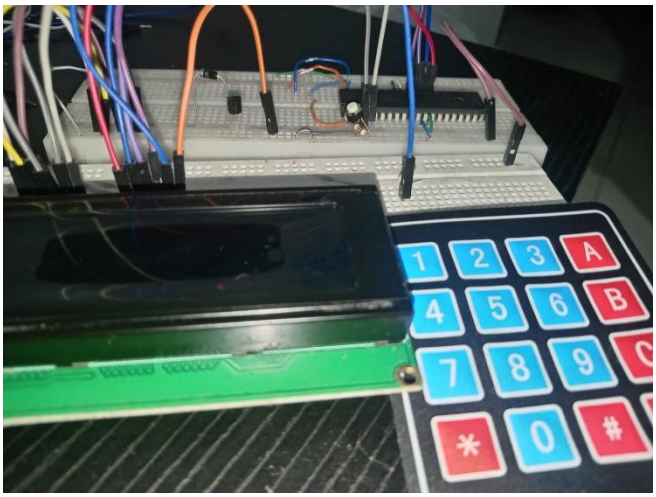


Fig 4 Distribución física del sistema. Autoria propia

Mediante un diagrama de conexiones se busca explicar mejor las relaciones y los flujos de comunicación, véase la figura 5.

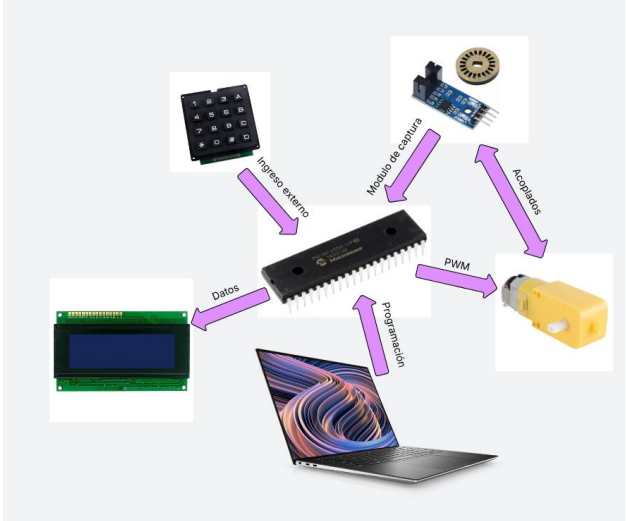


Fig 5 Diagrama de conexiones. Autoria propia

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

B. Procedimiento de identificación.

El algoritmo de identificación diseñado para el sistema se divide en las siguientes etapas.

1. Activación del sistema.

Se le indica al usuario que pulse una tecla para aplicar una entrada tipo escalón al motor, fijando un ciclo de trabajo del 20% en el PWM, un porcentaje que mantenga una velocidad considerable para que el encoder no tenga problemas en sus mediciones.

```
if (Tecla == 4 && flag == 0) {
        flag = 1;

        BorraLCD();
        DireccionaLCD(0x80);
        EscribeLCD_string("Motor ON");
        DireccionaLCD(0xC0);
        EscribeLCD_string("Grabando RPS");

        CCPR2L = 0x0C; // 20% PWM
```

Fig 6 Fragmento de código dedicado. Autoria propia

2. Adquisición de datos.

La respuesta del motor se muestre en intervalos de 1 segundo, y con ayuda del encoder, se obtiene un conjunto de 30 mediciones de la velocidad en RPS, que posteriormente se almacenaran en un arreglo

3. Estimación de la ganancia estática y de la constante de tiempo.

La ganancia estática K, se calcula como la relación entre la velocidad final alcanzada, es decir, el ultimo valor registrado por el sistema y la amplitud de la entrada escalón.

$$K = \frac{Vfinal}{A_{pwm}}$$

```
float v_final = rps_array[29];
*K = v_final / 0.20;
float v_objetivo = 0.63 * v_final;
```

Fig 7 Fragmento de código dedicado. Autoria propia

Para la constante de tiempo τ, se identifica el instante en el que la respuesta alcanza el 63% de $Vfinal$. Dicho tiempo se aproxima al índice de la muestra más cercana a ese valor.

$$\tau = índice + 1$$

Se le suma 1 ya que es un instante de tiempo expresado en segundos.

```
*tau = idx_cercano + 1;
```

Fig 8 Fragmento de Código dedicado. Autoria propia

4. Obtención del modelo.

La planta queda representada como un sistema de primer orden:

$$G(s) = \frac{K}{\tau s + 1}$$

5. Procesamiento y visualización.

Los resultados de la identificación se muestran con ayuda de la pantalla LCD, primero listando las muestras registradas y luego presentando la función de transferencia identificada.

IV. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

A. Respuesta del motor.

Se obtuvieron 30 muestras de velocidad angular en RPS tras aplicar la entrada tipo escalon por un ciclo de trabajo del 20%



Fig 9 Muestras de velocidad. Autoria propia

Estas muestras representan la evolución de la salida hasta alcanzar un valor estacionario aproximado de 1.782, valor en el cual se estabiliza el motor. En base a los resultados obtenidos, se genero una grafica por medio de Excel para visualizar el comportamiento del motor.

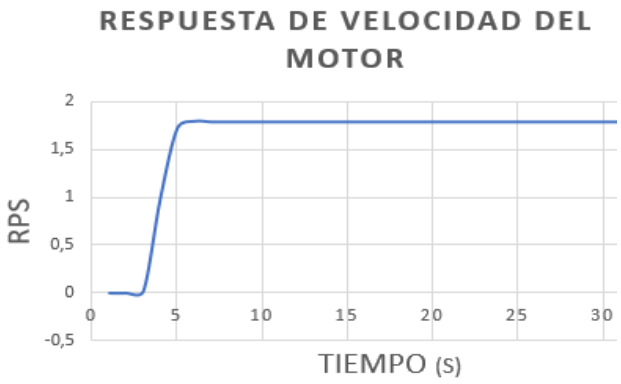


Fig 10 Gráfico de respuesta para el motor. Autoria propia

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

B. Estimación de parametros del modelo

A partir de los datos experimentales, la ganancia estática K se obtuvo como:

$$K = \frac{1.782}{0.20} = 8.91$$

Por lo tanto, la constante de tiempo se determino en el instante en que la salida alcanzo el 63% del valor final.

$$0.63 * 1.782 = 1.122$$

La muestra mas cerca a este valor correspondió al tercer dato (0.990) es decir, al dato numero dos del arreglo, esto debido a que va de 0 a 29, lo que nos indica que:

$$\tau = M2(indice) + 1 = 3$$

De este modo, la función de transferencia indicada fue:

$$G(s) = \frac{8.91}{3s + 1}$$

Lo que se pudo comprobar mediante la pantalla LCD.



Fig 11 Función de transferencia para la planta. Autoria propia

En base a esto se puede decir que el modelo identificado presenta un comportamiento coherente con un sistema de primer orden, lo que valida la metodología implementada en el microcontrolador, a pesar de que se trabaja con un bajo número de muestras, la aproximación del 63% permite estimar de manera más confiable el parámetro del tiempo y aunque el numerador da un valor algo distinto en la simulación y en el cálculo a mano, esto se debe a que el código trabaja con más decimales de los que se muestran en pantalla, esto por evitar mostrar muchos números en la pantalla.

V. CONCLUSIONES

- La implementación de un sistema de identificación de plantas de primer orden mediante el microcontrolador PIC18F4550 permitió validar que es posible realizar el modelado de un proceso dinámico de manera autónoma, sin necesidad de recurrir a software externo especializado. El sistema propuesto integra en un mismo dispositivo varias etapas lógicas logrando así una solución compacta, portable y de bajo costo.

- La solución desarrollada presenta un alto potencial como herramienta didáctica en cursos de control automático y sistemas embebidos, al permitir a los estudiantes observar de forma directa el proceso de identificación de parámetros en un entorno real. En un contexto industrial, podría servir como base para sistemas de control autónomos de bajo costo en aplicaciones donde la identificación en tiempo real sea requerida.

- Como trabajo futuro, se propone extender el método hacia la identificación de plantas de orden superior y la implementación de controladores automáticos (PID o difusos) directamente en el microcontrolador, aprovechando los parámetros identificados. Asimismo, sería de interés explorar la integración de técnicas de comunicación inalámbrica que permitan transmitir los resultados a una interfaz gráfica externa para análisis avanzado.

VI. REFERENCIAS

[1] Microchip Technology Inc., "PIC18F2455/2550/4455/4550 Data Sheet", Chandler, Arizona, USA, 2006. Consultado: el 13 de septiembre de 2025. [En línea]. Disponible en: https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39632C.pdf

[2] K. Ogata, *System Dynamics*, 1st ed. Prentice Hall, 1978. Consultado: el 13 de septiembre de 2025. [En línea]. Disponible en: https://www.commoncrowbooks.com/pages/books/s00015077/katsuhiko-ogata/system-dynamics

[3] K. Ogata, *Discrete-Time Control Systems*, 2nd ed. Pearson, 1995. Consultado: el 13 de septiembre de 2025. [En línea]. Disponible en: https://www.amazon.com/-/es/Discrete-Time-Control-Systems-Katsuhiko-Ogata/dp/0130342815#detailBullets_feature_div

[4] R. Jiménez, J. Martínez, y C. Romero, *Introducción a la programación de microcontroladores PIC*, 1st ed. Unillanos, 2022. Consultado: el 13 de septiembre de 2025. [En línea]. Disponible en: https://unillanos.metalibros.org/index.php/editorial-unillanos/catalog/book/3

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Modelo vectorial de la máquina de corriente alterna trifásica simétrica

Pablo Oscar Cayuela
Centro Universitario de Desarrollo en Automación y Robótica
Depto. Ing. Electrónica
Universidad Tecnológica Nacional,
Facultad Regional Córdoba
Córdoba, Argentina
pcayuela@frc.utn.edu.ar

***Resumen* — Se presenta el desarrollo de un modelo que emplea notación vectorial, deducido de la equivalencia entre números complejos, fasores y vectores, con alta subindexación para expresar en pocas ecuaciones todas las variantes consideradas desde su forma original de dominio complejo de libros de referencia.**

Palabras claves— Modelo vectorial, máquina de corriente alterna trifásica, motor asincrónico

I. Introducción

El modelo del motor asincrónico trifásico de la referencia emplea una notación en el dominio complejo con poca generalización de sus ecuaciones, por lo que decidí reescribirlo mediante ecuaciones que combinen la notación compleja, la equivalencia entre números complejos y fasores o vectores, con alta subindexación para expresar en pocas ecuaciones todas las variantes consideradas en su forma original del libro referido.

II. Modelo motor CA dominio complejo

A. Modelo de referencia

Modelo basado en el libro de *Werner Leonhard, Control of Electrical Drives, 2nd and 3rd edition, Springer 1996-2001, Chapter 10, Symmetrical Three-Phase AC Machines* [1].

B. Supuestos de partida

Motor de dos polos, Fig. 1; Pérdidas →0, bordes de bobina y sus efectos, despreciados; corrientes balanceadas de Estator y Rotor (S y R), en sistemas trifásicos estrella o triángulo; permeabilidad $\mu \rightarrow \infty$.

III. Desarrollo del modelo vectorial del motor CA

A continuación, se presenta el desarrollo progresivo del modelo vectorial del motor de CA asíncrono a partir del modelo en dominio complejo de referencia.

A. Definiciones geométricas y relaciones matemáticas

Ángulo geométrico de desplazamiento entre bobinas:

$$\gamma = \frac{2}{3}\pi \qquad (1)$$

Coordenada angular del estator (S) respecto del eje central de bobina 0 del S:

$$\delta_0 \equiv \delta_S \equiv \alpha \qquad (2)$$

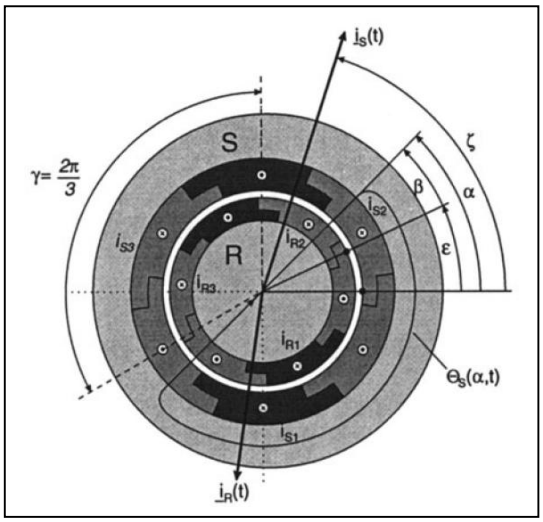


Fig. 1. Corte de una máquina de CA simétrica trifásica, con los respectvos bobinados de estator y rotor distribuidos y separados por entrehierro (Fig. 10.2a original).

Coordenada angular del rotor (R) respecto del eje central de bobina 0 del R:

$$\delta_1 \equiv \delta_R \equiv \beta \qquad (3)$$

$\varepsilon(t)$: Ángulo de rotación del R respecto del eje central de bobina 0 del S.

Con ello planteamos la relación de ángulos en el motor:

$$\delta_0 = \delta_1 + \varepsilon(t) \;\equiv\; \delta_S = \delta_R + \varepsilon(t) \equiv\; \alpha = \beta + \varepsilon(t) \quad (4)$$

$$\delta_k = \delta_{k+1} + (-1)^k \varepsilon(t) \qquad (5)$$

Relación entre el producto de números complejos y el producto escalar de vectores [2]:

$$AB^* + A^*B = (a+jb)(c-jd) + (a-jb)(c+jd) \;= \\ = (ac+bd) + j(bc-ad) + (ac+bd) + j(ad-bc) = \\ = \; 2(ac+bd) \qquad (6)$$

$$A, B \;\epsilon\; \mathbb{C} \Rightarrow AB^* + A^*B = 2\;\vec{A} \bullet \vec{B} \Leftarrow \vec{A}, \vec{B} \;\epsilon\; \mathbb{R}^2 \qquad (7)$$

Relación entre el producto de números complejos y el producto vectorial cruzado [2]:

$$AB^* - A^*B = (a+jb)(c-jd) - (a-jb)(c+jd) \;= \\ = (ac+bd) + j(bc-ad) - (ac+bd) - j(ad-bc) = \\ = \; j\,2(bc-ad) \qquad (8)$$

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

$$A, B \in \mathbb{C} \Rightarrow AB^* - A^*B = j\,2\,\vec{A} \times \vec{B} \Leftarrow \vec{A}, \vec{B} \in \mathbb{R}^2 \qquad (9)$$

Relación entre funciones trigonométricas, números complejos y vectores, empleando (7), a partir de la Ec. 10.3 original.

$$\cos(\delta) = \frac{e^{j\delta} + e^{-j\delta}}{2} \qquad (10)$$

$$\cos(\delta - \gamma) = \frac{e^{j(\delta-\gamma)} + e^{-j(\delta-\gamma)}}{2} = \frac{e^{j\delta}e^{-j\gamma} + e^{-j\delta}e^{j\gamma}}{2} \qquad (11)$$

$$\cos(\delta - \gamma) = e^{j\delta} \bullet e^{j\gamma} \qquad (12)$$

B. Ecuación de equilibrio de corrientes

Ecuación de equilibrio de las corrientes del sistema eléctrico, correspondiente a la Ec. 10.1 original.

$$\sum_n i_{kn}(t) = 0 \qquad (13)$$

$$k: \{0,1\} \equiv \{S, R\} \qquad (14)$$

k está definido sobre el anillo $\{0, 1\}$, por lo que $k + 1 = 0$ para $k = 1$

$$n: \{0,1,2\} \equiv \{R, S, T\} \equiv \{a, b, c\} \qquad (15)$$

C. Definición del vector espacial de corriente del estator y del rotor

Definición del vector espacial de corriente de S y R, Fig. 2, original Fig. 10.3a, Ec. 10.4a (2ed), Ec. 10.5 (3ed).

$$\vec{\imath_k}(t) = \sum_n i_{kn}(t)\, e^{jn\gamma} \qquad (16)$$

Definición alternativa del vector espacial de la corriente de S y R, Fig. 2, original Fig. 10.3a, Ec. 10.5 (2ed), Ec. 10.7 (3ed):

$$\vec{\imath_k}(t) = \sum_n i_{kn}(t) e^{jn\gamma} = i_k(t) e^{j\zeta_k(t)} \qquad (17)$$

$\zeta_k(t)$: Ángulo de rotación de $\vec{\imath_k}(t)$ respecto del eje central de bobina 0 de k.

D. Cálculo de la fmm del estator y rotor

Cálculo de la fuerza magnetomotriz del estator (S) y del rotor (R), correspondiente a la Ec. 10.2 original. Esta forma una onda viajera como se muestra en la Fig. 3.

$$\Theta_k(\delta_k, t) = N_k \sum_n i_{kn}(t)\, \vartheta(\delta_k - n\gamma) \qquad (18)$$

$$-1 \le \vartheta(\delta_k - n\gamma) \le +1 \qquad (19)$$

$\vartheta(\delta_k - n\gamma)$: Función de distribución espacial de la fuerza magnetomotriz del bobinado n, en función del ángulo de medición de estator o rotor δ_k. Véase Fig. 4.

Se hace una aproximación por eliminación de armónicos:

$$\vartheta(\delta_k - n\gamma) \cong \cos(\delta_k - n\gamma) \qquad (20)$$

Aplicando las relaciones y definiciones previas, a la fmm (4) de S y R:

$$\Theta_k(\delta_k, t) = N_k \sum_n i_{kn}(t) \cos(\delta_k - n\gamma) \qquad (21)$$

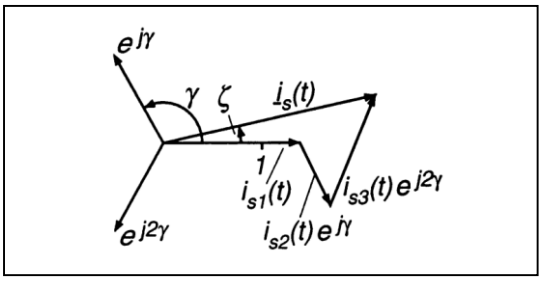


Fig. 2. Vector espacial de corriente por la suma geométrica de las corrientes de los bobinados del estator (Fig. 10.3a original).

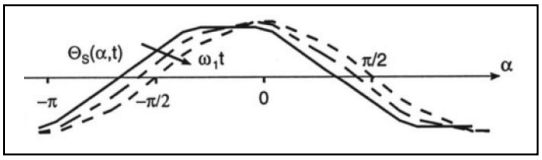


Fig. 3. Onda viajera de fuerza magnetomotriz del estator como resultado de la combinación de los aportes de sus bobinados individuales (Fig. 10.2b original).

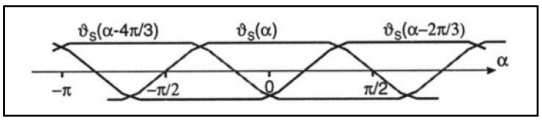


Fig. 4. Funciones de distribución de la fuerza magnetomotriz de los bobinados del estator (Fig. 10.2c original).

$$\Theta_k(\delta_k, t) = N_k \sum_n i_{kn}(t) \left(e^{j\delta_k} \bullet e^{jn\gamma}\right) \qquad (22)$$

$$\Theta_k(\delta_k, t) = N_k e^{j\delta_k} \bullet \left[\sum_n i_{kn}(t) e^{jn\gamma}\right] \qquad (23)$$

$$\Theta_k(\delta_k, t) = N_k \vec{\imath_k}(t) \bullet e^{j\delta_k} \qquad (24)$$

Definición alternativa de $\Theta_k(t)$, Ec. 10.6 (2ed), Ec. 10.8 (3ed):

$$\Theta_k(\delta_k, t) = N_k i_k(t) \cos[\zeta_k(t) - \delta_k] \qquad (25)$$

Dado de que por (12):

$$\cos(\zeta - \delta) = e^{j\zeta} \bullet e^{j\delta} \qquad (26)$$

Obtenemos:

$$\Theta_k(\delta_k, t) = N_k i_k(t) \left[e^{j\zeta_k(t)} \bullet e^{j\delta_k}\right] \qquad (27)$$

Y la fmm total, Ec. 10.12 (2ed), Ec. 10.15 (3ed):

$$\Theta(t) = \sum_k \Theta_k(\delta_k, t) \qquad (28)$$

E. Cálculo de la inducción magnética del estator y rotor

Inducción magnética o densidad de flujo magnético en S o R debida a las fmms conjuntas, Ec. 10.13/21 (2ed), Ec. 10.16/27 (3ed), usando la relación de ángulos entre estator y rotor (5):

$$B_k(\delta_k, \varepsilon(t), t) = \frac{1}{2h}\mu_o\{(1 + \sigma_k)\Theta_k(\delta_k, t) + \\ + \Theta_{k+1}[\delta_k - (-1)^k \varepsilon(t), t]\} \qquad (29)$$

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

$$B_k(\delta_k, \delta_{k+1}, t) = \frac{1}{2h}\mu_o[(1+\sigma_k)\Theta_k(\delta_k, t) + \\ + \Theta_{k+1}(\delta_{k+1}, t)] \qquad (30)$$

h: espesor del entrehierro

σ_k: pérdidas magnéticas de S o R

$$0 \leq \sigma_k < 1 \qquad (31)$$

F. Inductancias propias y mutua

Tras la integración de los acoplamientos inductivos o enlaces de flujo (*flux linkages*), en Ec. 10.14-15 (2ed), Ec. 10.17-18 (3ed), se obtienen los valores de las inductancias propias y la mutua, Ec. 10.16a-b (2ed), Ec. 10.19-20 (3ed):

$$\frac{1}{3}L_k = \frac{(1+\sigma_k)N_k^2 \ell r \pi \mu_0}{8h} \qquad (32)$$

$$\frac{1}{3}M = \frac{N_k N_{k+1} \ell r \pi \mu_0}{8h} \qquad (33)$$

G. Cálculo de los acoplamientos inductivos de estator y rotor

Empleando (30) y (31), los acoplamientos inductivos de estator y rotor, de las Ec. 10.17/22 (2ed), Ec. 10.21-23/28-31 (3ed) quedan así en notación vectorial:

$$\psi_{kn}(t) = \frac{2}{3}\{L_k \overrightarrow{\imath_k}(t) \bullet e^{jn\gamma} + \\ + M\overrightarrow{\imath_{k+1}}(t) \bullet e^{j[n\gamma-(-1)^k \varepsilon(t)]}\} \qquad (34)$$

H. Definición del vector espacial de acoplamiento inductivo

Definición del vector espacial de acoplamiento inductivo de S y R, Ec. 10.18/23 (2ed), Ec. 10.24/32 (3ed):

$$\overrightarrow{\psi_k}(t) = \sum_n \psi_{kn}(t) e^{jn\gamma} \qquad (35)$$

Tras cierta elaboración algebraica se obtiene la expresión de las Ec. 10.19/23 (2ed), Ec. 10.25/32 (3ed):

$$\overrightarrow{\psi_k}(t) = \sum_n \frac{2}{3}\{L_k \overrightarrow{\imath_k}(t) \bullet e^{jn\gamma} + \\ + M\overrightarrow{\imath_{k+1}}(t) \bullet e^{j[n\gamma-(-1)^k \varepsilon(t)]}\} e^{jn\gamma} \qquad (36)$$

Resultando en:

$$\overrightarrow{\psi_k}(t) = L_k \overrightarrow{\imath_k}(t) + M\overrightarrow{\imath_{k+1}}(t) e^{j(-1)^k \varepsilon(t)} \qquad (37)$$

Velocidad angular de la fmm de k {S, R}:

$$\omega_k(t) = \dot{\zeta}_k(t) \qquad (38)$$

Velocidad angular del motor de k {S, R}:

$$\omega_M(t) = \dot{\varepsilon}(t) \qquad (39)$$

I. Cálculo de las tensiones del estator y rotor

Análogamente se puede aplicar lo hecho a la ecuación de tensión de S y R, Ec. 10.24/30 (2ed), Ec. 10.33/40 (3ed).

$$u_{kn}(t) = R_k i_{kn}(t) + \dot{\psi}_{kn}(t) \qquad (40)$$

J. Definición del vector espacial de tensiones del estator y rotor

Definición del vector espacial de tensiones de S y R, Ec. 10.25/31 (2ed), Ec. 10.34/41 (3ed):

$$\overrightarrow{u_k}(t) = \sum_n u_{kn}(t) e^{jn\gamma} \qquad (41)$$

K. Ecuación del momento motor

Ecuación del momento motor según W. Leonhard, Ec. 10.36 (2ed), Ec. 10.48 (3ed):

$$\overrightarrow{T_M}(t) = \frac{M}{3\pi}\int_0^{2\pi} \frac{\overrightarrow{\imath_S}\,\overrightarrow{\imath_R}^* e^{-j\varepsilon(t)} - \overrightarrow{\imath_S}^*\,\overrightarrow{\imath_R} e^{j\varepsilon(t)}}{2j} d\beta = \\ = \frac{2}{3} M \,\mathrm{Im}\left\{\overrightarrow{\imath_S}(t)\left[\overrightarrow{\imath_R}(t) e^{j\varepsilon(t)}\right]^*\right\} \qquad (42)$$

L. Modelo final de la máquina de CA asíncrona

Introduciendo la equivalencia (9) escribimos el Modelo final de la máquina de CA asíncrona, Ec. 10.38-40 (2ed), Ec. 10.50-52 (3ed):

$$\overrightarrow{u_k}(t) = R_k \overrightarrow{\imath_k}(t) + \dot{\overrightarrow{\psi_k}}(t) \qquad (43)$$

$$J\,\dot{\overrightarrow{\omega_M}}(t) = \overrightarrow{T_M}(t) - \overrightarrow{T_L}(t) \qquad (44)$$

$$\overrightarrow{T_M}(t) = \frac{2}{3} M \left[\overrightarrow{\imath_S}(t) \times \overrightarrow{\imath_R}(t) e^{-j\varepsilon(t)}\right] \qquad (45)$$

IV. Conclusión

Se ha presentado el desarrollo de la máquina de CA asíncrona a partir del modelo en dominio complejo del que se ha obtenido un modelo vectorial, que pone en evidencia la naturaleza del torque motor como producto vectorial cruzado de los vectores rotantes de corriente de estator y rotor. Se propone el empleo de esta representación para propósitos educativos donde la explicación de la interacción de corrientes se hace gráfica mediante operaciones entre vectores, y se puede también evaluar numéricamente, por ser equivalente al modelo complejo original, del cual se lo ha derivado.

Trabajo Futuro

Queda por verificar las integraciones de la inductancias propias y mutua mediante programas de tipo *Computer Algebra System* como ***Maxima***, y realizar modelos numéricos en programas de cálculo como ***Scilab***.

Referencias

[1] W. Leonhard, Control of Electrical Drives, 2nd and 3rd ed. Springer 1996-2001, Chapter 10, Symmetrical Three-Phase AC Machines.

[2] T. Needham, Visual Complex Analysis, 1st ed. Oxford: Clarendon Press, 2000, Ch.1, Part III, Section 6, Vectorial Operations.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Medición de nivel de agua utilizando el principio de vaso comunicante

LUCCA MARTÍN, José Adrián
Centro Universitario de Automatización y Robótica (CUDAR)
Universidad Tecnológica Nacional -FRC
Córdoba,Argentina
jlucca@frc.utn.edu.ar

MARRUCO,Matias
Centro Universitario de Automatización y Robótica (CUDAR)
Universidad Tecnológica Nacional -FRC
Córdoba,Argentina
56160@electronica.frc.utn.edu.ar

GUTIÉRREZ, Francisco Guillermo
Centro Universitario de Automatización y Robótica (CUDAR)
Universidad Tecnológica Nacional -FRC
Córdoba,Argentina
fgutierrez@frc.utn.edu.ar

MODESTI,Mario
Centro Universitario de Automatización y Robótica (CUDAR)
Universidad Tecnológica Nacional -FRC
Córdoba,Argentina
mmodesti@frc.utn.edu.ar

***Abstract*—Se presenta el diseño y implementación de un sensor para medir nivel de agua a través del principio de vaso comunicante utilizando una celda de carga, tomando como referencia una masa conocida de fluido. El sistema emplea una arquitectura centralizada con un microcontrolador ESP32 y transceptores RS-485, utilizando un bus dual para la comunicación síncrona con 16 sensores. Adicionalmente, se integra un pluviómetro de cangilon con un sensor de reed switch para la detección de lluvia, utilizando mediante el periférico Contador de Pulsos (PCNT) para su adquisición.**

***Index Terms*—Medición de nivel de agua, Vasos comunicantes,Celda de carga, ESP32,Sistema de adquisición**

I. Introducción

Se presenta el diseño e implementación de un sensor desarrollado por el Centro Universitario de Automatización y Robótica (CUDAR) en una aplicación para la medición de filtración de suelo para obtener nivel de agua a través de una celda de carga, empleando el peso como dato principal en la aplicación de un sistema de adquisición de datos con el objetivo de proporcionar una solución económicamente viable.
La principal contribución de esta investigación reside en la aplicación de principios físicos fundamentales para el diseño del sensor de nivel, combinando la técnica de vaso comunicante y teniendo en cuenta la medición de masa mediante una celda de carga. El sistema completo incluye una de comunicación a través la norma electria RS-485 con integrados sn75176 y max485 para asegurar la fiabilidad de la transmisión de datos a distancias significativas, asi como el uso de un pluviometro para la de detección y medición de lluvia.
Las secciones posteriores de este documento detallan la metodología utilizada, comenzando por el sensor desarrollado, la función de transferencia para relacionar la masa del agua con el nivel, una aplicación especifica en un sistema de adquisición de datos junto a sus componentes y su implementación. Ademas se identifican los desafíos y limitaciones encontradas para orientar futuras mejoras del sistema. La medición precisa del nivel de agua y la precipitación es fundamental para una amplia gama de aplicaciones en campos como la hidrología, la agricultura, la ingeniería civil y el monitoreo ambiental.

II. Metodología

La presente investigación aborda la problemática de desarrollar sensor para la medición de nivel de agua, inicialmente, se realizó una revisión del estado del arte de los sensores disponibles. Sin embargo, se considero que las opciones comerciales no cumplían con los requisitos de precisión buscados o presentaban un costo que impedía su implementación a escala. Para superar esta limitación, se propuso como solución el diseño y fabricación de un sensor propio, aplicando el principio de vasos comunicantes y una medición indirecta de la altura a través del peso del líquido en el recipiente.
Este sensor nace para la aplicación de medición de filtración de agua en suelos durante eventos de precipitación para ello se fabricaron 16 sensores, los cuales fueron construidos y ensayados para su posterior despliegue en la aplicación.

III. Sensor para medir nivel

Se propuso el diseño de un sensor basado el principio de Pascal con la técnica de vaso comunicante [1,2] y el uso de la masa del fluido como dato principal.

A. Principio y diseño del sensor

En la figura 1 se observa un corte transversal de la estructura del sensor que ilustra el principio de funcionamiento. Este se

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

conecta a un recipiente mediante la manguera de conexión, la misma permite el flujo de agua en ambos sentidos dependiendo del nivel de líquido, en el recipiente a medir, esta ingresa al tubo denominado deposito que contiene el fluido para ser pesada por la celda de carga, midiendo así su equivalente en gramos del fluido acumulado.

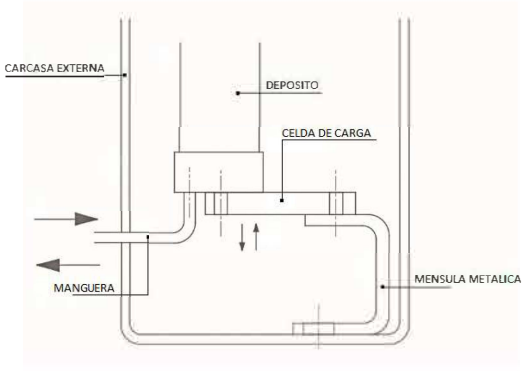


Fig. 1. Estructura del sensor.

La celda de carga entrega la medición de la masa en gramos dentro del deposito, se requiere saber la altura del fluido dentro de este, para obtener (h_{nivel}) en base a la masa se requiere aplicar una función de transferencia para convertir este valor de gramos (g) a centímetros (cm) recordando que:

$$\rho = \frac{m}{V} \tag{1}$$

Como el deposito del sensor donde se acumula el agua a medir es cilíndrico el sistema se modela conociendo la base (r) y la variable sera (h_{nivel})

$$V = \pi \cdot r^2 \cdot h_{nivel} \tag{2}$$

reemplazando (2) en (1) y despejando (h_{nivel})

$$\rho = \frac{m}{\pi \cdot r^2 \cdot h_{nivel}} \tag{3}$$

$$h_{nivel} = \frac{m}{\pi \cdot r^2 \cdot \rho} \tag{4}$$

Símbolo	Descripción	Unidad
ρ	Densidad del fluido	g/cm^3
m	Masa del fluido	g
V	Volumen del fluido	cm^3
h_{nivel}	Altura del nivel de agua	cm
r	Radio del depósito	cm

TABLE I
VARIABLES Y UNIDADES PARA EL ANÁLISIS DE DATOS

siendo (4) la función de transferencia para obtener el valor de h_{nivel} a partir de la medicion de la celda de carga.En la tabla I se observan las unidades de cada variable.

B. Materiales implementados en el sensor

Se utilizo caño de polipropileno de Awaduct [4] por sus propiedades mecánicas y su alta resistencia a la corrosión química y a la temperatura, para poder realizar la estructura del sensor, la misma cuenta con el deposito en un caño de 50 mm de diámetro montado sobre una celda de carga de 1 kg, el motivo de utilizar ese peso como fondo de escala es para obtener una buena resolucion en la medicion , al deposito se le conecto la manguera de chaucho para el ingreso y egreso de agua.
Tanto la celda de carga como el deposito se encuentran anclados a una ménsula metálica con la rigidez suficiente para no deformarse ante el peso empleado en su extremo como se ve en la figura 2 .
Se puede observar en la figura 3 que la electrónica del sensor se alojó en una caja impresa en material PLA mediante tecnología de impresión 3D, asegurando un montaje preciso dentro del sensor. Para la estructura externa, se empleó un caño del mismo material de polipropileno pero con un diámetro de 160 mm, cerrado con tapas superiores e inferiores como se muestra en la figura 4. Esta carcasa aísla la estructura interna del ambiente, permitiendo que el fluido ingrese y egrese únicamente a través de la manguera. Adicionalmente, se realizaron dos perforaciones para el paso de la manguera y de los cables de alimentación y transmisión de datos, lo que garantiza la estanqueidad del conjunto.

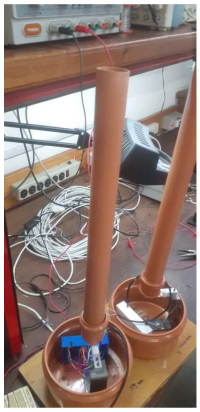


Fig. 2. Construcción interna del sensor.

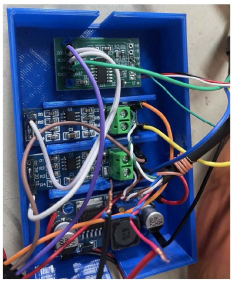


Fig. 3. Sistema electrónico del sensor.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025



Fig. 4. Sensores.

IV. Aplicación para implementar el sensor

el sensor fue utilizado para medir filtraciones en el suelo cuando hay precipitaciones, para ello se desarrollo un sistema de adquisición de datos capaz de concentrar la información recolectada de 16 sensores, en la figura 5 se puede observar la arquitectura general del sistema que permite el uso y puesta a prueba en campo de los sensores presentados en este documento.

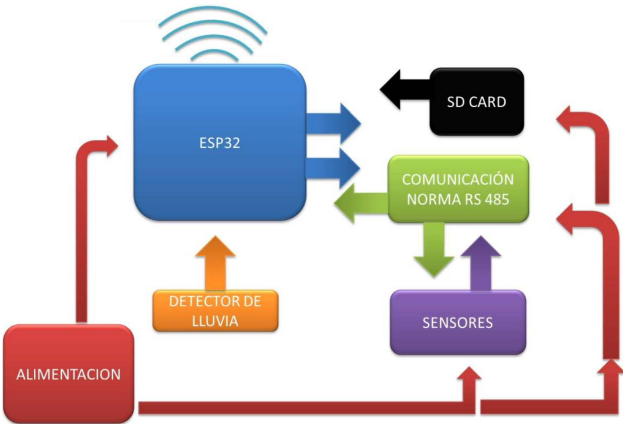


Fig. 5. Diagrama del sistema.

A. Diagrama de flujo del sistema de adquisición propuesto

En la figura 6 se presenta el diagrama de flujo del programa a realizar por el sistema de adquicision de datos, de tal manera que se puede ver cómo se integra cada etapa.

- INICIO: El sistema comienza con la configuración de todos los componentes, en el microcontrolador,el modulo PCNT,los sensores y la memoria.
- Detección de Lluvia: Este proceso inicia la lectura de los sensores y sigue funcionando en paralelo Cuando el pluviómetro de cangilón genera un pulso que es detectado y contado para determinar la precipitación en la zona de medicion.
- Medición de Nivel de Agua: El sistema entra en un ciclo de medición donde se realiza las *lecturas* de los sensores, el microcontrolador envía los pulsos de reloj, y recibe los datos de los sensores en forma simultanea.
- Almacenamiento de Datos: Una vez que se completa una trama de datos el sistema guarda las lecturas de los sensores y el conteo de pulsos del pluviómetro en la memoria para su posterior análisis.
- Bucle: El flujo regresa al inicio del ciclo de medición para continuar con la operación continua del sistema dejando de medir cuando pasa una hora sin recibir un pulso del cangilon.

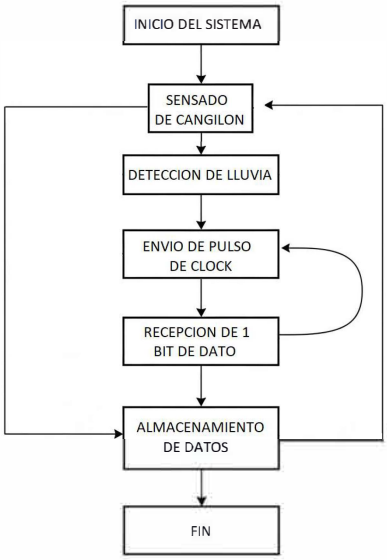


Fig. 6. Diagrama de flujo.

V. Implementación

A. Microcontrolador

Se selecciono como microcontrolador el ESP32 por su relación precio capacidad, siendo un dispositivo económico para las prestaciones que ofrece, ademas de la posibilidad de su conectividad a través de bluetooth y wifi dando la posibilidad de conexiones inalámbricas. El diseño del circuito impreso se realizo el software KiCad, cuyo software es de código abierto, donde se aloja la ESP32, los componentes necesarios del sistema el diseño del pcb tanto vista trasera como frontal se puede observar en la figura 7.

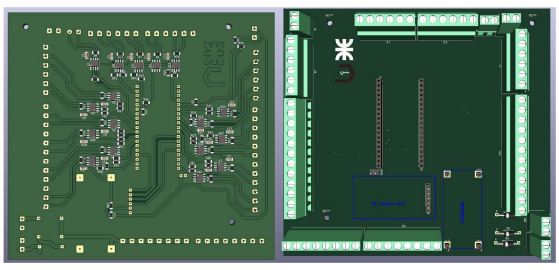


Fig. 7. Ilustración de PCB 3D.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

B. Detección de Lluvia

La adquisición de los datos depende de la lluvia, para detectar su inicio se utiliza un pluviometro de cangilones. El diseño mecánico del pluviómetro integra un sensor de pulsos mediante con un reed switch y un imán para detectar el movimiento de los cangilones. El principio del pluviometro a cangilones se basa en la medicion de la masa de lluvia, cuando se llena un cangilon por el peso este se valancea y el iman que tiene pasa por el frente del sensor y se emite el pulso.

Con el objetivo de garantizar la integridad de los pulsos desde el reed switch a la distancia de 1.5 metros que separa el pluviómetro del microcontrolador, se utilizó un nivel de tensión de 12 voltios, buscando una mayor inmunidad al ruido y a las interferencias. Posteriormente, un circuito adaptador de señal reduce la tensión a 3.3 voltios, el nivel máximo admitido por los pines de entrada de la ESP32. Para la adquisición de los pulsos, se utilizó el periférico de hardware, Contador de Pulsos (PCNT) esto permite no sobrecargar la CPU. Este módulo dedicado cuenta de forma precisa y asíncrona los flancos ascendentes y/o descendentes de la señal, liberando a la CPU para que pueda concentrarse en la adquisición de datos de los otros sensores y en las tareas de comunicación.

C. Recepción y transmisión de Datos

La comunicación entre los 16 sensores y el microcontrolador ESP32 se estableció mediante el estándar eléctrico RS-485. Se justificó el uso de esta interfaz de capa física debido a su alta inmunidad al ruido eléctrico, característica clave para asegurar la integridad de la señal en un entorno con posible interferencia. Esta propiedad se logra a través del uso de una señalización diferencial, la cual se complementa eficazmente con el uso de cables de par trenzado para minimizar la degradación de la señal, incluso en las distancias de conexión de 1 a 12 metros empleadas en este sistema.

Es importante destacar que no se implementó un protocolo de comunicación como Modbus o Profibus. Dado que cada sensor no integra un microcontrolador, la comunicación se realiza de manera directa con el conversor HX711, aprovechando únicamente las propiedades de la capa física del estándar RS-485. Para la implementación de esta interfaz se emplearon 2 transeptores MAX485 por cada sensor configurados uno como transmisor de datos y otro como receptor de la señal de clock. Del lado de la Esp32 se empleo un unico sn75176 como transmisor de clock y 16 como receptores de datos. Esta configuración se realizo teniendo en cuenta que los pines DE y RE para transmisor devén estar conectados a Vcc (Nivel de tensión alto) y para que se comporten como receptores los pines DE y RE para transmisor devén estar conectados a Gnd (Nivel de tensión bajo)

En la figura 8 se observa el diagrama general de la conexión de sensores y reloj, definiendo como debe quedar la comunicación, las lineas azul representan la trasmisión de datos desde de cada sensor a la esp32, y la linea negra reprsenta la señal de clock que va del microcontrolador a los 16 sensores en simultaneo.

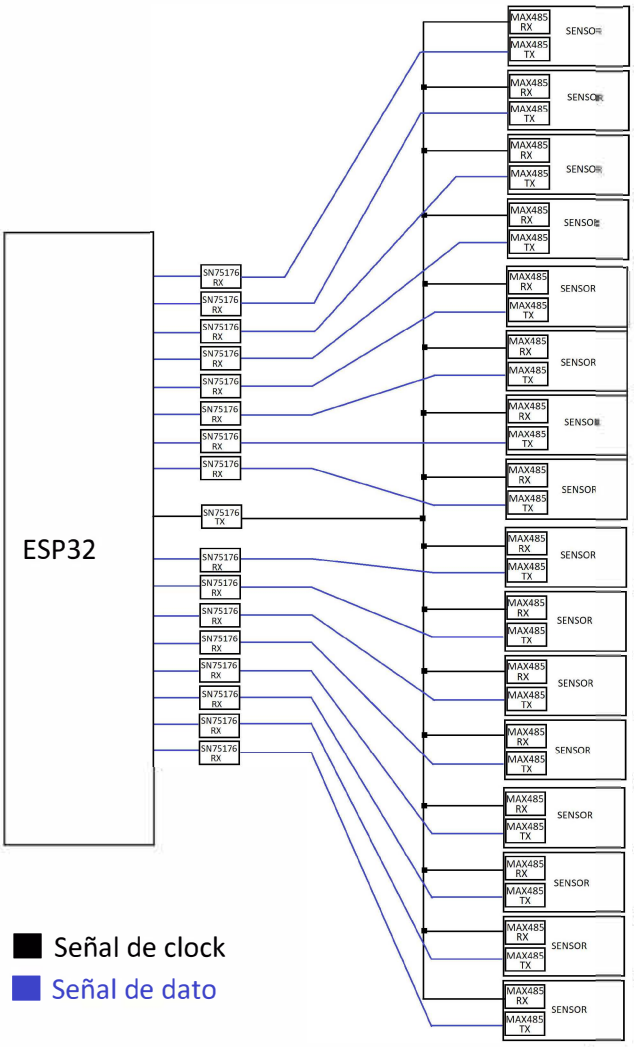


Fig. 8. Diagrama general de comuniacion.

- Canal transmisor señal de reloj (Clock): Un transceptor SN75176, configurado en el concentrador (ESP32) como transmisor (TX), genera una señal de pulso de reloj. Este bus es común a los 16 sensores, lo que permite notificarles simultáneamente que deben iniciar la transmisión de sus datos como se ve en la figura 9 .

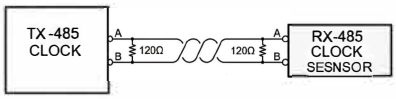


Fig. 9. Bus de clock.

- Canal receptor de datos (Data): Cada sensor, a través de su circuito HX711, transmite su bit de dato en respuesta al pulso de reloj. Para este propósito, se utiliza un bus RS-485 independiente para cada HX711,

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

permitiendo que cada sensor envíe sus mediciones de manera individual usando el esquema de la figura 10 hacia el concentrador.

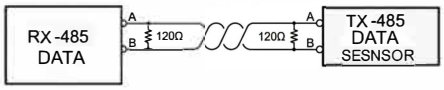


Fig. 10. Bus de datos.

Esta arquitectura permite una comunicación eficiente y ordenada, donde una única señal de reloj sincroniza a todos los sensores, por ende la comunicación es síncrona, mientras que los datos de cada uno de los sensores son leídos a través de canales dedicados, evitando colisiones de datos y facilitando la adquisición de las mediciones.
La metodología del envío y recepcion de datos trabaja de la siguiente manera, se debe enviar un pulso de reloj desde la ESP32 a todos los modulos hx711(conversor ADC de la celda de carga) que contiene cada sensor, los mismos contestan con el primer bit de dato,en ese momento se debe leer y almacenar ese bit,luego se repite el proceso enviando otro pulso de clock y recibiendo de todos los sensores un bit de dato nuevo y así sucesivamente hasta conseguir los 24 bit de datos por sensor. La trama y con su temporalización se presenta en el datasheet del fabricante del HX711 AVIA [3] donde la señal $DOUT$ son los datos que se colocan en el bus de salida y la señal PD_{SCK} pertenece al clock. Se puede ver que una vez que termino la transmisión de datos se adiciona entre 1 y 3 pulsos más de clock indicando la ganancia que se le pide al sensor como se muestra en la figura 11.

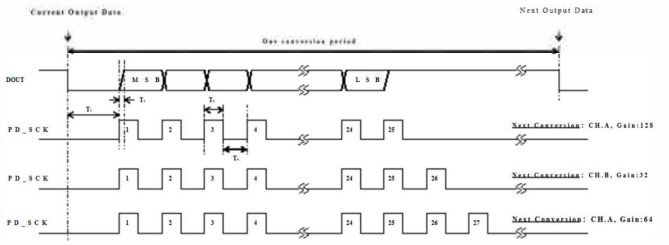


Fig. 11. Diagrama temporal HX711.

D. Almacenamiento y Datos

Los datos capturados durante la medición son guardados en una memoria SD, para asegurar la integridad de los mismos y prevenir pérdidas ante alguna interrupción de energía o falla del sistema.
La comunicación se implementó por medio del protocolo SPI (Serial Perimetral Interfaces). Esta interfaz fue elegida por su alta velocidad de transferencia y porque los pines SPI de la ESP32 se encuentran directamente disponibles en la placa de circuito impreso, facilitando la conexión física y la integración del sistema.

VI. Conclusiones

Los ensayos de la técnica de vaso comunicante en laboratorio dieron un resultado satisfactorio, los sensores se cargaron y descargaron a través de la manguera según la altura del nivel buscado. El sistema de peso también funcionó de manera óptima, ya que se consiguió el valor en gramos de la masa de un peso patrón, lo que permitió probar que el resultado a nivel de peso era el esperado para luego aplicar la función de transferencia en la ecuación 4. En general, los ensayos en laboratorio sobre el método de censado dieron el resultado esperado, los experimentos fueron consistentes con el diseño teórico. Los inconvenientes y desafíos surgieron durante la instalación y las pruebas en campo.
El sensor se implementó para la aplicación de filtración de agua, pero debido a la exposición a condiciones de inundación inesperadas, la aislación propuesta no fue suficiente, lo que provocó filtraciones de agua que dañaron la electrónica por corrosión.
Adicionalmente, se identificó un problema con los cables utilizados, su rigidez y fragilidad dificultaron la manipulación durante las conexiones, lo que ocasionó roturas internas, esto dificulto la puesta en funcionamiento del sistema.

References

[1] R. A. Serway y J. W. Jewett, Física para ciencias e ingeniería, 9.ª ed. México D.F.: Cengage Learning, 2015.
[2] D. Halliday, R. Resnick, y J. Walker, Fundamentos de Física, 10.ª ed. México D.F.: Grupo Editorial Patria, 2017.
[3] Avia Semiconductor, “HX711 24-bit Analog-to-Digital Converter (ADC) for Weigh Scales,” Hoja de datos, ver. 2.0, Ene. 2017.
[4] Awaduct, Manual técnico Desagües cloacales y pluviales, 2023.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Resolución de secuencias de diagramas de contactos (ladder) mediante autoenclavamiento

Pablo Oscar Cayuela
Centro Universitario de Desarrollo en Automación y Robótica
Depto. Ing. Electrónica
Universidad Tecnológica Nacional,
Facultad Regional Córdoba
Córdoba, Argentina
pcayuela@frc.utn.edu.ar

***Resumen* — Se presenta un método general para la resolución de problemas secuenciales de automatismos eléctricos de control mediante la aplicación sistemática del circuito de autoenclavamiento, también conocido como marcha-parada (*start-stop*).**

Palabras claves— Ladder, PLC, start-stop, autoenclavamiento, control eléctrico de automatismos

I. Introducción

El circuito eléctrico de contactos más simple para automatización y control de encendido/apagado de un elemento, es el circuito de autoenclavamiento también llamado Marcha – Parada (*Start – Stop*) [1].

II. Circuito de autoenclavamiento

A. Variedades del circuito de autoenclavamiento

Existen de él al menos dos variedades, a saber, el autoenclavamiento con prioridad de apagado, el más difundido en algunos ámbitos, y el autoenclavamiento con prioridad de encendido. Estos son respectivamente equivalentes, aunque con salvedades, a los circuitos lógicos de los biestables o flipflops Set-Reset hechos con compuertas digitales NOR (NOU) y NAND (NOY).

B. Autoenclavamiento con prioridad de apagado

El circuito de autoenclavamiento con prioridad de apagado, tiene la particularidad de mantener apagada la salida en caso de que se activen tanto la marcha como la parada.

$$Salida_{t+1} = (Marcha + Salida_t) \ . \ \overline{Parada} \qquad (1)$$

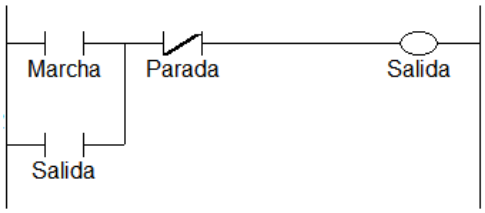


Fig. 1. Autoenclavamiento con prioridad de apagado.

C. Autoenclavamiento con prioridad de apagado

Por el contrario, el circuito de autoenclavamiento con prioridad de encendido, tiene la particularidad de mantener encendida la salida en caso de que se activen tanto la marcha como la parada.

$$Salida_{t+1} = Marcha + \left(Salida_t \ . \ \overline{Parada}\right) \qquad (2)$$

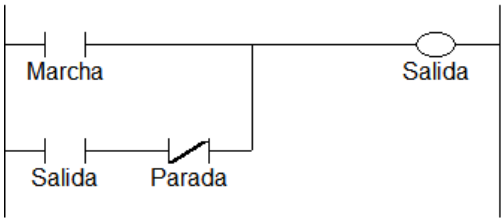


Fig. 2. Autoenclavamiento con prioridad de encendido.

III. Método de autoenclavamiento para ciclos y movimientos independientes

Ante un problema de automatización a resolverse con diagramas de contactos (*ladder*) se recomienda el uso del método del autoenclavamiento en cualquiera de sus formas.

A. Definición del ciclo o etapa de la máquina

La clave del método es emplear una marca o memoria **Mciclo*i*** como salida de cada línea ***i*** de autoenclavamiento, que memorice como primera medida un ciclo o etapa distinguible de la máquina a automatizar, generalmente disparado por un comando u orden inicial **Comando*0*** (por ejemplo, un pulsador) y una posición inicial (ej.: **Posición*0***); y terminado por una posición final (**Posición*N***):

$$Mciclo0_{t+1} = (Comando0 \ . \ Posición0 + Mciclo0_t) \ . \ \overline{PosiciónN} \qquad (3)$$

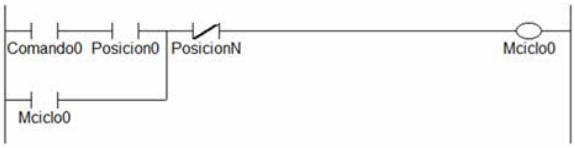


Fig. 3. Definición del ciclo o etapa de la máquina con autoenclavamiento con prioridad de apagado.

$$Mciclo0_{t+1} = Comando0 \ . \ Posición0 + Mciclo0_t \ . \ \overline{PosiciónN} \qquad (4)$$



Fig. 4. Definición del ciclo o etapa de la máquina con autoenclavamiento con prioridad de encendido.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

B. *Definición de movimientos de cada ciclo o etapa de la máquina*

A partir de la distinción de los ciclos o etapas de la máquina, si los tuviera, se deben identificar cada movimiento de cada ciclo **Mciclo*i*** con una nueva marca o memoria **Mmov*j***, y debe existir una combinación de posiciones diferentes que determinen principio y fin de la duración de ese movimiento:

$$Mmov0_{t+1} = (Mciclo0_t \,.\, Posición0 + Mmov0_t) \,.\, \overline{Posición1} \qquad (5)$$

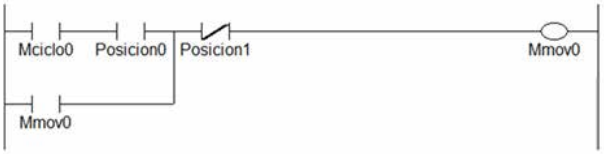


Fig. 5. Definición de un movimiento del ciclo o etapa de la máquina con autoenclavamiento con prioridad de apagado.

$$Mmov0_{t+1} = Mciclo0_t \,.\, Posición0 + Mmov0_t \,.\, \overline{Posición1} \qquad (6)$$



Fig. 6. Definición de un movimiento del ciclo o etapa de la máquina con autoenclavamiento con prioridad de encendido.

IV. Método de Autoenclavamiento para Movimientos Secuenciales

Ante un problema de automatización en el que los movimientos o actuaciones sean secuenciales, encadenamos la activación de un autoenclavamiento a partir del anterior.

A. *Secuencia de autoenclavamientos*

Esto implica hacer un autoenclavamiento por cada movimiento **Mmov*j***, el primero de los cuales puede generalmente ser disparado por un comando u orden **Comando*0*** (por ejemplo, un pulsador) y una posición inicial (ej.: **Posición*0***); y terminado por una posición final (**Posición*1***):

$$Mmov0_{t+1} = (Comando0 \,.\, Posición0 + Mmov0_t) \,.\, \overline{Posición1} \qquad (7)$$

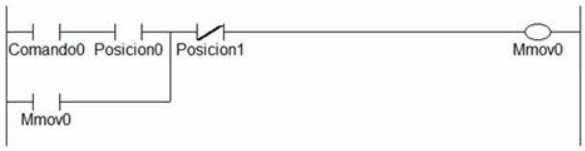


Fig. 7. Definición de un movimiento inicial de la máquina con autoenclavamiento con prioridad de apagado.

$$Mmov0_{t+1} = Comando0 \,.\, Posición0 + Mmov0_t \,.\, \overline{Posición1} \qquad (8)$$



Fig. 8. Definición de un movimiento inicial de la máquina con autoenclavamiento con prioridad de encendido.

Los siguientes autoenclavamientos provocan la secuencia combinando la marca del movimiento inmediato anterior **Mmov*j***, sus posiciones inicial y final, con la marca del movimiento a realizar **Mmov*(j+1)***.

$$Mmov1_{t+1} = (Mmov0_t \,.\, Posición1 + Mmov1_t) \,.\, \overline{Posición2} \qquad (9)$$

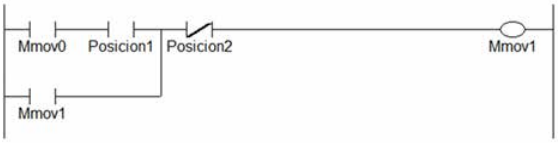


Fig. 9. Definición de un movimiento genérico disparado por el movimiento anterior de la máquina con autoenclavamiento con prioridad de apagado.

$$Mmov1_{t+1} = Mmov0_t \,.\, Posición1 + Mmov1_t \,.\, \overline{Posición2} \qquad (10)$$



Fig. 10. Definición de un movimiento genérico disparado por el movimiento anterior de la máquina con autoenclavamiento con prioridad de encendido.

V. Circuitos de Salida

Los circuitos de salida son de carácter genéricos y comunes a los métodos expuestos.

A. *Salidas por cada movimiento de la máquina*

Completadas las líneas de autoenclavamiento de cada secuencia de movimiento de la máquina, se debe proceder a escribir líneas de activación directa de las salidas **Qmov*k*** con paralelos de entrada de cada marca de movimiento **Mmov*j*** que enciendan las salidas comunes a su movimiento, por ejemplo, con la misma dirección.

$$QmovDer = Mmov0 + Mmov0 \qquad (11)$$



Fig. 11. Definición de una salida de dos movimientos de la máquina con un mismo actuador que lo realiza en una misma dirección, en distintos momentos.

VI. Ejemplo de Aplicación a una Grúa

Se desarrolla a modo de ejemplo de aplicación un circuito solución de una grúa (Fig. 12) con movimientos cartesianos X-Y, con pulsadores pbA para ciclo A y pbB para ciclo B; con

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

sensores de fin de carrera de esquina S1 o Sdwn: abajo, S2 o Sup: arriba, S3 o Sleft: izquierda, S4 o Sright: derecha; y cuatro salidas Q hacia las cuatro direcciones correspondientes.

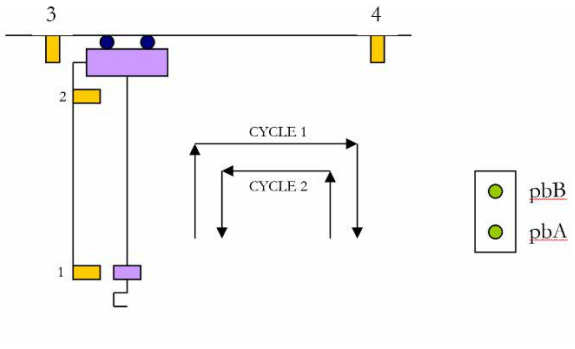


Fig. 12. Grúa cartesiana X-Y, con dos pulsadores de ciclos, 4 sensores de esquina y cuatro salidas motor.

A. Solución mediante secuencia de autoenclavamientos

Se emplea a continuación la secuencia de autoenclavamientos propuesta para la solución de la grúa del ejemplo. Véanse Fig. 13 y Fig. 14.

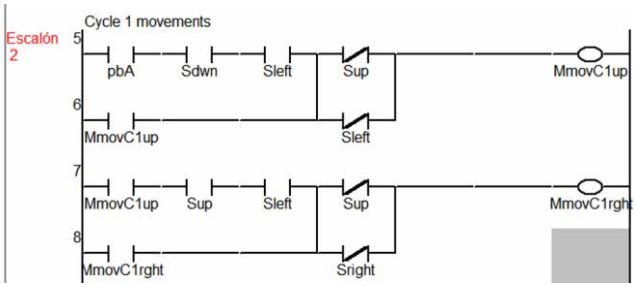


Fig. 13. Diagrama de contactos solución del ciclo 1 de la grúa mediante secuencia de autoenclavamientos.

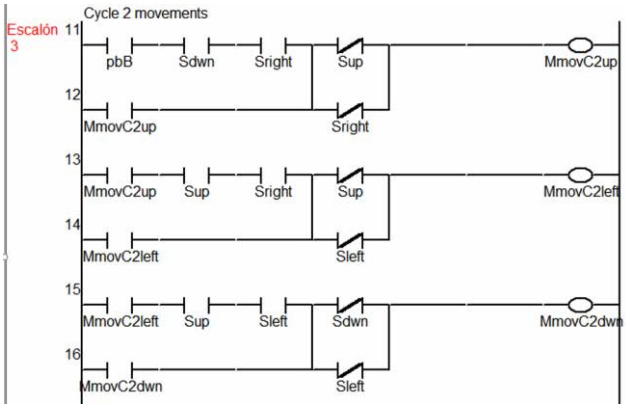


Fig. 14. Diagrama de contactos solución del ciclo 2 de la grúa mediante secuencia de autoenclavamientos.

VII. Inversión de Orden de los Autoenclavamientos

En algunos PLC, dada la naturaleza secuencial de la ejecución de un programa equivalente al circuito dibujado en *ladder* como sistema de control, el disparo del siguiente autoenclavamiento no se llega a realizar ya que se actualiza la salida anterior antes de leer el siguiente circuito escalón.

La solución encontrada, fue la de invertir el orden de los escalones, sin alterar la secuencia lógica entre memorias.

Dado de que el PLC lee y ejecuta secuencialmente cada escalón, el circuito de activación de los movimientos en secuencia mediante habilitación por el anterior permanece igual, mas se invierte el orden de actualización de los escalones. Véanse Fig. 15 y Fig. 16.

Es una solución puramente eléctrica, que sin embargo revela la naturaleza de la emulación secuencial de los circuitos eléctricos por parte del software del PLC.

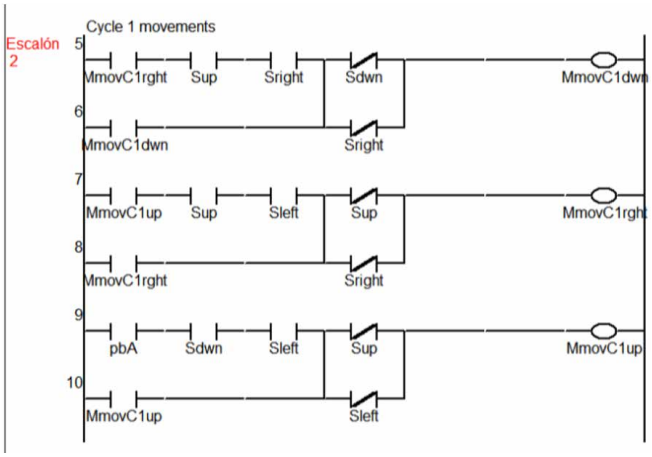


Fig. 15. Diagrama de contactos solución del ciclo 1 de la grúa mediante secuencia de autoenclavamientos, con inversión del orden de los circuitos pero no de la secuencia de activaciones.

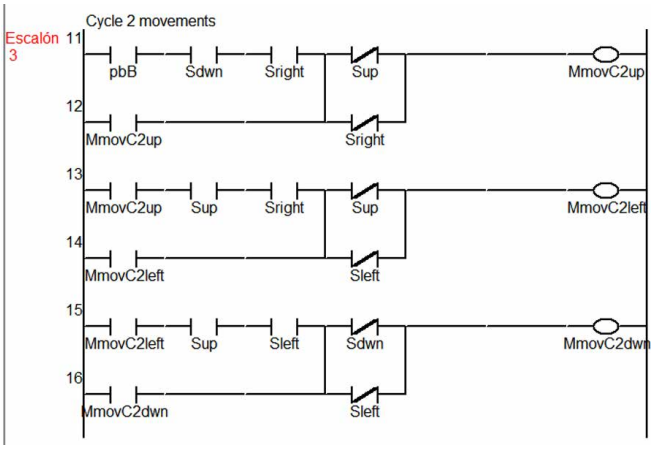


Fig. 16. Diagrama de contactos solución del ciclo 2 de la grúa mediante secuencia de autoenclavamientos, con inversión del orden de los circuitos pero no de la secuencia de activaciones.

VIII. Secuencia de Autoenclavamientos con Corte por el Siguiente

Como variante se presenta una alternativa de los métodos anteriores. Para desactivar cada línea de autoenclavamiento, se emplea la memoria del siguiente movimiento de la secuencia, sin alterar el orden gráfico de los circuitos de autoenclavamiento. Es una solución puramente eléctrica, mas pueden quedar encendidas dos memorias por un pequeño instante, tanto como un ciclo de barrido de lectura/escritura del PLC. El último paso del ciclo finaliza por sus condiciones de llegada mediante la combinación adecuada de fines de carrera. Véanse Fig. 17 y Fig. 18.

IX. Secuencia de Autoenclavamientos con Detección de Flancos

En este caso de la Fig. 19, se hace una detección de flanco de bajada de la señal de la memoria del movimiento anterior, dejando la secuencia de circuitos de autoenclavamientos en el orden de sucesión temporal que tienen. Esta no es una solución

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

puramente eléctrica si se recurre a las instrucciones o bloques provistos por el software del PLC que realizan la función de detección de flancos ascendentes o descendentes.

Sin embargo, hay una forma de transformar esta solución asistida por software en una puramente eléctrica para PLC; se empleará el circuito conocido en inglés como *One-Shot*, de hecho, un detector de flanco hecho con contactos, aunque dependiente del barrido de lectura/escritura del propio PLC.

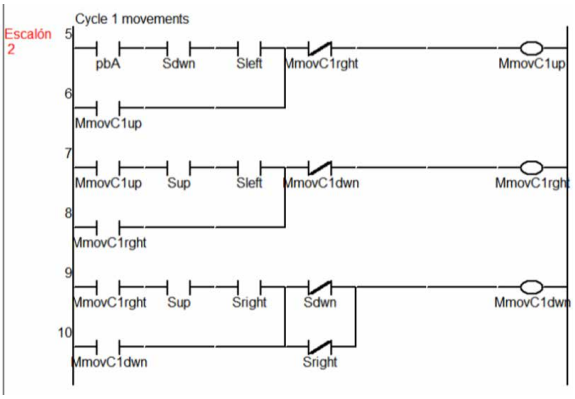


Fig. 17. Diagrama de contactos solución del ciclo 1 de la grúa mediante secuencia de autoenclavamientos, con corte por el siguiente.

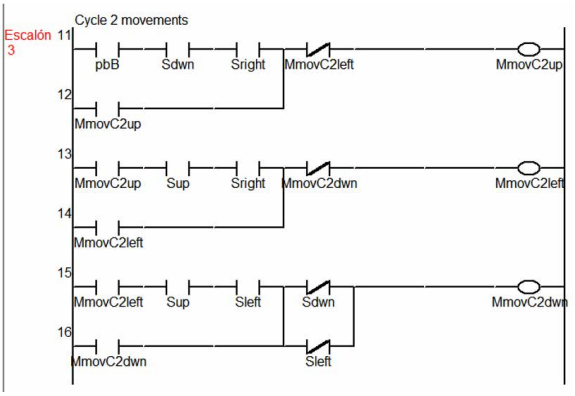


Fig. 18. Diagrama de contactos solución del ciclo 2 de la grúa mediante secuencia de autoenclavamientos, con corte por el siguiente.

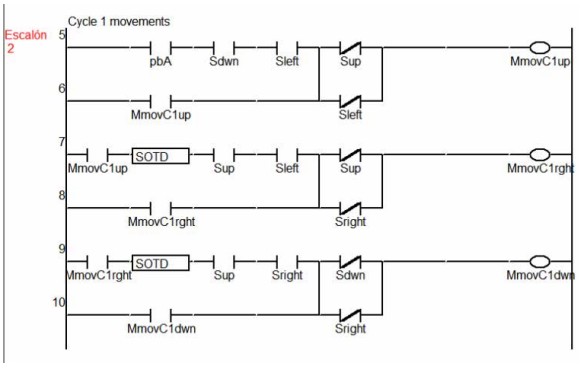


Fig. 19. Solución con detección de flancos por software del PLC.

Como se puede apreciar en la Fig. 20, en esa sección de circuito, es necesario agregar una llave más por cada memoria de la secuencia salvo la primera, es decir si existen N pasos, harán falta un total de 2N-1 memorias.

Mas hay una manera de reducir la cantidad de memorias extras para N pasos a solo N+1.

Se realiza al final (nunca antes) de todos los autoenclavamientos de las memorias de etapas del ciclo, un circuito serie de NC de cada memoria sobre la llave extra como salida (MdetflancoN en este caso), que a su vez debe aparecer como llave NC en la línea correspondiente de habilitación del siguiente paso, a continuación de la memoria previa, como se muestra en el ejemplo de la Fig. 21.

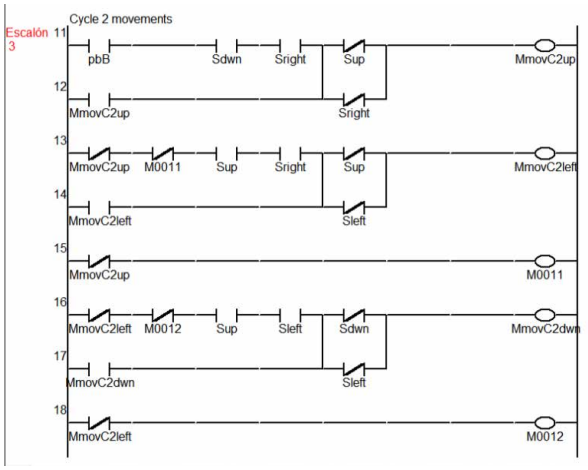


Fig. 20. Solución con detección de flancos por cada autoenclavamiento.

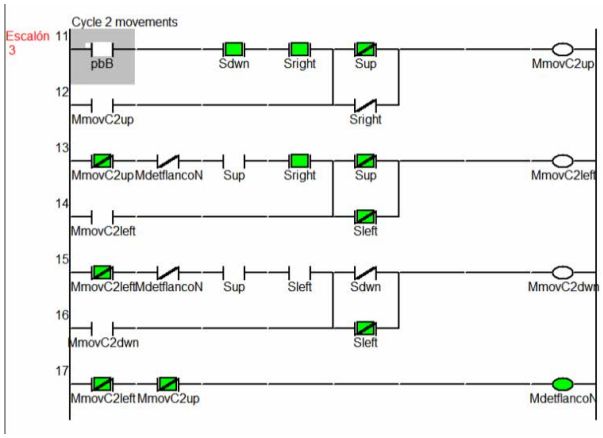


Fig. 21. Solución con una sola detección de flancos para todos los autoenclavamientos.

X. Conclusión

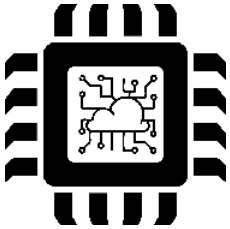
Se ha presentado un método general para la resolución de problemas secuenciales de automatismos eléctricos de control mediante la aplicación sistemática del circuito de autoenclavamiento, también conocido como marcha-parada (*start-stop*), para casos en que la máquina posea ciclos y movimientos independientes y para cuando sus movimientos forman una secuencia. Se han contemplado casos en los que los PLC no generan la secuencia esperada de activaciones, y se propusieron soluciones por inversión de orden de autoenclavamientos, por corte de cada autoenclavamiento por el siguiente y por detección de flancos sin alterar el orden.

Referencias

[1] E. Mandado, J. Acevedo, Serafín Pérez, Controladores lógicos y autómatas programables, 2ª ed. Barcelona: Marcombo Boixareu Editores 1992.

Eje Temático

Aplicaciones de Internet de las Cosas (IoT)



AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Control de filamentos empleados en impresión 3D mediante cámara ESP32 y Raspberry Pi

Rubén Sahuquillo Redondo
Departamento de Ingeniería Industrial, Escuela Superior de Ingeniería y Tecnología, Universidad de La Laguna. Apdo. 456. E-38200 San Cristóbal de La Laguna, Santa Cruz de Tenerife, Spain.
alu0101387451@ull.edu.es

Fernando Rivera-López
Departamento de Ingeniería Industrial, Escuela Superior de Ingeniería y Tecnología, Universidad de La Laguna. Apdo. 456. E-38200 San Cristóbal de La Laguna, Santa Cruz de Tenerife, Spain.
frivera@ull.es

Resumen - Este trabajo presenta un sistema para medición del diámetro de filamentos empleados en impresión 3D, mediante visión por ordenador, constituido por la cámara ESP32 CAM y el microordenador Raspberry Pi Zero W2. El estudio se centra en establecer un protocolo de comunicación entre ambos dispositivos, para el control y medición del diámetro de filamentos plásticos que son fabricados mediante una extrusora comercial. Una vez se establece la comunicación, se procede a la calibración del conjunto, lo que asegurará las lecturas correctas de los diámetros en tiempo real. Las lecturas obtenidas por este sistema permiten ir variando la velocidad de extrusión y la temperatura para tener un diámetro lo más próximo a 1.75 mm, valor que asegura su futuro uso como material de impresión la mayoría de las impresoras 3D que hay actualmente en el mercado.

Palabras Clave— Impresión 3D, filamentos, Raspberry Pi, ESP32 CAM, Visión por Computador, IoT

I. Introducción

El crecimiento de las extrusoras de escritorio para la producción casera de filamento para impresión 3D ha despertado un creciente interés en el reciclaje de plásticos con este propósito. Este enfoque no solo promueve la sostenibilidad, sino que también permite a los usuarios fabricar su propio material de impresión a bajo costo [1] [2] [3].

Para garantizar la calidad del filamento producido, resulta esencial monitorear su diámetro en tiempo real, pues una medición precisa permite ajustar los parámetros de extrusión en función del diámetro objetivo, mejorando la uniformidad y desempeño del filamento al momento de imprimir.

Gracias a los avances en visión por computador [4], hoy es posible implementar sistemas ópticos de bajo costo, como los basados en ESP32 CAM y Raspberry Pi, que permiten medir el diámetro del filamento mediante algoritmos de procesamiento de imagen ligeros y eficientes, combinando precisión, facilidad de implementación y uso, haciendo viable el control de calidad del filamento incluso en entornos domésticos.

En el presente trabajo se lleva a cabo la puesta a punto de una extrusora comercial para la fabricación de filamento plástico a partir de pellets. El estudio pretende garantizar la fabricación de un producto de buena calidad y con las dimensiones adecuadas que pueda ser empleado posteriormente en impresora 3D. Para ello, nos centramos en garantizar la estabilidad del filamento que es extruido y poder controlar en todo momento el diámetro de este. Este control se hace mediante el sistema cámara ESP32 y Raspberry Pi, cuya calibración y rutina de control es objeto del presente estudio. El proceso de calibración y medición se han llevado a cabo para los polímeros de PLA 3D850 y PLA puro, usados comúnmente en impresión 3D por FDM.

II. Materiales

El sistema propuesto se basa en la implementación de un cámara y un microordenador para la medición de filamentos para impresión 3D.

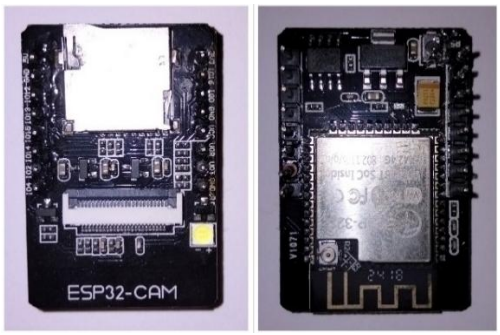


Fig. 1. ESP32 CAM

El módulo que controlará la cámara es el ESP32 CAM (ver Figura 1). Este módulo es programable desde el IDE de Arduino empleando un dispositivo FTDI. Incorpora un microcontrolador ESP32S de 32 bits, frecuencia de trabajo máxima de 160 MHz con una memoria RAM interna de 520 KB y una memoria PSRAM externa de 8 MB, lo que permite procesar imágenes de mayores resoluciones. Incluye conectividad inalámbrica Wifi, Bluetooth, así como UART, SPI, I2C y 9 pines GPIO. El módulo soporta diferentes cámaras. En este proyecto se ha empleado la cámara OV2640, que se muestra en la Figura 2, empleando tecnología CMOS y permitiendo una resolución máxima UXGA (1632x1232). Cuenta con una lente de ¼ in y un ángulo de visión de 25º. Se comunica con el microcontrolador mediante el bus SCCB (Serial Camera Control Bus) ya integrado y puede proveer hasta 15 FPS en resolución UXGA, 30 FPS en SVGA y hasta 60 FPS en CIF. Además, soporta varios espacios de color como RGB e YcbCr entre otros. Permite el ajuste de parámetros tales como brillo, contraste, saturación, auto exposición, balance de blancos, ganancia, etc.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

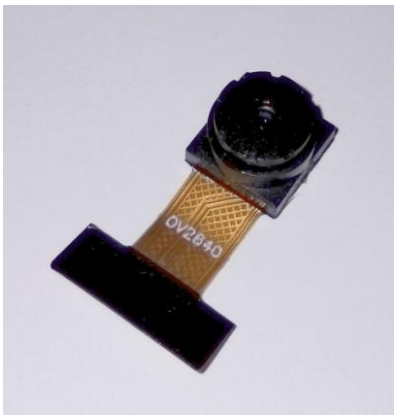


Fig. 2. Cámara OV 2640

El microordenador encargado de ejecutar los algoritmos de visión artificial para extraer el diámetro del filamento captado en imagen es una Raspberry Pi Zero W2 (ver Figura 3). Se trata de un microordenador que incorpora una CPU Cortex-A53, con una frecuencia de trabajo de hasta 1 GHz. Incluye memoria RAM de 512 MB y ofrece conectividad inalámbrica Wifi, Bluetooth además de UART, SPI, I2C y salida de video HDMI. Cuenta con 40 pines GPIO para múltiples propósitos y permite la conexión de diversas cámaras.

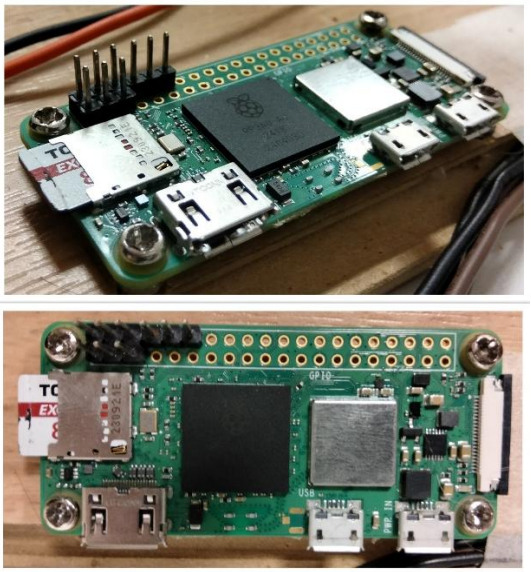


Fig. 3. Raspberry Pi Zero W2

Para este trabajo, se instaló el sistema operativo Linux sin entorno gráfico para la gestión del entorno de la Raspberry Pi Zero W2.

Además, el sistema consta de una serie de poleas y guías fabricadas por impresión 3D por las que pasará el filamento con el fin de mantener una distancia constante entre la lente y el filamento.

Por último, se hace uso de una caja opaca (también impresa en 3D) y de dos flexos con lux LED colocados estratégicamente que pueden encenderse o apagarse a voluntad, con el fin de garantizar una buena iluminación y calidad de imagen para realizar la medición.

III. Métodos

A. *Configuración física del sistema*

El sistema de medición se ha diseñado para capturar imágenes del filamento en condiciones controladas y repetibles. El filamento avanza horizontalmente a través de un conjunto de poleas y guías, que aseguran su correcta alineación frente al campo de visión de la cámara. La distancia entre el filamento y la cámara se mantiene constante para garantizar coherencia en la escala de medición. Se muestra una imagen del sistema de medición con la caja opaca en la Figura 4

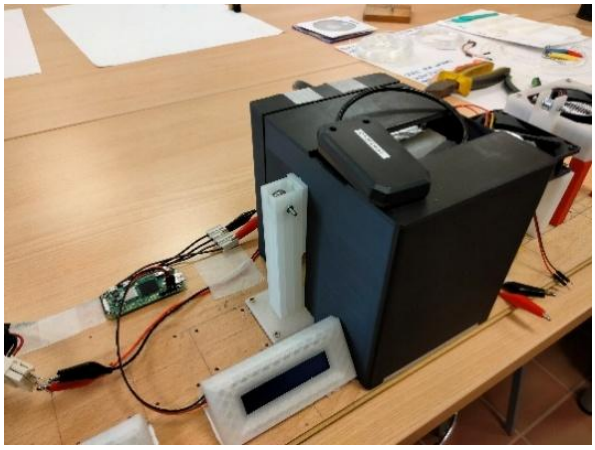


Fig. 4. Sistema de medición. (se observa la Raspberry Pi Zero W2, pantalla de visualización LCD, polea guía, y la caja que contiene la cámara).

El módulo ESP32 CAM está montado de forma fija y perpendicular al eje del filamento. Esta configuración, tal como se muestra en la Figura 5, permite visualizar el filamento de forma horizontal, permitiendo capturar una sección concreta del filamento sobre la cual realizar la medición del diámetro.

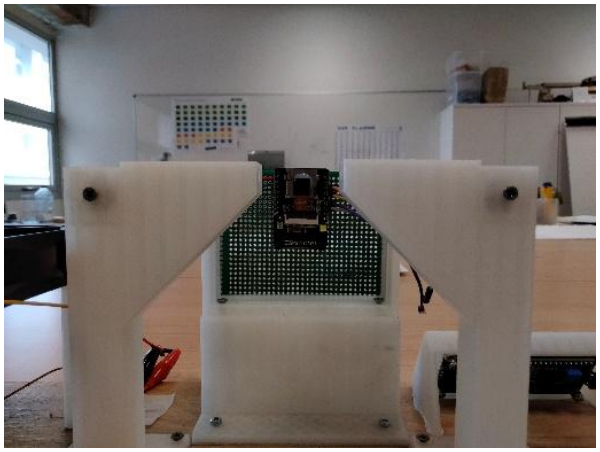


Fig. 5. Detalle del montaje de la ESP32 CAM y guías de filamento.

Para asegurar una iluminación uniforme y eliminar reflejos o sombras, se emplea una caja opaca que aísla el sistema de luz ambiente. En su interior, 2 flexos con luz LED proporcionan iluminación ajustable en función de la transparencia y brillo del filamento. La Figura 6 muestra en detalle la iluminación recibida por el filamento durante la medición y calibración

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025



Fig. 6. Detalle del filamento y del sistema de iluminación

B. *Comunicación*

El módulo ESP32 CAM actúa como servidor web, lo que permite acceder a su interfaz desde cualquier dispositivo conectado a la misma red Wifi.

El código que se sube al módulo ESP32 CAM y permite actuar a éste como servidor es el sketch por defecto denominado "CameraWebServer.ino". Éste genera una web donde se puede configurar la ESP32 CAM, así como tomar imágenes y video en directo.

Uno o múltiples clientes pueden acceder a esta, configurar la cámara y solicitar imágenes mediante peticiones HTTP. La Figura 7 muestra un esquema del protocolo de comunicación descrito

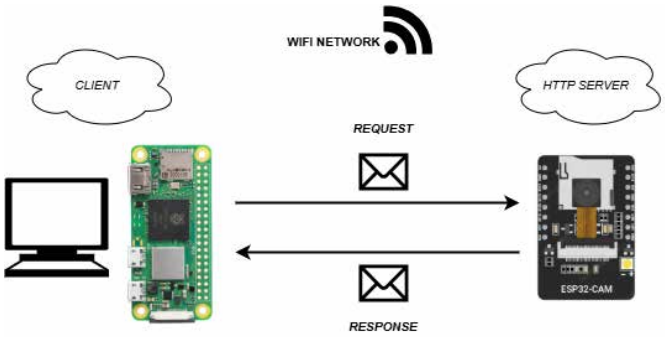


Fig. 7. Esquema de comunicación mediante peticiones HTTP del cliente y respuesta del servidor

C. *Flujogramas del sistema*

El sistema de medición del diámetro del filamento se basa en una arquitectura distribuida compuesta por 2 elementos de hardware interconectados: el módulo ESP32 CAM, responsable de la captura de imágenes, y una Raspberry Pi Zero W2, encargada del procesado de estas. Ambos dispositivos trabajan de forma coordinada mediante peticiones HTTP, lo que permite una implementación sencilla y escalable, pudiendo otros dispositivos realizar peticiones HTTP en paralelo. La estructura funcional del software en cada dispositivo, así como el flujo de algunas funciones críticas se ilustran en los diagramas mostrados en las figuras 8 a la 13.

El módulo ESP32 CAM funciona como un servidor web autónomo, gracias a un programa denominado "CameraWebServer.ino", basado en el ejemplo por defecto incluido en el entorno de desarrollo de Arduino IDE y desarrollado por Espressif Systems. Este código ha sido simplificado para ahorrar espacio y cómputo al ESP32 y convierte al microcontrolador en un servidor HTTP capaz de capturar imágenes bajo demanda, realizar pequeñas transformaciones en esta y transmitirlas a través de la red local.

El flujo general del programa se detalla en la Figura 8 que incluye la configuración de la cámara, así como la inicialización del servidor web.

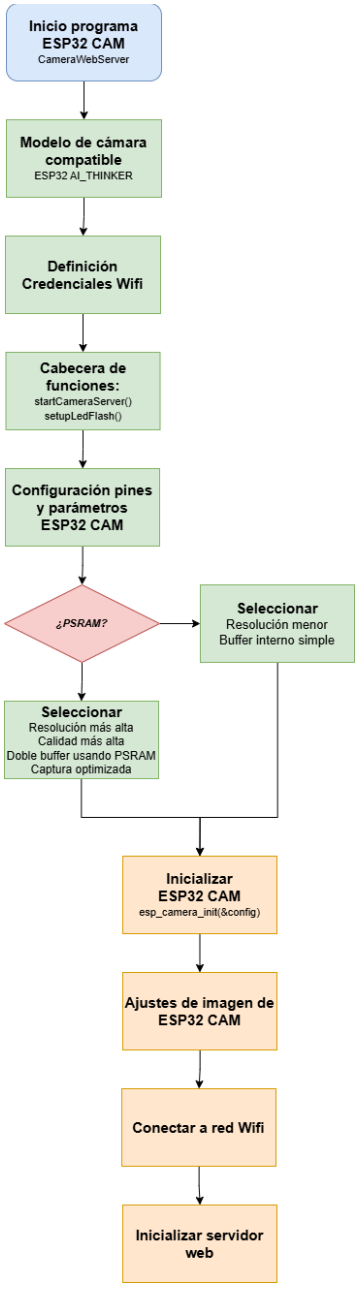


Fig. 8. Flujograma detalle de la función take_photo()

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

El núcleo del procesamiento y análisis de imagen se encuentra en el script denominado "DIAMETER_RASPBERRY.py", ejecutado en la Raspberry Pi Zero W2. Este programa configura los parámetros de la ESP32 CAM y realiza una calibración automática antes de iniciar un ciclo continuo de:

1. Petición de imágenes al servidor mediante HTTP (empleando para ello la librería request [5]).

2. Procesamiento de imagen usando la librería OpenCV [6] y NumPy [7], para la detección de bordes del filamento mediante el cálculo del gradiente de la imagen y una interpolación subpíxel.

3. Cálculo del diámetro y conversión de éste a milímetros mediante un factor de calibración.

4. Registro de los datos en un archivo .csv para su posterior su análisis (emplean la librería csv [8]).

5. Visualización del valor de diámetro en una pantalla LCD 1602, a través de la librería RPLCD.i2c [9].

Dado que el microordenador Raspberry Pi Zero W2 tiene recursos limitados, se prescinde de la visualización en tiempo real de la imagen para reducir la carga computacional, dejando tan solo la visualización del diámetro en pantalla LCD, permitiendo así un procesamiento ágil y continuo. El flujograma y estructura de este programa se puede visualizar en la Figura 9.

No obstante, si el script es ejecutado desde un hardware más potente (como una Raspberry Pi 4 o un ordenador) con pantalla, puede visualizarse la imagen en tiempo real junto con los contornos detectados, lo que permite un análisis más detallado de la sección y de la calidad del filamento, así como calibrar el sistema de forma más cómoda, con mínimas modificaciones al código.

Con el fin de proporcionar mayor claridad en la lógica del sistema, se han elaborado flujogramas específicos para algunas funciones críticas del proceso:

- La figura 10 recoge el proceso de petición de imagen por el programa principal, ilustrando la petición HTTPS, recepción del flujo JPEG y su conversión a matriz e imagen mediante cv2.imdecode(). Este proceso es realizado en la función take_photo().

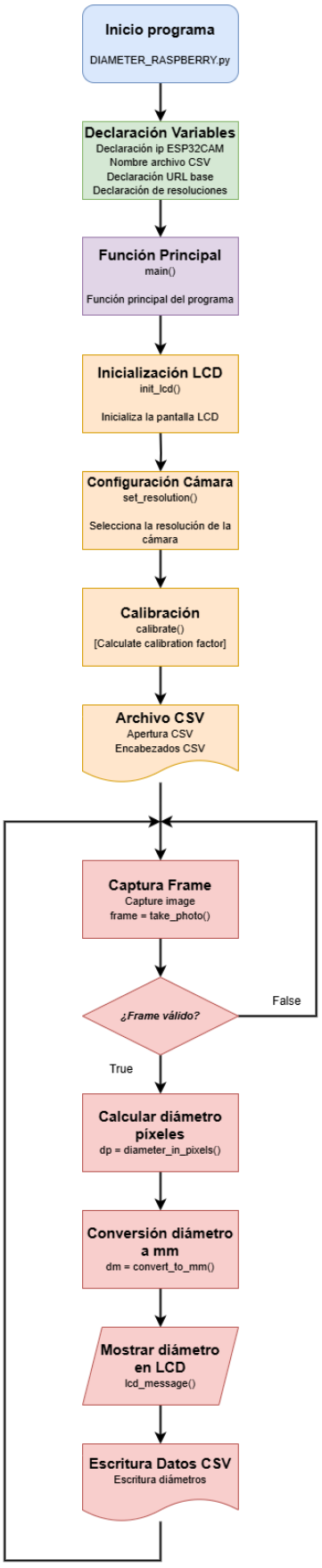


Fig. 9. Flujograma general del programa de medición "DIAMETER_RASPBERRY.py

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

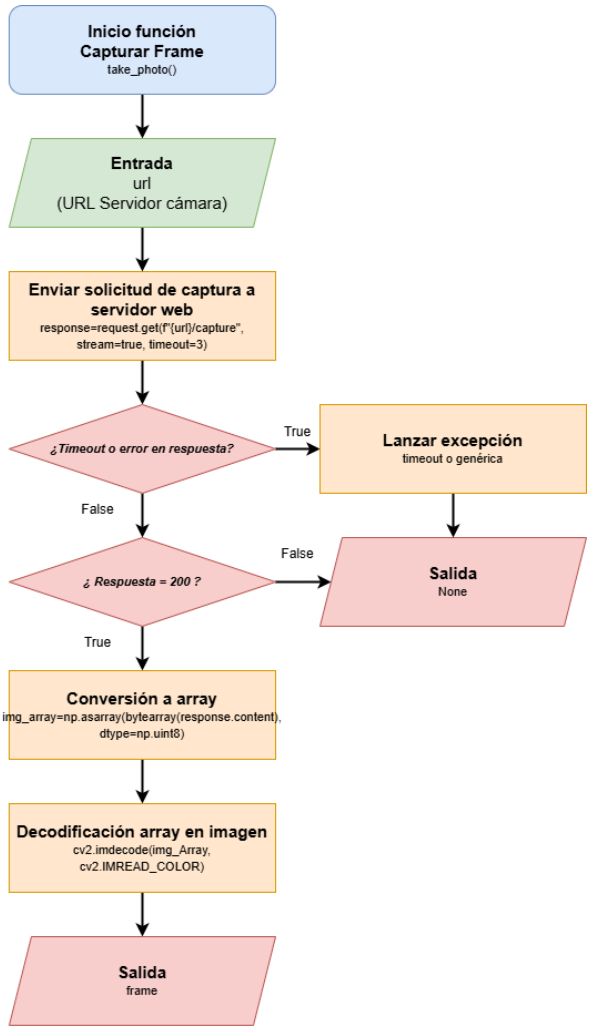


Fig. 10. Flujograma detalle de la función take_photo()

- La Figura 11 explica el proceso de procesamiento de imagen y detección de bordes, así como el cálculo del diámetro en píxeles, definiendo un ROI para ahorrar tiempo de cómputo y calculando el gradiente de intensidad a la columna central dentro del ROI. Se recoge también el proceso de detección de máximo y mínimo del gradiente (correspondiente con el borde superior e inferior respectivamente, ya que, en los bordes, el gradiente toma un valor elevado, positivo para el borde superior ya que se pasa de una intensidad baja a un alta, y negativo para el borde inferior, ya que el gradiente pasa de una intensidad alta a una baja) [4] y el cálculo del diámetro en bruto. Este proceso es llevado a cabo en la función diameter_in_pixels().

- La Figura 12 detalla el proceso de interpolación parabólica empleado para mejorar la precisión de la detección, ya que entorno a los bordes, los valores varían, pudiéndose aproximar sus valores a una parábola [10]. Este proceso es llevado a cabo en la función subpixel_peak().

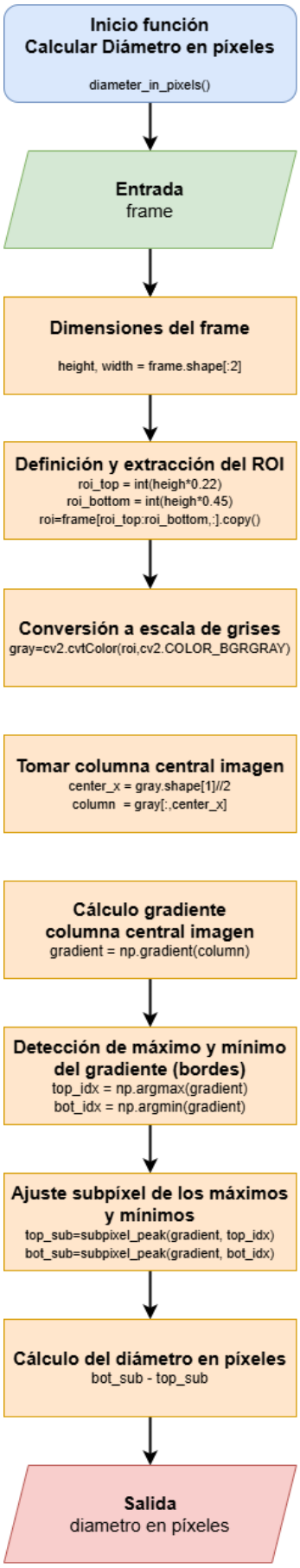


Fig. 11. Flujograma detalle de la función diameter_in_pixels()

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

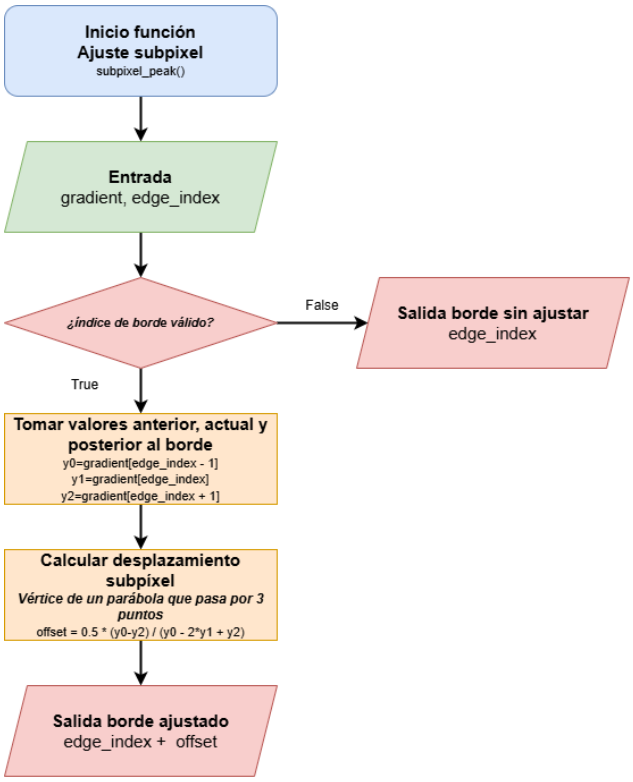


Fig. 12. Flujograma detalle de la función subpixel_peak()

El proceso de calibración es fundamental para garantizar la precisión en las mediciones del diámetro del filamento. Dicho procedimiento se encuentra descrito en el flujograma de la Figura 13. Para llevarlo a cabo, se utiliza un filamento patrón de diámetro conocido (1.75 mm), el cual se inserta cuidadosamente a través de las guías, poleas y orificios del sistema. Este diseño mecánico asegura una orientación estable y una distancia constante entre el filamento y la cámara, condiciones esenciales para mantener la consistencia en todas las mediciones posteriores.

Una vez ejecutado el programa, se activa el modo de auto calibración. Durante esta etapa, el sistema captura una serie de imágenes, sobre las cuales se calcula el diámetro del filamento en píxeles utilizando la función diameter_in_pixels(), previamente definida en el flujo principal del programa. Se realizan al menos cinco mediciones consecutivas, y a partir de ellas se calcula un promedio que permite obtener el factor de conversión (milímetros por píxel) que se utilizará en el resto del análisis.

Para garantizar la validez de la calibración, resulta imprescindible visualizar en pantalla la imagen capturada del filamento (ver Figura 14). Esta visualización permite verificar si la iluminación es adecuada o si requiere ajustes, especialmente en el caso de filamentos transparentes o semitransparentes, donde es frecuente la aparición de reflejos y sombras que podrían afectar la detección de bordes. En contraste, para filamentos opacos, por lo general no se requieren grandes modificaciones, salvo asegurar una iluminación uniforme, constante y sin interferencia de luz ambiente.

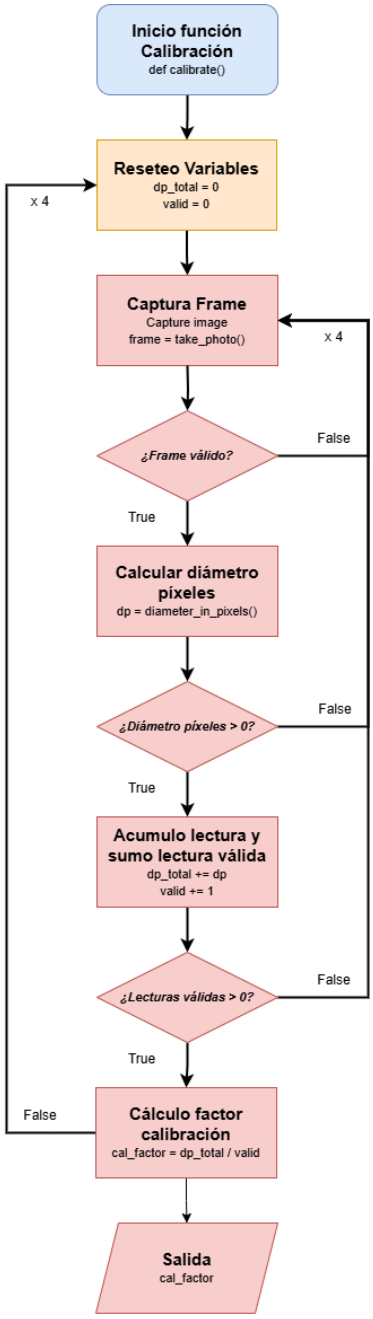


Fig. 13. Flujograma detalle de la función de calibración



Fig. 14. Imagen capturada desde la ESP32 CAM siendo medida en un ordenador que permite visualización del filamento

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

IV. Pruebas y resultados

Con el objetivo de validar la precisión y fiabilidad del sistema propuesto, se realizaron tres series de mediciones sobre diferentes muestras de filamento PLA extruido por un sistema de extrusión de escritorio en tiempo real.

Los resultados obtenidos por el sistema de medición automatizado fueron contrastados con mediciones manuales realizadas con un calibrador digital (pie de rey), posteriormente al proceso de extrusión. Dado que el sistema de medición proporciona la marca temporal de cada lectura, en teoría sería posible determinar el punto exacto de la extrusión en el que fue tomada cada medida, calculando la posición a partir de la velocidad de extrusión. Sin embargo, al no contar con un control preciso de la velocidad en la extrusora disponible en el laboratorio, se optó por realizar mediciones manuales en puntos equiespaciados del filamento. Esta estrategia permitió evaluar el margen de error y repetibilidad del sistema bajo condiciones reales de operación.

Para determinar si las discrepancias observadas con respecto al valor nominal de 1,75 mm se debían a errores del sistema de medición o a variaciones propias del proceso de extrusión, se llevó a cabo una cuarta serie de mediciones utilizando filamento comercial de calidad controlada (PLA 3D850). Este filamento, ya extruido de fábrica, se empleó como referencia para evaluar el desempeño del sistema bajo condiciones ideales y libres de variabilidad de proceso. Antes de cada serie, se repitió el procedimiento de calibración del sistema de visión.

La Figura 15 muestra un gráfico con las lecturas capturadas por el sistema de visión artificial a lo largo de 3 series (S1, S2, S3) realizadas durante el proceso de extrusión de filamento PLA 3D850 y una cuarta serie (S4) realizadas con filamento comercial.



Fig. 15. Gráfico de dispersión con las lecturas de las 3 series de filamento PLA 3D850 producidas en el proceso de extrusión y la serie de mediciones con filamento comercial

Los datos obtenidos fueron sometidos a análisis estadístico para determinar parámetros clave como la media, desviación típica, mediana y moda y se muestran en las tablas I y II, para mediciones con cámara y con calibre respectivamente.

TABLA I. Parámetros calculados (Mediciones cámara) del filamento PLA 3D850

Parámetro	*Serie 1*	*Serie 2*	*Serie 3*	*Comercial*
Media	1,718	1,757	1,770	1,752
Desviación Típica	0,048	0,044	0,038	0,016
Mediana	1,725	1,760	1,770	1,750
Moda	1,760	1,760	1,770	1,750

TABLA II. Parámetros calculados (Mediciones Calibre) del filamento PLA 3D850

Parámetro	*Serie 1*	*Serie 2*	*Serie 3*	*Comercial*
Media	1,733	1,768	1,788	1,751
Desviación Típica	0,030	0,023	0,054	0,008
Mediana	1,735	1,770	1,800	1,750
Moda	1,700	1,770	1,800	1,750

Durante el proceso de extrusión, las tres primeras series presentan una mayor variabilidad en las mediciones, reflejada en desviaciones típicas más elevadas tanto para la cámara como para el calibrador. Por ejemplo, en la Serie 1, la cámara registró una media de 1,718 mm con desviación de 0,048 mm, mientras que el calibrador midió 1,733 mm con desviación de 0,030 mm. Estas fluctuaciones son indicativas de las variaciones naturales del proceso de extrusión, donde factores como temperatura y velocidad pueden no estar completamente controlados. El sistema de visión captura estas variaciones de forma sensible, aunque con una ligera tendencia a subestimar el diámetro promedio en comparación con el calibrador.

En contraste, la Serie 4, realizada sobre filamento comercial ya extruido y con diámetro nominal controlado, muestra resultados mucho más estables y precisos. La cámara reportó una media de 1,752 mm con desviación de 0,016 mm, y el calibrador una media de 1,751 mm con desviación de 0,008 mm. Además, la mediana y la moda coinciden en ambos métodos en 1,750 mm, lo que confirma la exactitud y fiabilidad del sistema de medición automatizado cuando las condiciones son ideales.

Las diferencias observadas en las primeras tres series no son atribuibles únicamente a errores de medición, sino que reflejan variaciones reales del proceso de extrusión. La alta concordancia en la serie de filamento comercial confirma que el sistema de visión es preciso y confiable. La leve subestimación sistemática detectada puede corregirse mediante una calibración más fina. En conjunto, el sistema automatizado demuestra ser una herramienta eficaz para el monitoreo en tiempo real del diámetro del filamento, capaz de identificar variaciones del proceso y contribuir a mejorar la calidad del producto final.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

V. Conclusiones

En el presente estudio se ha conseguido una correcta calibración de los filamentos de PLA3D850, extruidos a partir de pellets. Para ello ha implementado con éxito el sistema compuesto por una cámara ESP32 y Raspberry Pi, que proporcionan en cada momento la medida del diámetro del filamento que se está fabricando.

Durante el proceso de fabricación, se ha optimizado el sistema para obtener un filamento próximo a 1.75 mm de diámetro, con una calidad semejante al que se comercializa ya fabricado y se ha comprobado la precisión del sistema.

Los resultados del presente trabajo servirán de base para fabricación de filamento a partir de otros tipos de polímeros También, estos resultados, tan prometedores, abren la puerta a la posibilidad la fabricación, a nivel usuario, de filamento a partir de residuos plásticos, lo cual es de sumo interés de cara a una impresión 3D más ecológica y sostenible.

VI. Agradecimientos

Este trabajo ha sido parcialmente financiado por el Plan Propio de Investigación 2022 de la Universidad de La Laguna a través de Proyectos Dirigidos por Noveles Investigadores/as (2022/20258), y por el Proyecto ProID2024010034 financiado por la Agencia Canaria de Investigación, Innovación y Sociedad de la Información (ACIISI) y el Fondo Europeo de Desarrollo Regional (FEDER). Rubén Sahuquillo agradece al Ministerio de Educación, Formación Profesional y Deportes por la Beca de Colaboración.

VII. Referencias

[1] S. Kumar, A. M. A. Zaidi, R. D. Sahu, D. Pathak, y H. Kaur, “Additive Manufacturing: State-of-the-Art, Challenges and Applications,” *Materials Today: Proceedings*, vol. 80, pp. 2580–2585, 2023, doi: 10.1016/j.matpr.2023.03.436.

[2] M. Zeleke *et al.*, “Developing Filament Extruder and Characterization of Recycled HDPE for 3D Printing Filament Material,” *SSRN*, 2023. [En línea]. https://ssrn.com/abstract=4441233

[3] T. Hachimi *et al.*, “Design and Manufacturing of a 3D Printer Filaments Extruder,” *Procedia Structural Integrity*, vol. 33, pp. 907–916, 2021.

[4] J.Duque Domingo, J. Gómez García-Bermejo y E.Zalama Casanova, *Visión Artificial. Componentes de los sistemas de visión y nuevas tendencias en Deep Learning*, 1ª ed., Madrid, España: RA-MA, May 24, 2024, 498 p. ISBN: 978-84-10181-67-0.

[5] K. Reitz et al., *Requests: HTTP for Humans*, Requests: HTTP for Humans, 2023. [En línea]. Disponible:https://docs.python-requests.org/[Accedido: 11-jun-2025].

[6] OpenCV Team, *OpenCV: Open Source Computer Vision Library*, OpenCV, 2024. [En línea].Disponible: https://docs.opencv.org/ [Accedido: 11-jun-2025].

[7] NumPy, *NumPy user guide*, 2024. [En línea].Disponible: https://numpy.org/doc/stable/user/index.html#user [Accedido: 11-jun-2025].

[8] Python Software Foundation, *csv — CSV File Reading and Writing*, 2024. [En línea]. Disponible:https://docs.python.org/3/library/csv.html [Accedido: 11-jun-2025].

[9] [9] D. Bargen, *RPLCD Documentation, Release 1.3.0*, 2021. [En línea]. Disponible: https://rplcd.readthedocs.io/en/latest/ [Accedido: 11-jun-2025].

[10] Mikulastik, Patrick & HÖver, Raphael & Urfalioglu, Onay. (2008). Error analysis of subpixel edge localisation, doi: 10.1007/978-0-387-72500-0_10.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Diseño e implementación preliminar de sistema Plug and Play basado en el microcontrolador PIC18F4550

Ransel Camacho Chavarría
Escuela de Ingeniería Electrónica
Universidad Técnica Nacional
Alajuela, Costa Rica
0009-0005-1451-3231

***Abstract*—En este documento se presenta y analiza el diseño e implementación de un sistema Plug and Play basado en el microcontrolador PIC18F4550 para la identificación y visualización automática de sensores mediante memorias EEPROM I²C. La arquitectura modular permite la integración de sensores como el DHT11 y el HC-SR04, además con la integración de una interfaz gráfica qe sirva como parámetro de escalabilidad futura del diseño.**

***Index Terms*—PIC18F4550, sistema Plug and Play, bus I²C, sensores DHT11, HC-SR04, memoria EEPROM AT24C32, interfaz gráfica en Python, monitoreo sensórico, escalabilidad, arquitectura modular.**

I. Introducción

Este proyecto se centra en el diseño e implementación de un sistema Plug and Play basado en el microcontrolador PIC18F4550, orientado a la detección automática de sensores mediante el protocolo I²C y memorias EEPROM externas AT24C32. Esta arquitectura permite la identificación dinámica de módulos de sensores (como DHT11 para temperatura y humedad, y HC-SR04 para distancia), conectados al sistema mediante una interfaz común, eliminando la necesidad de configuración manual o reprogramación de firmware al realizar cambios de hardware.

El enfoque se basa en la conexión de múltiples módulos de sensores, cada uno con una memoria EEPROM AT24C32 que almacena un identificador único que describe el tipo de sensor. Estas memorias, compatibles con el protocolo I²C, comparten los mismos buses SCL y SDA, pero se les asignan direcciones diferentes mediante la configuración de los pines de dirección (A0-A2). Esto permite la comunicación individual desde el microcontrolador. El microcontrolador se encarga de escanear el bus I²C, leer el contenido de la memoria y activar automáticamente las funciones correspondientes al sensor detectado, ya sea leyendo datos ambientales de un DHT11 o midiendo distancias mediante el pulso ultrasónico del HC-SR04.

II. Objetivos

A. Objetivo general

Diseñar e implementar un sistema modular para la detección automática de sensores utilizando el microcontrolador PIC18F4550 mediante el protocolo I²C con el propósito de identificar dispositivos bajo un enfoque Plug and Play estableciendo una comunicación serial RS232 con una interfaz gráfica para visualizar y facilitar el censado de los sensores garantizando la flexibilidad, escalabilidad y facilidad de integración en sistemas embebidos.

B. Objetivos Específicos

1) Implementar la comunicación I²C entre el microcontrolador PIC18F4550 y las memorias externas AT24C32.
2) Desarrollar e implementar una librería modular en lenguaje de programación C para lectura y escritura de datos en memorias EEPROM AT24C32, compatible con el microcontrolador PIC18F4550.
3) Diseñar circuitos electrónicos para sensores DHT11 y HC-SR04 integrando cada uno con su respectiva memoria EEPROM.
4) Configurar la comunicación serial RS232 en el PIC18F4550.
5) Desarrollar una interfaz gráfica en Python.
6) Explorar la escalabilidad del sistema Plug and Play mediante la incorporación dinámica de múltiples sensores al bus I²C, permitiendo la lectura secuencial e identificación autónoma de cada módulo.

III. Fundamentos teóricos

A. Protocolo de comunicación I²C

El protocolo I²C (Inter-Integrated Circuit), creado originalmente por Philips (actualmente NXP), es un sistema de comunicación serial síncrona que utiliza únicamente dos líneas: SDA para datos y SCL para la señal de reloj [1]. Cada dispositivo conectado al bus posee una dirección única de 7 bits, lo que permite, en teoría, integrar hasta 127 dispositivos esclavos bajo una arquitectura maestro-esclavo. Estas propiedades hacen que el I²C sea especialmente adecuado para aplicaciones embebidas con limitaciones de pines, como aquellas que emplean microcontroladores de 8 bits [2]. En el PIC18F4550, la comunicación I²C está controlada por el módulo Master Synchronous Serial Port (MSSP), que se puede

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

configurar en modo maestro o esclavo y admite velocidades estándar (100 kHz) y altas velocidades (hasta 400 kHz) [3].

B. EEPROM AT24C32 y direccionamiento de sensores

La memoria EEPROM AT24C32, disponible por fabricantes como Microchip, cuenta con una capacidad de 32 Kbits (equivalente a 4096 bytes), distribuidos en 512 páginas de 8 bytes cada una.

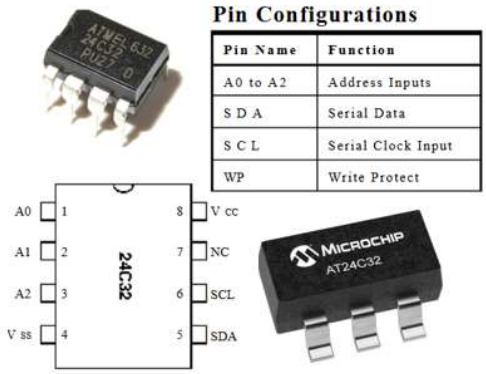


Fig. 1. Distribución de pines para la memoria EEPROM 24C32 (Microchip Technology Inc y Atmel. Corp)

Su acceso requiere el envío de dos bytes para direccionar internamente la memoria. Esta memoria es compatible con el protocolo I²C y permite configurar múltiples direcciones mediante los pines A0 a A2, lo que la convierte en una opción adecuada para identificar de forma única sensores dentro de sistemas modulares [4].

La incorporación de estas memorias permite desarrollar un sistema Plug and Play funcional y eficiente, en el cual el microcontrolador accede a la EEPROM al inicio para identificar el sensor conectado y activar dinámicamente la rutina de lectura específica. Este enfoque modular favorece la escalabilidad del sistema sin requerir modificaciones en el firmware principal.

S. Axelson menciona que el uso de EEPROMs externas como identificadores únicos de periféricos es una técnica extendida en sistemas que buscan autonomía en la configuración, como ocurre en buses SMBus y protocolos como PMBus.[5]

En este proyecto se emplean sensores como el DHT11 (temperatura/humedad) y el HC-SR04 (ultrasónico), los cuales no se comunican por I²C, pero son integrables al sistema gracias al esquema de detección por EEPROM externa. Cada sensor incluye una EEPROM AT24C32 con un ID y tipo codificado, el cual se lee al inicio por el microcontrolador.

Esta lógica permite reutilizar el mismo bus de datos (SDA/SCL) para múltiples sensores, independientemente del protocolo que usen internamente. Es decir, el sistema reconoce el tipo de sensor mediante su EEPROM, y luego activa las rutinas GPIO, PWM o captura que correspondan.

C. Comunicación serial por medio de protocolo RS232 con el PIC18F4550

El protocolo RS232, definido por la EIA en la década de 1960, es un método de comunicación asíncrona que utiliza niveles de voltaje diferencial para transmitir información binaria. A pesar de que actualmente se emplea comúnmente con niveles TTL a través de adaptadores USB-TTL, continúa siendo una solución válida y eficaz para la supervisión de datos en aplicaciones de sistemas embebidos [6].

El PIC18F4550 incluye un módulo USART (Enhanced Universal Synchronous/Asynchronous Receiver Transmitter), que permite la comunicación serial de forma confiable.[3] configurando parámetros como velocidad de baudios, bits de datos y paridad, esta interfaz es fundamental para transmitir a una PC los datos leídos desde los sensores, que luego serán procesados o visualizados por software.

D. Interfaz gráfica con Python

El sistema, desarrollado en Python, utiliza bibliotecas como PySerial, Tkinter y ttkbootstrap para generar una interfaz gráfica de usuario (GUI) capaz de recibir, mostrar y almacenar datos del microcontrolador en tiempo real.[7] Esta arquitectura permite que incluso un usuario sin conocimientos técnicos interactúe con el sistema de sensores mediante gráficos, campos de texto, pantallas y botones de control. El desarrollo de interfaces gráficas basadas en protocolos seriales permite extender los sistemas embebidos hacia plataformas industriales, IoT o educativas, gracias a su bajo costo de implementación.[8] esto es un aspecto a considerar si tenemos en cuenta lo siguiente.

E. Escalabilidad y modularidad

El diseño permite añadir nuevos sensores al sistema simplemente añadiendo una nueva EEPROM con un ID único y una rutina de firmware asociada. Esta escalabilidad se inspira en sistemas como USB, donde cada dispositivo se identifica a sí mismo, y representa una estrategia eficaz para sistemas educativos, industriales o experimentales.

IV. Resultados

En una etapa inicial, se procedió con el diseño y la implementación de módulos de prueba independientes, cada uno conformado por un sensor específico y una memoria EEPROM externa del tipo I²C (modelo AT24C32).

Esta metodología permitió dotar a cada sensor de una capacidad de identificación autónoma, gracias a la lectura de los datos previamente almacenados en su memoria EEPROM correspondiente, eliminando la necesidad de configuración manual desde el microcontrolador central.

Para lograr esto, se asignaron direcciones I²C únicas a cada memoria y se estructuró internamente una cabecera de identificación. Esta cabecera contenía información esencial que permitía asociar automáticamente el sensor conectado con su respectiva rutina de adquisición y procesamiento. El enfoque modular no solo facilitó la validación funcional de cada unidad por separado, sino que también demostró la viabilidad de expandir el sistema. Al compartir todos los módulos el mismo

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

bus I²C, se confirmó que es posible integrar múltiples sensores en paralelo sin conflictos de comunicación, siempre que se respeten las direcciones únicas de cada dispositivo.

A2	A1	A0	I²C (7 bits)	I²C (8 bits)
0	0	0	0x50	0xA0
0	0	1	0x51	0xA2
0	1	0	0x52	0xA4
0	1	1	0x53	0xA6
1	0	0	0x54	0xA8
1	0	1	0x55	0xAA
1	1	0	0x56	0xAC
1	1	1	0x57	0xAE

TABLA I. Direcciones I²C según configuración de pines A2, A1 y A0

A continuación, se presenta el diseño esquemático del módulo con sensor DHT11.

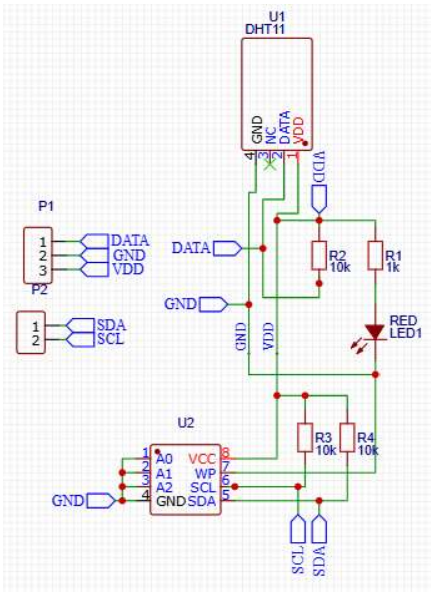


Fig. 2. Esquemático del módulo 1 DHT11

El esquema de diseño (véase Figura 2) incorpora al sensor DHT11 como componente principal de medición, conectado al microcontrolador a través del protocolo I²C

El diseño modular representa un avance significativo en términos de escalabilidad y mantenibilidad del sistema, al permitir que cada módulo pueda ser fabricado, probado y reemplazado de forma independiente.

El segundo módulo diseñado corresponde a la integración de un sensor ultrasónico HC-SR04 con una memoria EEPROM AT24C32 mediante el protocolo I²C, replicando el enfoque modular propuesto para el sistema Plug and Play

Con el objetivo de integrar de manera eficiente todos los módulos de sensores desarrollados, se implementó una placa base centrada en el microcontrolador PIC18F4550, el cual

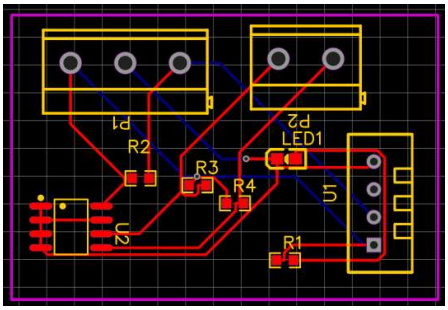


Fig. 3. PCB para el módulo 1 DHT11

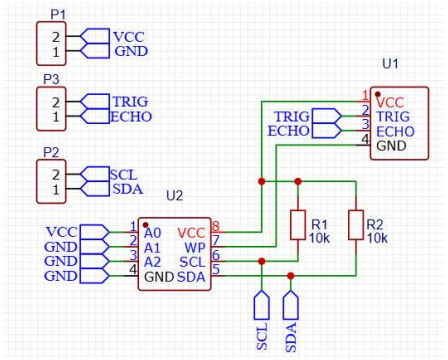


Fig. 4. Esquemático para el módulo 2 HC-SR04 sensor de distancia ultrasónico

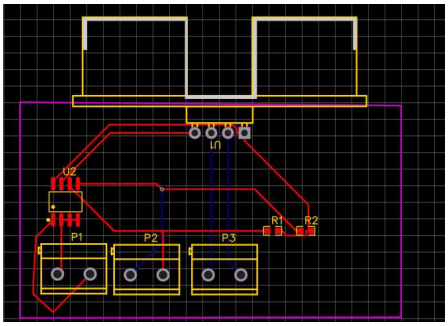


Fig. 5. PCB para el módulo 2 HC-SR04 sensor de distancia ultrasónico

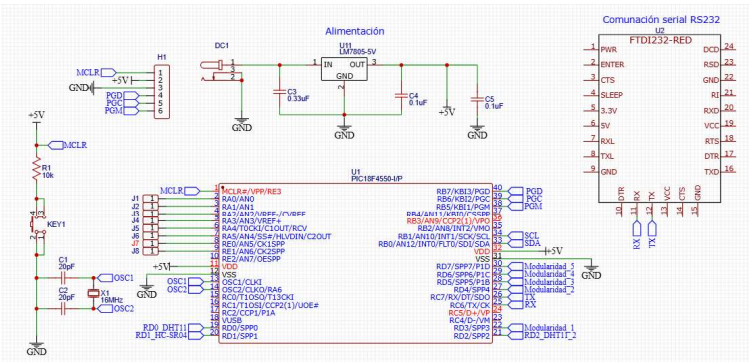


Fig. 6. Esquemático de la placa principal basado en el PIC18F4550 control y comunicación

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

cumple funciones de adquisición, procesamiento y transmisión de datos. Esta tarjeta está diseñada para recibir e interpretar la información proveniente de los sensores conectados al bus I²C, y facilitar su envío hacia una computadora a través de un módulo de conversión USB a RS232 (FTDI FT232).

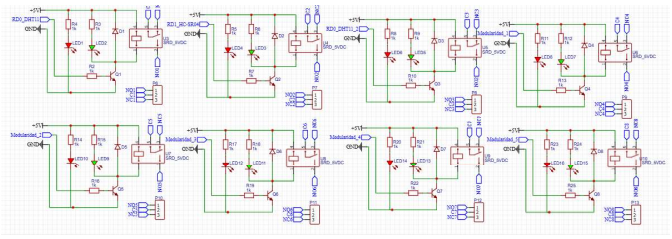


Fig. 7. Esquemático de la placa principal basado en el PIC18F4550 potencia

El sistema de potencia está basado en una arquitectura de control escalable mediante relés, diseñada para conmutar cargas externas tanto en corriente alterna como directa, según las señales obtenidas por los sensores y la lógica definida en el microcontrolador PIC18F4550. esta etapa también se puede realizar con un módulo relé.

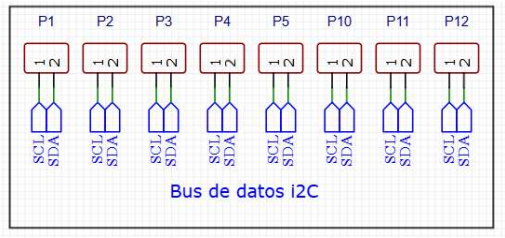


Fig. 8. Esquemático de la placa principal basado en el PIC18F4550 bus de comunicación I²C

El módulo de comunicación I²C permite la conexión escalable de múltiples sensores y periféricos mediante un bus de datos compartido. Para ello, se implementó una disposición en paralelo de las conexiones (P1 a P12), donde cada punto de conexión proporciona las líneas de datos (SDA) y de reloj (SCL) necesarias para la comunicación síncrona.

A. *Interfaz gráfica*

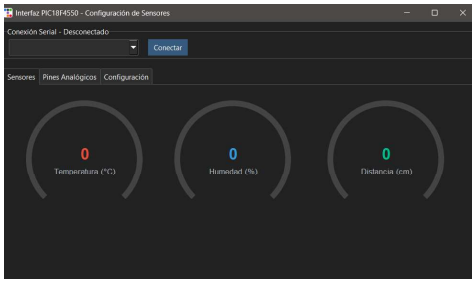


Fig. 9. Pestaña de visualización de los sensores DHT11 y HC-SR04

Para reforzar el enfoque modular y la escalabilidad del sistema basado en el microcontrolador PIC18F4550, he implementado una interfaz gráfica que integra las características de un sistema Plug and Play. Esta interfaz no solo permite la conexión serial automática con el microcontrolador, sino que también incluye una pestaña dedicada a la detección dinámica de sensores conectados a través del bus I²C. En la

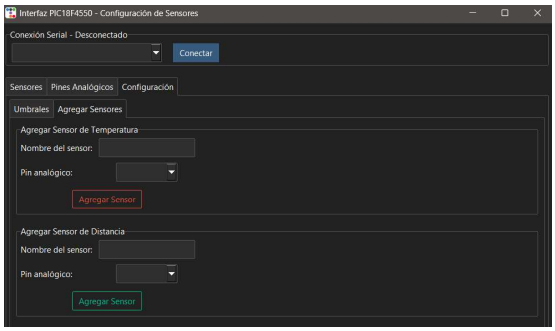


Fig. 10. Pestaña de agregar sensores para la visualización gráfica de las conexiones del PIC

pestaña ”Sensores Agregados”, el sistema presenta una interfaz intuitiva que permite al usuario registrar nuevos sensores de temperatura y distancia visual.

Esta funcionalidad está orientada, por el momento, a facilitar la organización y documentación del cableado físico en proyectos modulares. Es decir, permite asociar un nombre identificativo al sensor y vincularlo a uno de los pines analógicos disponibles del microcontrolador PIC18F4550, que sirve como representación gráfica de la conexión del hardware.

Aunque actualmente no se realiza ninguna configuración automática a nivel de firmware del PIC, esta sección sienta las bases para una futura implementación del reconocimiento dinámico.



Fig. 11. Pestaña de umbrales para los módulos de prueba

La pestaña ”umbrales” permite establecer los umbrales mínimos y máximos de temperatura y distancia que utilizará el sistema para interpretar los datos del sensor DHT11 (temperatura) y del sensor ultrasónico HC-SR04 (distancia).

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

V. Conclusiones

1) El diseño implementado permite la integración dinámica de sensores mediante una arquitectura Plug and Play basada en el microcontrolador PIC18F4550 y memoria EEPROM I²C. Esta arquitectura facilita la identificación automática de sensores y su activación, sin necesidad de reprogramarlos.
2) El sistema desarrollado está estructurado en módulos independientes, cada uno compuesto por un sensor (como el DHT11 o el HC-SR04) y una memoria EEPROM I²C (modelo AT24C32). Esta configuración permite identificar automáticamente cada sensor al conectarse al bus, lo que permite al microcontrolador activar dinámicamente la rutina correspondiente.
3) La interfaz gráfica desarrollada en Python con ttkbootstrap no solo permite visualizar los valores medidos de temperatura, humedad y distancia en tiempo real, sino que también incorpora pestañas para la configuración de paraguas, escaneo de pines y registro de sensores conectados.
4) A través del protocolo RS232, se habilita la modificación dinámica de los parámetros umbral de los sensores.
5) Aunque por el momento sólo tiene una función representativa, la pestaña “Sensores Agregados” permite registrar la conexión física (número y pin analógico) de los nuevos sensores.

Referencias

[1] NXP Semiconductors, “UM10204 I2C-bus specification and user manual,” Rev. 6, Apr. 2014.
[2] S.Sivakumar and M.Uma, “Implementation of I2C protocol using Verilog,” IJERA, vol. 3, no. 4, pp. 2435–2439, 2013.
[3] Microchip Technology Inc., “PIC18F4550 Datasheet,” DS39632E, 2009.
[4] Microchip Technology Inc., “24AA32A/24LC32A Datasheet,” DS21713C, 2007.
[5] S. Axelson, Embedded Systems Interfacing for Engineers Using the Freescale HCS08 Microcontroller, Elsevier, 2009.
[6] W. Stallings, Data and Computer Communications, 9th ed., Pearson, 2011.
[7] Python Software Foundation, “PySerial Documentation,” [Online]. Available: https://pyserial.readthedocs.io
[8] A. Dawson, Python Programming for Raspberry Pi, Sensor and Display Interface, Packt Publishing, 2016

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Refuncionalización de Limnímetros para Medición en Tiempo Real del Nivel del Agua en Zonas de Interés Productivo

1st Leonardo J. Navarría
Grupo de Investigación y Desarrollo
en Radiofrecuencia e Instrumentación
Facultad de Ciencias Astronómicas y Geofísicas
Universidad Nacional de La Plata
Paseo del Bosque s/n B1900FWA
La Plata, Buenos Aires, Argentina
lnavarria@fcaglp.unlp.edu.ar
ORCID 0000-0002-1061-4896

2nd Facundo Ireba
Dirección de Planes Hídricos, Monitoreo y Alerta
Autoridad del Agua
Ministerio de Infraestructura y Obras Públicas
Gobierno de la Provincia de Buenos Aires
La Plata, Buenos Aires, Argentina
facundo.ireba@ing.unlp.edu.ar

***Abstract*—Este trabajo tiene como objetivo mostrar la actualización de equipos que permiten medir la altura de columnas de aguas que registran los niveles de lagunas, arroyos, ríos, etc. Estos equipos son conocidos con el nombre de limnígrafos. La adquisición de los datos en tiempo real permite observar en todo momento el comportamiento de los niveles de crecidas y bajantes de columnas de agua. El equipo original empleaba una sonda y un registrador, al cual solamente se podían acceder a los datos en el punto de la medición y de forma asincrónica, utilizando una conexión RS 232, resultando actualmente obsoleto e impráctico. En este trabajo se detalla una actualización de la adquisición y transmisión de datos, además de la forma de visualizarlos en tiempo real con un dashboard propietario.**

***Index Terms*—Limnígrafo, adquisición, transmisión, GPRS, IoT**

I. Introducción

El agua es esencial para el desarrollo de la vida humana en la tierra. Está íntimamente ligada a la calidad de vida mediante la producción, su impacto en la actividad económica, su presencia en desastres naturales y su soporte vital para los seres humanos.

La importancia de medir el nivel del agua en el cauce de los ríos y arroyos resulta vital para varios agentes de la sociedad, tales como organizaciones gubernamentales, las empresas agrícolas - ganaderas y las poblaciones aledañas a cursos de aguas, quienes utilizan los datos adquiridos para generar información pertinente a sus intereses. En el caso particular de la Provincia de Buenos Aires, el acceso a estos datos representa la posibilidad de generar modelos hidrológicos de las cuencas en distintos lugares del territorio, cuya finalidad recae en aumentar la productividad de varios sectores económicos. También, la medición del nivel del agua es un componente fundamental para los sistemas de alerta temprana (SAT), responsables de prevenir y disminuir el impacto fatal de los desastres naturales.

El presente trabajo aborda la refuncionalización y modernización de un sistema de limnígrafos ubicados en Guaminí y General Lamadrid, municipios de la Provincia de Buenos Aires. Los equipos instalados resultan ser obsoletos debido a que la adquisición de datos debe ser realizada en el mismo sitio donde están colocados, siendo éste un método poco práctico para recolectar mediciones. La solución propuesta busca reutilizar la sonda ya existente, incorporando un microcontrolador actuando como adquisidor de datos y un módem GPRS para la transmisión de los mismos hacia una base de datos ubicada en el organismo responsable de los limnígrafos. Además, se prevé la instalación de un panel fotovoltáico, un controlador y una batería para resolver la alimentación de los módulos. De esta manera, no sólo se resuelve la cuestión económica ligada al combustible y tiempo invertido por los encargados de físicamente tomar los datos de los limnígrafos, sino que también el sistema adquiere la capacidad de realizar mediciones en tiempo real, pudiendo ser monitoreado desde el organismo que así lo requiera.



Fig. 1. En azul se muestran las ubicaciones de interés para la instalación de los sensores

II. Funcionamiento del Limnígrafo

La ley de Pascal permite saber que la presión ejercida por una columna de agua es dependiente de la altura a la que se

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

encuentra el punto de medición. Este enunciado se evidencia en la siguiente fórmula:

$$p(h) = \rho \cdot g \cdot h + p_0$$

Donde, h es la altura de la columna de agua, g es la fuerza gravitacional, ρ es la densidad del agua y p_0 es la presión atmosférica.

De este modo, se puede aprovechar esta relación entre la presión en la columna de agua y su altura para poder inferir sobre el nivel del agua, debido a que frente a la presencia de un mayor nivel de agua, mayor será la presión en el punto de medición.

Para poder medir la presión, los instrumentos de medición de nivel suelen implementar galgas extensiométricas (strain gauge), que basadas en la ley de Hooke, modifican su resistencia eléctrica frente a una fuerza aplicada sobre las mismas. La relación se puede ver mediante el llamado factor de galga (GF):

$$GF = \frac{\Delta R/R}{\Delta L/L}$$

El numerador de la fórmula representa la variación en resistencia eléctrica mientras que el denominador representa la variación en el alargamiento del material que recibe la presión de la fuerza.

De esta forma, se puede ver que la columna de agua ejerce presión sobre la galga, cambiando su resistencia eléctrica, estableciendo una relación final entre el nivel del agua y una variación en el valor de la resistividad R, de modo que podría utilizarse un circuito de acondicionamiento y sensado para transformar este cambio de resistencia en una tensión, pudiendo ser utilizada para medir directamente con un voltímetro o convertida al dominio digital con un CAD.

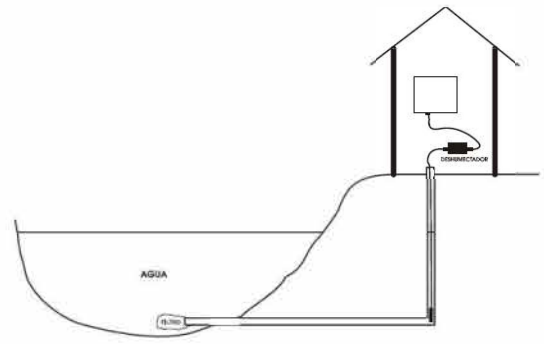


Fig. 2. Instalación Civil del Limnígrafo

III. Sistema de Medición Original

A. *Limnígrafo Original*

El equipo original se compone de un microprocesador, un software residente para registrar los datos, una sonda, un deshumectador y un software externo para bajar los datos. La Unidad de Registro está contenida en el interior de un gabinete de policarbonato y aloja la memoria junto a todos los circuitos electrónicos asociados. Cuenta además con un reloj que registra la fecha y hora.

El deshumidificador es un dispositivo que evita que la humedad del aire pueda condensarse en el interior del sensor.

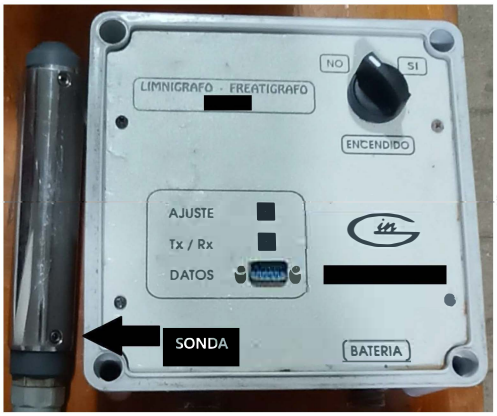


Fig. 3. Sonda y Unidad de Registro

El equipo se provee con un software externo para bajar los datos del dispositivo, el cual se ejecuta tanto en una Notebook o de PC escritorio. Opcionalmente había disponibles otras herramientas de software de operación que trabajan en dispositivos PDA tipo Palm. El programa corría bajo Windows 95, notando la obsolescencia del sistema.

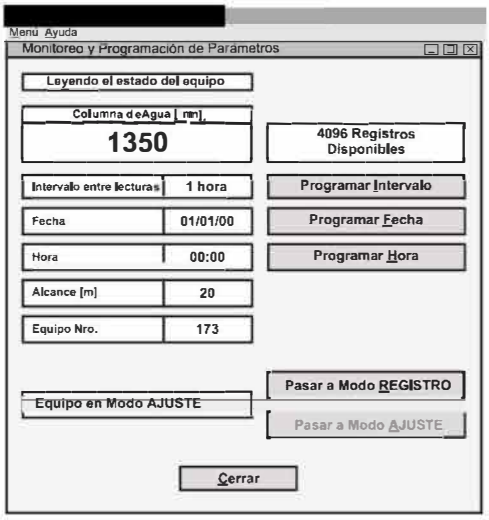


Fig. 4. Sistema de Bajada de Datos en Windows 95

Los instrumentos originales realizaban la adquisición de datos conectando la salida de la sonda de nivel al datalogger como se muestra en la figura 1.

B. *Sistema de Almacenamiento de Datos*

El equipo estaba diseñado para recibir alimentación externa de 12V de Corriente Continua. Esta energía es provista por

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

una batería de 12V y capacidad 7Ah (Amperes hora) [1]. El intervalo de tiempo en el cual el equipo se mantenía operativo estaba limitado a las baterías. La autonomía de las baterías estaba sujeta al desgaste de las mismas, ya que cada vez que se bajaban los datos, los operarios reemplazaban las baterías por unas cargadas previamente. Este sistema era impráctico, ya que el desconocimiento de la carga de la batería podría interrumpir las mediciones si la batería se quedaba sin carga. De esta forma, las mediciones no eran registradas de forma continuada a lo largo del tiempo.

Para poder obtener los datos se utilizaba un conector tipo D de 9 pines el cual se lo vinculaba a la computadora que se utilizaba para operar el equipo. Esta comunicación era del tipo serie, RS 232. Los datos eran obtenidos, solamente cuando un operador asistía al punto de medición con una PC portable y bajaba los datos, sin saber si el equipo seguía operando correctamente o se había quedado sin batería, o tenía algún desperfecto. Las situaciones anómalas anteriores solamente podían ser detectadas una vez procesados los datos, que en la gran mayoría de las veces se realizaba una vez terminada la recorrida por todos los equipos instalados como muestra el mapa de la primera figura.

IV. Implementación del Nuevo Sistema

A. Diseño de la Arquitectura

Para monitorear la altura de las columnas de agua y la adquisición de datos en tiempo real, se debe repensar la estructura del sistema en su totalidad. Un problema de tiempo real implica necesariamente la existencia de un enlace entre la estación y la base de datos, que debe ser móvil o satelital debido a las distancias previstas entre las estaciones y el servidor. Por ello, se debe incluir un eslabón encargado de la comunicación en el nuevo sistema. Además, del otro lado del enlace, debe existir una base de datos capaz de recibir los datos y almacenarlos de forma estructurada.

Para la adquisición del dato, se evaluaron distintas tecnologías, optando por emplear una placa Arduino® [4]. Esta plataforma de desarrollo está basada en una placa electrónica de hardware libre que incorpora un microcontrolador programable. Este dispositivo posee además un conversor analógico digital interno de 10 bits que provee una resolución adecuada para realizar la adquisición de datos deseada.

De este modo, el nuevo sistema propone la utilización de la sonda ya existente, pudiendo utilizar su salida analógica para alimentar el ADC del Arduino, con el acondicionamiento necesario para el aprovechamiento del rango dinámico.

Finalmente, para el ya mencionado enlace, se utiliza un módulo celular SIM800L, capaz de comunicarse con el microcontrolador mediante comunicación en serie. El módulo se conecta a las redes 2G y transmite datos vía GPRS, para lo cual es necesaria una tarjeta SIM M2M [2].

B. Arquitectura del Software

La estructura del software resultó ser de baja complejidad, debido a que las tareas elementales del sistema tan sólo se reducen a tomar datos del sensor cada cierto tiempo, seguido por el envío de esos datos al servidor utilizando el módem. A grandes rasgos, la descripción de éste sistema supone que el software debe ser creado de forma que:

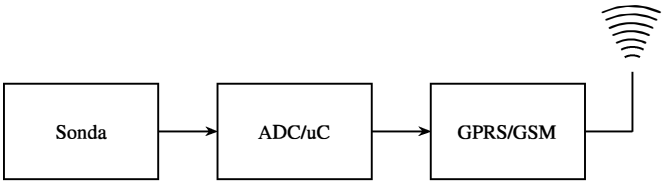
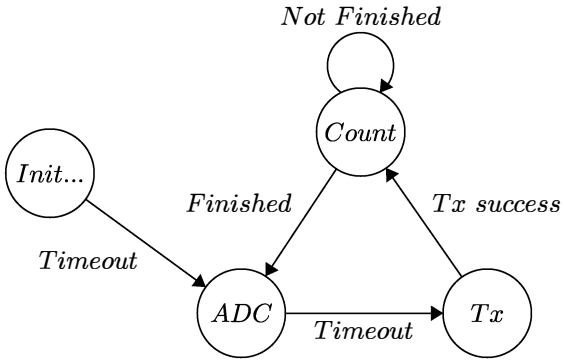


Fig. 5. Diagrama en Bloque del Nuevo Sistema

- El programa se inicializa y toma los primeros datos
- El programa envía los primeros datos
- El programa espera a que se cumpla el tiempo de espera
- Una vez cumplido el tiempo de espera, el programa toma datos del sensor
- El programa envía los datos y vuelve a esperar

Se puede pensar este esquema con una máquina de estados:



La adquisición de los datos queda relegada al ADC del Arduino, que es de 10 bits [3]. Para los niveles que deben ser medidos y la resolución que exige la aplicación las características estipuladas son más que suficientes.

C. Configuración del Módulo GSM/GPRS

Las funciones encargadas de tomar y subir datos representan otro tipo de complejidad. Ésta última es aquella que establece la conexión con el módem, de modo que encarna un punto crítico para el sistema. En la misma, se encuentra una secuencia de comandos para inicializar el módulo de comunicaciones, cargar la información del servidor y finalmente los datos, que debe ser ejecutada de forma ordenada y esperando a la correcta ejecución de cada comando.

Los comandos utilizados son llamados ”comandos AT”. Su implementación resulta de enviar cadenas de caracteres al puerto serie donde está el módulo, usando el nombre del comando y `println("...")`. Luego, el módulo responde por el mismo puerto, otorgando información pertinente al comando ingresado.

Antes de realizar la rutina de subida de datos, el módulo debe configurarse para funcionar en modo texto utilizando `AT+CMGF=1`.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Acto seguido, se debe establecer la conexión GPRS, para luego poder realizar un enlace TCP hacia la base de datos, colocando el puerto y la IP de la misma [4].

La siguiente máquina de estados representa una conexión TCP a un servidor:

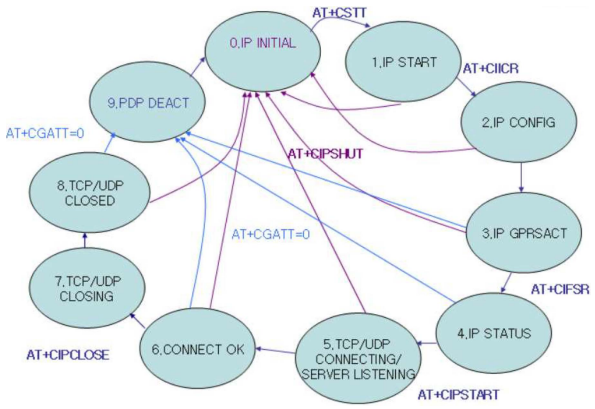


Fig. 6. Máquina de Estados Para TCP Single-Connection

- `IP INITIAL`: El modulo está sólo conectado a la red GPRS.
- `IP START`: Se inicia una tarea TCP/UDP.
- `IP CONFIG`: Se configura el contexto PDP (Packet Data Protocol), encargado de establecer la conexión entre el módulo y la red GSM.
- `IP GPRSACT`: El contexto se encuentra funcionando.
- `IP STATUS`: Se obtiene la IP local del dispositivo.
- `TCP/UDP CONNECTING / SERVER LISTENING`: Se realiza la conexión al servidor y se escucha el puerto donde éste reporta.
- `TCP/UDP CLOSING`: Ejecución de rutina para desactivar la conexión entre el servidor y el cliente.
- `TCP/UDP CLOSED`: Se cerró la conexión entre el cliente y el servidor, aunque el contexto PDP continúa activo.
- `PDP DEACT`: Se cierra el contexto PDP.

D. Sistema de Alimentación

Las locaciones de donde son tomados los datos frecuentemente se encuentran en lugares remotos y muy distantes de cualquier tipo de infraestructura urbana. De este modo, el sistema debe considerar la imposibilidad de conectarse al suministro eléctrico para abastecer sus demandas de potencia. Consecuentemente, se coloca un panel solar junto a un controlador y una batería para abastecer todos los módulos. Aclaramos que la salida del controlador se corresponde con la tensión de la batería, en 12Vcc.

Respecto al controlador, es el dispositivo que actúa como interfaz entre el módulo fotovoltáico y la batería. Si bien se podrían pensar en tecnologías como MPPT (Seguimiento del Punto de Mayor Potencia), se considera que para la aplicación y sus requerimientos de potencia, no se justifica el mayor gasto que estos controladores representan, por lo que basta con un controlador estándar.

En cuanto a los niveles de tensión de cada módulo, el Arduino funciona con 12Vcc como máximo [3]. La tensión recibida debe ser estable, debido a que el regulador de tensión del módulo es muy susceptible a las variaciones recibidas.

Por su parte, el módulo GSM/GPRS debe ser alimentado con 5Vcc [2]. Para lograr esto, se coloca un step down (conversor de CC de 12Vcc a 5Vcc). La salida del mismo no sólo debe estar bien ajustada en tensión, sino que también debe configurarse correctamente la corriente de salida. Esto es debido a que para establecer en enlace, el módulo GSM/GPRS mantiene un régimen de corriente pulsada con grandes picos. Si la corriente de salida del conversor no puede abastecer los requerimientos del módulo, el mismo no podrá realizar el enlace.

Se aconseja fuertemente no conectar la alimentación del módulo GSM/GPRS a la salida de 5Vcc del módulo Arduino por este motivo y para no sobrecalentar el regulador y dejar el Arduino inservible.

E. Visualización y Base de Datos

Para recibir y visualizar los datos, se debe crear un servidor que esté escuchando en el puerto asignado y tenga la IP a la cual el módulo GPRS está apuntando. Esto se puede lograr con un script en python, creando un ”socket” que funciona activamente escuchando el puerto asignado. Este script, debe tener la capacidad de transmitir los datos a otro programa de almacenamiento estructurado de datos donde exista un visualizador.

En éste trabajo se utilizó ThingSpeak, plataforma ofrecida por MathWorks [5]. Ésta herramienta funciona escuchando en el puerto que se configura, tomando los datos y llevándolos a un visualizador actualizado en tiempo real, cuya interfaz puede ser modificada por el usuario para mostrar la información más reelevante.

V. Inconvenientes Encontrados

En esta sección se presentan los inconvenientes encontrados durante la realización del trabajo y de las correspondientes pruebas.

Como se había mencionado anteriormente, los limnígrafos se encuentran ubicados en locaciones muy remotas. De este modo, es sabido que la infraestructura de comunicaciones móviles no está pensada para cubrir las zonas en cuestión. Consecuentemente, la cobertura móvil es débil y ello conlleva a posibles pérdidas de paquetes de datos, empeorando las mediciones.

Se debe destacar, que el módulo GSM/GPRS funciona sólo con tecnología 2G. Las empresas de telecomunicaciones están retirando estas antenas de funcionamiento debido a la migración hacia tecnologías modernas como 4G o 5G, por lo que se prevé que la vida útil del módulo está supeditada a la permanencia de las antenas de 2G, generando una depedencia con las decisiones de la empresa.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025



Fig. 7. Circuito ensamblado



Fig. 8. Caja onde se encuentran los módulos

VI. Conclusiones y Trabajo a Futuro

Con la realización de este proyecto se logró obtener una adquisición de los datos limnigráficos

Esto último, permite actualmente el monitoreo en tiempo real del sistema, pudiendo detectar y caracterizar la recepción de ruido cósmico.

Como trabajo futuro se realizará el almacenamiento de datos en una base de datos propietaria de la Provincia de Buenos Aires

Referencias

[1] Limnígrafo - Freatígrafo modelo LF-325: manual de instrucciones, Génica Ingeniería, Bahía Blanca, Provincia de Buenos Aires, Argentina, 2004

[2] SIM800 Hardware Design, Version 1.10, SIMCom Wireless Solutions Ltd., Sep. 19, 2019. [Online]. Available: https://www.simcom.com/product/SIM800.html

[3] Arduino, Arduino Mega 2560 Rev3 Datasheet, Arduino AG, [Online]. Available: https://store.arduino.cc/products/arduino-mega-2560-rev3

[4] SIM800 Series TCP-IP Application Note, Version 1.03, SIMCom Wireless Solutions Ltd., Jun. 23, 2020. [Online]. Available: https://www.simcom.com/product/SIM800.html

[5] ”ThingSpeak – IoT Platform with MATLAB Analytics,” MathWorks, [Online]. Available: https://thingspeak.com/

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Impedancímetro orientado al diseño, construcción y medición de una antena de ferrita variable

1st Brian Maximiliano Gluzman
ICYTE, Laboratorio de Comunicaciones
Depto. de Electrónica y Computación
Facultad de Ingeniería - UNMDP
Mar del Plata, Argentina
briangluzman@mdp.edu.ar

2nd Juan Alberto Etcheverry
ICYTE, Laboratorio de Comunicaciones
Depto. de Electrónica y Computación
Facultad de Ingeniería - UNMDP
Mar del Plata, Argentina
jaetcheverry@fi.mdp.edu.ar

3rd Alejandro José Uriz
ICYTE, Laboratorio de Comunicaciones
Depto. de Electrónica y Computación
Facultad de Ingeniería - UNMDP
Mar del Plata, Argentina
ajuriz@fi.mdp.edu.ar

4th Ramiro Avalos Ribas
ICYTE, Laboratorio de Comunicaciones
Depto. de Electrónica y Computación
Facultad de Ingeniería - UNMDP
Mar del Plata, Argentina
avalosribas@fi.mdp.edu.ar

5th Joaquín Sebastián Aga
ICYTE, Laboratorio de Comunicaciones
Depto. de Electrónica y Computación
Facultad de Ingeniería - UNMDP
Mar del Plata, Argentina
jaga@alumnos.fi.mdp.edu.ar

6th Victoria Carla Torres
ICYTE, Laboratorio de Comunicaciones
Depto. de Electrónica y Computación
Facultad de Ingeniería - UNMDP
Mar del Plata, Argentina
victoriatorres@mdp.edu.ar

***Resumen*—En este trabajo se presenta el desarrollo de una antena de ferrita de frecuencia variable destinada a la recepción en bajas frecuencias entre los 400 kHz y los 1600 kHz. Una de sus principales aplicaciones es la recepción de señales NAVTEX en 490 kHz y 518 kHz, así como la detección de tormentas eléctricas. Para el ajuste y caracterización de la antena se emplea un instrumento impedancímetro, desarrollado por los autores, utilizado en modo de medición de parámetros S_{11} en un rango de 100 kHz a 2000 kHz. Dado que trabajos previos mostraron el funcionamiento del instrumento a partir de 1 MHz, en esta investigación se incluyen nuevas pruebas con cargas conocidas para evaluar su desempeño en frecuencias más bajas. Los resultados obtenidos permiten verificar el funcionamiento de la antena y validar la utilidad del instrumento como herramienta de caracterización y sintonizado, abriendo el camino a futuras mejoras en el diseño de antenas compactas para aplicaciones de comunicación y monitoreo en baja frecuencia.**

***Index Terms*—Antena, Núcleo de ferrita, Impedancímetro, VNA, Parámetros S**

I. Introducción

Las antenas de ferrita, por la elevada permeabilidad magnética del material en su núcleo, son especialmente útiles para la recepción de bajas frecuencias, generalmente en la banda de las AM. Tienen buena selectividad con un Q que normalmente puede variar entre 50 y 150, y tienen un tamaño compacto, lo que hace que las antenas de ferrita sean de gran utilidad para usar en equipos portátiles [1], [2].

Los analizadores vectoriales de redes, más conocidos como VNA por sus siglas en inglés, son instrumentos muy útiles a la hora de realizar diseños en electrónica. Tienen la capacidad de caracterizar sistemas de múltiples puertos tanto pasivos (acopladores, filtros, antenas) como activos (amplificadores). Para ello, el instrumento realiza la medición de los parámetros S [3]. Por un lado, el parámetro S_{21} representa la transferencia del puerto 1 al puerto 2, con módulo y fase; por el otro, el parámetro S_{11} está directamente relacionado con la impedancia de entrada del sistema bajo prueba (SBP) y se lo suele representar en un ábaco de Smith [3]. Un instrumento que mide solo el parámetro S_{11} de una red se conoce como impedancímetro.

En este trabajo se propone el desarrollo de una antena de ferrita de frecuencia variable entre los 400 kHz y los 1600 kHz, algunas de las posibles aplicaciones son la recepción de NAVTEX en las frecuencias de 490 kHz y 518 kHz [4] y para la recepción de tormentas eléctricas [5], utilizando como herramienta de sintonizado el impedancímetro - VNA desarrollado por los autores en [6], [7]. Para ello se utilizará el instrumento en modo de medición de parámetros S_{11} en un rango de frecuencias entre 100 kHz y 2000 kHz. Dado que los trabajos [6], [7] muestran el funcionamiento del instrumento a partir de 1 MHz, se presentan nuevas mediciones con cargas conocidas para verificar su funcionamiento en el rango propuesto.

El trabajo se organiza de la siguiente manera: la Sección II presenta el diseño de la antena, mientras que la Sección III describe al impedancímetro. La Sección IV presenta las pruebas realizadas y sus resultados. Finalmente, la Sección V presenta las conclusiones y las líneas de trabajo futuras.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

II. Diseño de antena con núcleo de ferrite

La antena es diseñada para operar aproximadamente entre los 400 y 1600 kHz. Se compone de una bobina principal con núcleo de ferrita que resuena con un capacitor equivalente, compuesto por 3 capacitores en paralelo. Uno de estos capacitores es variable para lograr un ajuste fino en la sintonía de la antena. Los otros dos capacitores fijos tienen la opción de ser o no conectados al circuito resonante para lograr sintonías a diferentes frecuencias. Además, posee un arrollamiento adicional para lograr un acoplamiento inductivo, lo que nos permite adaptar la antena a una impedancia cercana a los $50\,\Omega$.

La frecuencia de resonancia en un circuito LC paralelo es:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{1}$$

donde L es el bobinado principal y C corresponde a los capacitores en paralelo.

Los capacitores son de 47 pF, 150 pF (ambos desconectables), y uno variable de 30 a 400 pF (siempre conectado).

La antena de ferrita, esencialmente un bobinado, se diseñó para presentar una inductancia de aproximadamente 300 μH. De esta manera, conectando la antena a los capacitores, el rango de frecuencia de sintonía debería variar entre los 376 kHz y 1677 kHz. Para ello se tuvo en cuenta la ecuación (2) de [8]:

$$L = N^2 \mu_0 \mu_r A / l \tag{2}$$

Donde:

- μ_0 = $4\pi \times 10^{-7}$ permeabilidad del vacío (H/m)
- μ_r = 21,9 permeabilidad relativa efectiva del núcleo
- N = 60 número de espiras
- A = $0.005^2\pi$ área de sección transversal del núcleo (m²)
- l = 0.025 longitud efectiva del camino magnético (m)

La μ_r del núcleo de ferrita se estimó experimentalmente, como se puede ver en la Fig. 1, conectando la bobina diseñada en el paso anterior a un Q-metro [9]. El instrumento obtiene la frecuencia de resonancia de la antena para una determinada capacidad conectada en paralelo. De esta forma se puede obtener la inductancia y, mediante la ecuación (2) se puede despejar μ_r. La bobina, una vez construida, presentó una inductancia de 311 μH, lo cual modificó levemente el rango de operación de la antena (ahora de 369 kHz a 1647 kHz para los valores de capacitancia seleccionados).

Para el acoplamiento entre la antena y el circuito receptor se suele emplear un segundo bobinado, con una relación de 1 sobre 10 [1], lo que en este caso resultaría en un solenoide secundario de 6 vueltas. Sin embargo, utilizando el impedancímetro, se verificó experimentalmente que, en dicha condición, la impedancia de entrada al secundario era del orden de los $800\,\Omega$ lo que equivale a una $R_{equivalente}$ de 80 $k\Omega$ en la antena. Fue de interés ajustar esta situación para intentar obtener una impedancia más cercana a los 50 Ω. Por lo tanto, se decidió bajar la cantidad de vueltas del secundario a 2 vueltas. La relación de transformación con la ecuación



Fig. 1. Medición de inductancia de la antena con un Q-metro

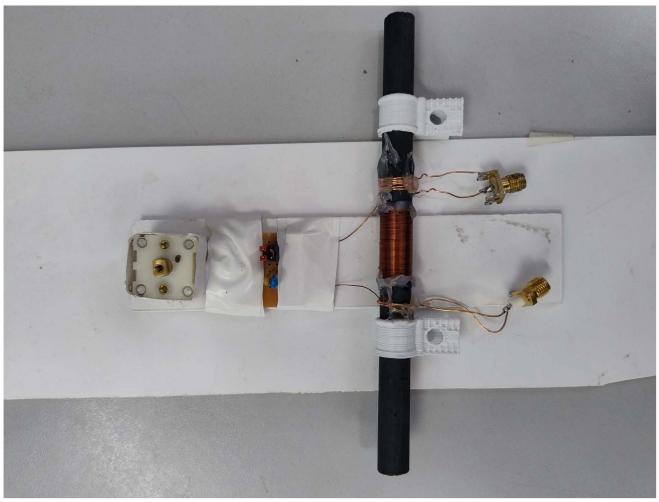


Fig. 2. Foto de la antena de ferrita

(3) permite calcular la impedancia vista a la entrada del secundario, desde el conector tipo SMA de la antena [10].

$$R_{entrada} = R_{equivalente} \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 \tag{3}$$

Donde

- n_1 es el número de espiras de la bobina
- n_2 es el número de espiras del acoplamiento
- $R_{entrada}$ es la resistencia vista desde el conector.
- $R_{equivalente}$ es la resistencia equivalente del paralelo LC.

En la Fig. 2 se puede ver una foto de la antena de ferrita, incluyendo el bobinado secundario y su conector coaxial SMA.

III. Implementación del impedancímetro

El sistema está conformado por seis módulos interconectados, los cuales se presentan en la Fig. 3. El bloque Microcontrolador está compuesto por un ESP32 Atmega 328P [11] y es el encargado de controlar al bloque Sintetizador

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

de señales, conformado por el circuito integrado Si5351 [12]. El bloque Puente de Wheatstone está compuesto por una red resistiva, la cual se encarga de separar la señal reflejada de la incidente. El bloque Mezcladores incluye dos circuitos integrados NE612AN [13], que cumplen la función de trasladar las señales incidente y reflejada a una frecuencia intermedia (FI).

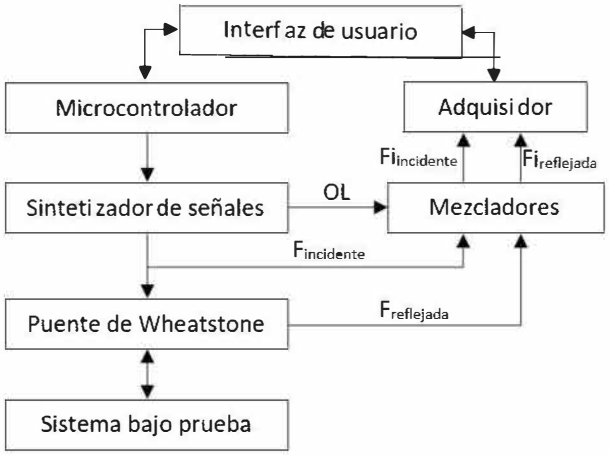


Fig. 3. Diagrama en bloques del dispositivo propuesto, con el sistema bajo prueba conectado.

El bloque Adquisidor está compuesto por dos conversores DC-DC DPS05U9D [14], un amplificador operacional TL074 [15] y un códec de audio PCM2904 [16] encargado de adquirir las señales con interfaz USB. La interfaz con el usuario se realiza en una PC mediante Matlab.

A. *Microcontrolador*

Está conformado por el circuito integrado Atmega 328P programado en Arduino. Se encarga de realizar los barridos en frecuencia configurando los registros del sintetizador de señales y de sincronizar la adquisición. Mediante USB se comunica con la interfaz de usuario para sincronizar e informar el valor de la frecuencia. En la Fig. 4 se puede ver un diagrama de flujo del firmware.

B. *Sintetizador de señales*

Este bloque está conformado por el circuito integrado Si5351, el cual es capaz de generar tres salidas cuadradas independientes en el rango de 8 kHz hasta los 133 MHz. Sus salidas son programables mediante registros de 24 bits.

En este trabajo se utilizan dos salidas del Si5351, una para la $f_{incidente}$ y la otra para el oscilador local (OL) con las siguientes configuraciones.

- Barrido entre 100 kHz y 2000 kHz para la la $f_{incidente}$ con resolución de 10 kHz y para el OL la frecuencia es igual a la señal incidente más el valor de FI.
- Barrido entre 400 kHz y 600 kHz para la la $f_{incidente}$ con resolución de 1 kHz y para el OL la frecuencia es igual a la señal incidente más el valor de FI.

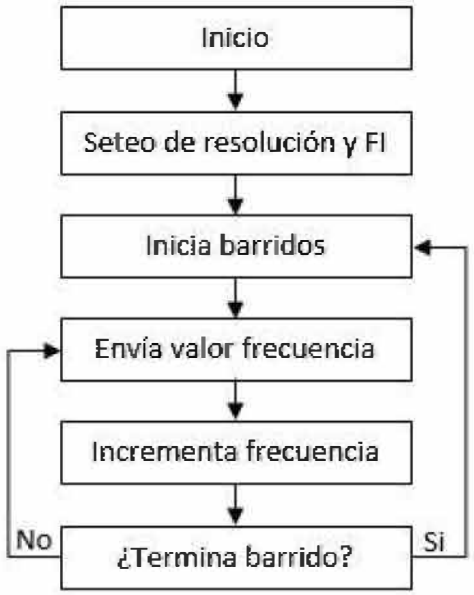


Fig. 4. Diagrama de flujo del firmware.

C. *Puente de Wheatstone*

Como se observa en la Fig. 5, el bloque está conformado por una red pasiva con tres resistores de $50\,\Omega$, y una impedancia desconocida SBP que representa la impedancia de entrada al sistema bajo prueba. La tensión $V_{incidente}$ representa la señal incidente y la tensión diferencial $V_{reflejada-B} - V_{reflejada-A}$ es una proporción de la señal reflejada $V_{reflejada}$.

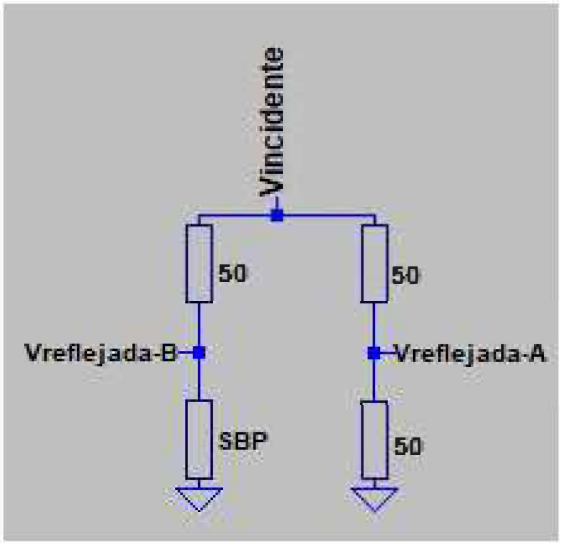


Fig. 5. Puente de Wheatstone. Imagen realizada en LTspice [17].

Teniendo en cuenta la ecuación (4) para el cálculo del coeficiente de reflexión ρ [18]. El puente queda equilibrado cuando el SBP es una impedancia de $50\,\Omega$. En dicho caso, la

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

tensión diferencial resulta 0 V y, por lo tanto, el coeficiente de reflexión es nulo. Si el SBP es un circuito abierto, entonces se satisface la ecuación (5) y corresponde al caso en que el coeficiente de reflexión es +1. Si el SBP es un cortocircuito, entonces se cumple la ecuación (6) y el coeficiente de reflexión es –1. Para la implementación se utilizaron resistencias de montaje superficial (SMD) de 100 Ω, colocadas en paralelo.

$$\rho = \frac{ZL - Z0}{ZL + Z0} \tag{4}$$

$$Vreflejada = \frac{Vincidente}{2} \tag{5}$$

$$Vreflejada = \frac{-Vincidente}{2} \tag{6}$$

D. Mezcladores

Este bloque está formado por dos mezcladores dobles balanceados NE612AN, que funcionan para frecuencias de entrada de hasta 500 MHz, con FI de hasta 45 MHz y ganancia de hasta 14 dB. Como se observa en la Fig. 6, el primer mezclador se utiliza para la señal incidente, con la otra entrada conectada a masa (no se usa). El segundo mezclador se utiliza para la señal reflejada, la $V_{reflejada-A}$ se conecta al pin 1 del mezclador y la $V_{reflejada-B}$ se conecta al pin 2. En ambos casos, las salidas en FI son balanceadas y amplificadas.

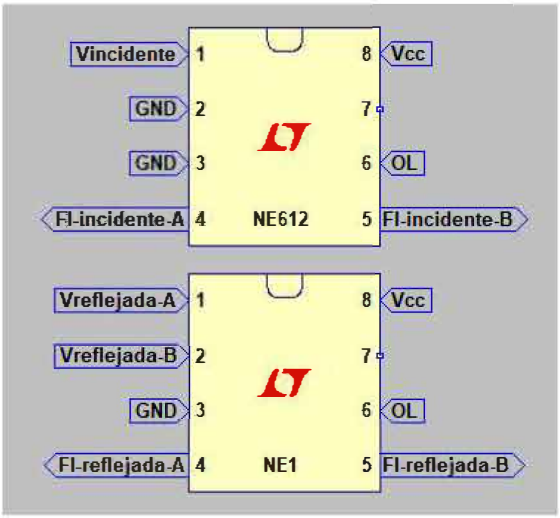


Fig. 6. Conexión de los mezcladores. Realizada en Ltspice [18].

E. Adquisidor

Este bloque está conformado principalmente por un códec de audio PCM2904, el cual se encarga de adquirir las señales incidente, reflejada y transmitida (convertidas en frecuencia), a una tasa de muestreo de 48 kHz, y comunicarse con la PC mediante USB.

Dado que cada mezclador entrega dos salidas FI balanceadas, este bloque cuenta con un amplificador operacional TL074 que se utiliza para sumar las salidas, las cuales serán adquiridas por el PCM2904. Además, se agregan dos conversores DC-DC DPS05U9D que cumplen la función de alimentar al amplificador operacional, convirtiendo los 5 V que entrega el USB a -9V y 9V. Una foto de la placa del adquisidor se puede ver en la Fig. 7.

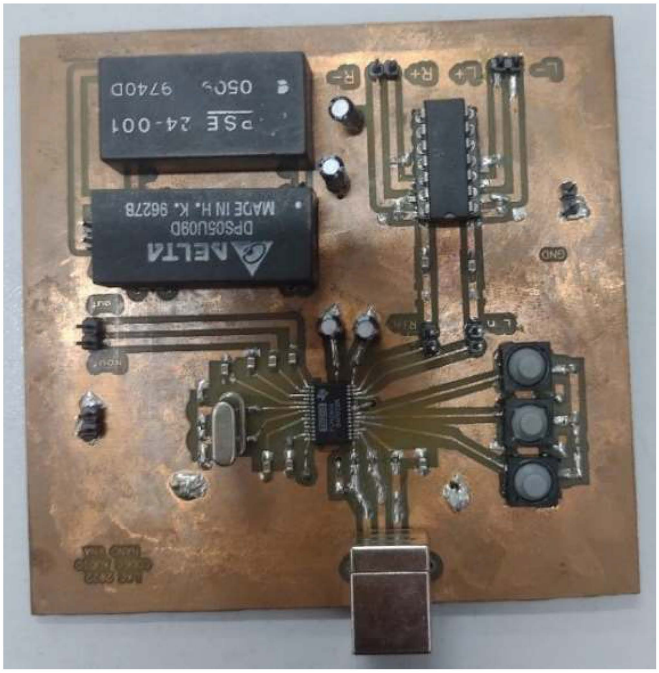


Fig. 7. Foto de la placa con el circuito adquisidor.

En este caso, solo una salida de cada mezclador es adquirida, tomando como referencia la masa del equipo. Es decir, se adquieren las señales $FI_{reflejada-A}$ y $FI_{incidente-A}$ de la Fig. 6 con respecto a GND.

F. Interfaz de usuario

La comunicación entre la PC y el controlador se realiza mediante USB, al igual que la comunicación con el adquisidor, pero por otro puerto. La interfaz con el usuario se realiza en el software MATLAB [19].

El equipo está diseñado para medir la señal reflejada (modo parámetro S_{11}) y para ello necesita de una calibración previa.

Para realizar la medición o calibración, se debe indicar mediante la interfaz la frecuencia FI, la resolución en frecuencia, la armónica que se desea adquirir y la cantidad de tiempo a promediar en segundos (N). Para la calibración, además, se debe indicar el valor de las cargas que se usarán para calibrar, ya que se necesita la medición de tres cargas conocidas para poder implementar el modelo de error de tres términos propuesto en [20].

En la Fig. 8 se presenta un diagrama de flujo del proceso de medición del parámetro S_{11} y Z_L.

IV. Experimentación y Análisis de Resultados

Para poder verificar el funcionamiento del impedancímetro en el rango de frecuencias de interés, se propone realizar

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

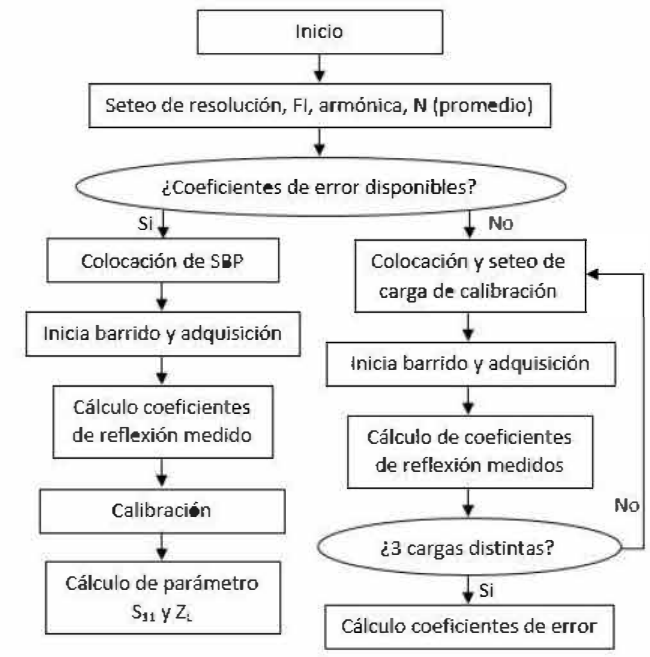


Fig. 8. Diagrama de flujo para realizar una medición del parámetro S_{11}.

mediciones de cargas reales de valores conocidos. Para la medición de parámetros S_{11} e impedancias se utilizan cargas conocidas de 11.6 Ω, 50 Ω, 67 Ω, 100 Ω y 261 Ω.

Una vez verificado el funcionamiento del equipo, se realizan mediciones de la antena de ferrita con diferentes ajustes; para ello, se varía la capacidad agregando (o quitando) los capacitores en paralelo con los jumpers y/o utilizando el capacitor variable.

Finalmente, se busca sintonizar la antena a las frecuencias de 490 kHz y 518 kHz para la recepción de NAVTEX en futuros trabajos.

A. Medición de cargas conocidas: análisis de resultados

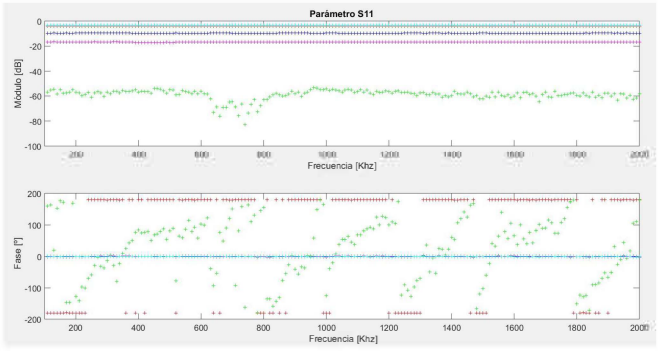


Fig. 9. Medición de parámetros S_{11} de cargas conocidas. 11.6 Ω en rojo, 50 Ω en verde, 67 Ω en magenta, 100 Ω en azul y 261 Ω en celeste.

La configuración del equipo para las mediciones de las cargas se setea para un rango de frecuencias comprendido entre 100 kHz y 2000 kHz, una frecuencia FI de 5 kHz, una

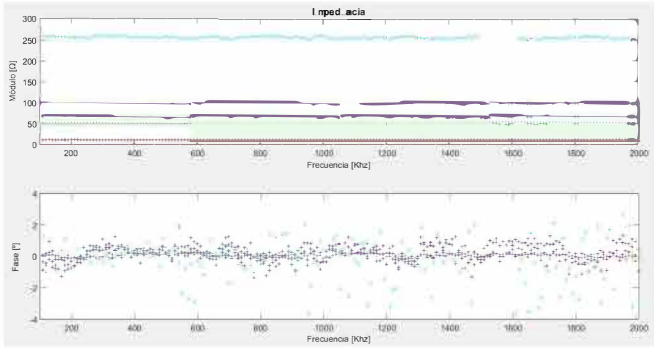


Fig. 10. Medición de impedancia (módulo y fase) de cargas conocidas. 11.6 Ω en rojo, 50 Ω en verde, 67 Ω en magenta, 100 Ω en azul y 261 Ω en celeste.

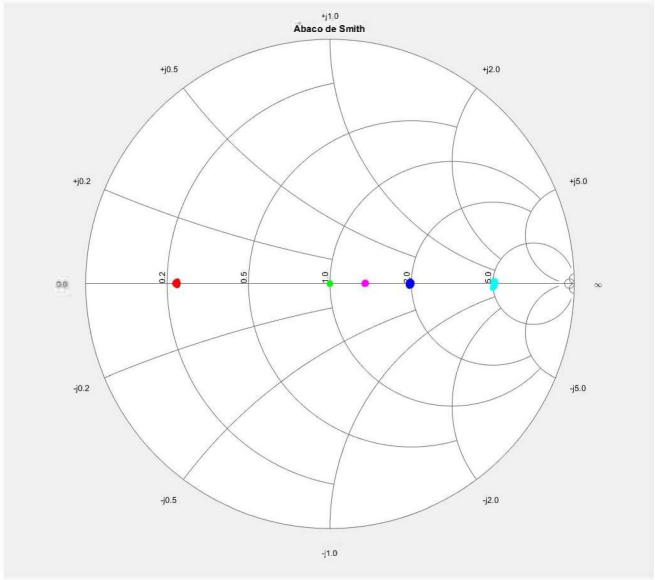


Fig. 11. Representación de cargas conocidas en el ábaco de Smith. 11.6 Ω en rojo, 50 Ω en verde, 67 Ω en magenta, 100 Ω en azul y 261 Ω en celeste.

resolución de 10 kHz y un tiempo de promediación de 0.5 s por frecuencia.

Los resultados obtenidos demuestran que las mediciones son consistentes con las cargas a medir y, además, se evidencia una mejora en la exactitud del dispositivo con respecto a otros trabajos presentados previamente por los autores [6], [7]. En la Fig. 9 se puede verificar que el instrumento mide correctamente la fase de la onda reflejada: la carga de 11.6 Ω presenta una fase medida de ± 180º, lo cual es correcto dado que su coeficiente de reflexión es negativo. En cambio, las cargas de 67 Ω, 100 Ω y 261 Ω presentan fase de 0º por presentar un coeficiente de reflexión positivo. El caso de 50 Ω es muy particular debido a que su coeficiente de reflexión es muy pequeño, idealmente cero; por eso, la fase medida es mayormente ruido, mientras que la amplitud es extremadamente baja (del orden de -60 dB o 10^{-3}).

En las Figs. 10 y 11 se puede verificar la correcta medición

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

de la impedancia de las resistencias, con muy baja dispersión en módulo y fase. En fase, el error es menor a 3º en todos los casos. En cuanto al módulo, las mediciones muestran que la resistencia de $11.6\,\Omega$ presenta un valor medio de $11.4\,\Omega$ con una dispersión máxima de $\pm 0.25\,\Omega$, la de $50\,\Omega$ presenta un valor medio de $50\,\Omega$ con una dispersión máxima de $\pm 0.2\,\Omega$, la de $67\,\Omega$ presenta un valor medio de $66.8\,\Omega$ con una dispersión máxima de $\pm 1.6\,\Omega$, la de $100\,\Omega$ presenta un valor medio de $99\,\Omega$ con una dispersión máxima de $\pm 1.5\,\Omega$ y la de $261\,\Omega$ presenta un valor medio de $255\,\Omega$ con una dispersión máxima de $\pm 6\,\Omega$.

B. Medición de antena de ferrita

Para la medición de la antena de ferrita se mantiene la configuración del equipo utilizada en el caso anterior.

Se realizaron seis mediciones con diferentes configuraciones de la antena. La primera corresponde al capacitor variable ajustado al mínimo. A continuación, se efectuaron tres mediciones con los jumpers desconectados (es decir, sin capacitores en paralelo), variando únicamente el capacitor variable. Finalmente, se realizaron dos mediciones adicionales con los capacitores en paralelo conectados: una con el capacitor variable en su valor mínimo y otra en el máximo, alcanzando así la capacidad total máxima del sistema.

Los resultados en la Fig. 12 muestran que la antena puede sintonizarse entre 470 kHz (con la capacidad ajustada al máximo) y 1880 kHz (con la capacidad ajustada al mínimo). Estos valores difieren de los cálculos presentados en la Sección II, donde las resonancias esperadas estaban entre 369 kHz y 1647 kHz. La diferencia se explica por el hecho de que los componentes utilizados no son ideales, mientras que las ecuaciones de diseño consideran componentes ideales.

Con los capacitores en paralelo conectados, el rango de frecuencia queda comprendido entre 470 kHz y 590 kHz.

Se observa que la antena presenta una alta selectividad, ya que las resonancias pueden identificarse con claridad. Sin embargo, con la resolución utilizada no es posible determinar el nivel máximo de resonancia en dB, especialmente en las resonancias de menor frecuencia, debido a que el ancho de banda reducido implica una menor cantidad de muestras disponibles.

C. Ajuste fino de antena de ferrita

Para el ajuste fino de la antena, el instrumento se configura para tener una mayor resolución en frecuencia. Para ello, se modifica el rango de frecuencias entre 400 kHz y 600 kHz, y se establece la resolución en 1 kHz.

La antena se configura con los capacitores en paralelo conectados, de esta forma la sintonía fina se realiza con el capacitor variable. A modo de verificar el rango en estas condiciones, se realizan dos mediciones adicionales ajustando el capacitor variable a sus valores extremos.

Las mediciones de la Fig. 13 muestran que las resonancias son mayores a los 10 dB y que el rango de sintonizado con los capacitores en paralelo conectados es de 464 kHz a 582 khz.

Se logra sintonizar la antena a 490 kHz y 518 kHz con una resonancia de 13.24 dB y 10.23 dB, respectivamente. La

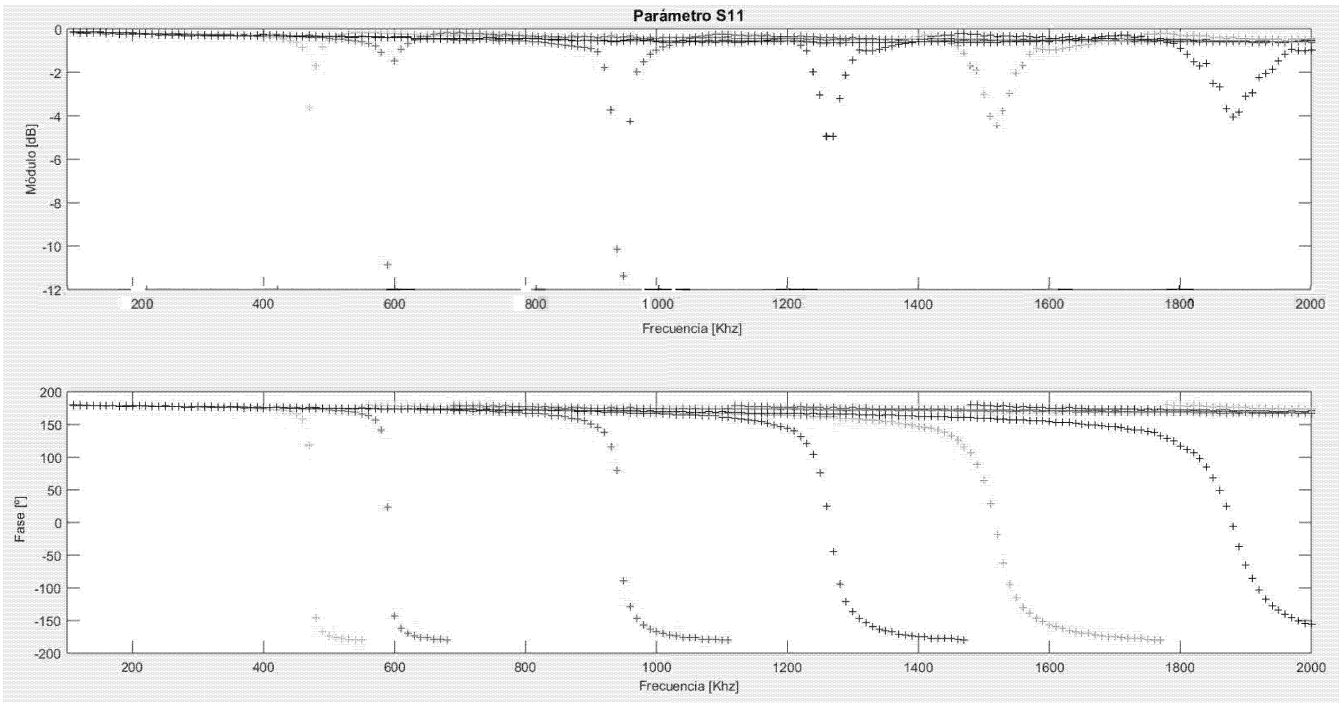


Fig. 12. Medición de parámetros S_{11} (módulo y fase) de antena de ferrita. 470 kHz en celeste, 590 kHz en magenta, 950 kHz en rojo, 1270 kHz en azul, 1520 kHz en verde y 1880 kHz en negro.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

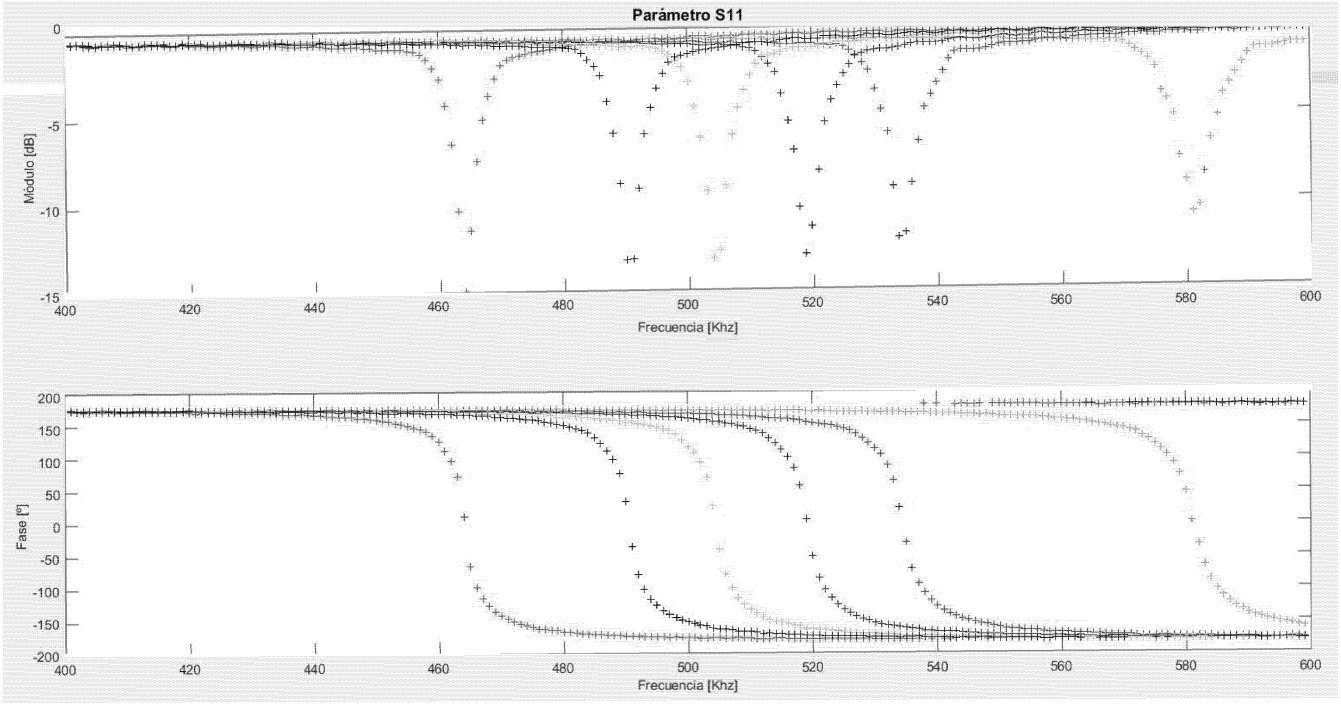


Fig. 13. Medición de parámetros S_{11} (módulo y fase) de antena de ferrita. 464 kHz en magenta, 490 kHz en negro, 504 kHz en celeste, 519 kHz en azul, 534 kHz en rojo y 582 kHz en verde.

segunda sintonía se podría mejorar dado que está levemente desplazada hacia los 519 kHz, en donde alcanza los 12.86 dB. El ancho de banda de 3 dB para la resonancia de 490 kHz es de 8 kHz con un Q de 61, y para la resonancia de 518 kHz es de 9 kHz con Q de 64.

V. Conclusiones

Se verificó el funcionamiento del instrumento para la medición de impedancia en el nuevo rango de valores. Adicionalmente, se lo puso a prueba con una mayor resolución en frecuencia, siendo las mediciones coherentes con los resultados esperados.

Con el impedancímetro se verificó el funcionamiento de la antena de ferrita y se obtuvo el rango de sintonía posible, siendo este desde los 464 kHz hasta los 1880 kHz. Estos resultados, si bien difieren a lo calculado en la Sección II se encuentran dentro de los valores prácticos esperados. Las diferencias se deben principalmente a que las ecuaciones utilizadas para diseño y calibración consideran componentes ideales. Además, pueden existir discrepancias entre los valores reales y los nominales en los componentes empleados.

Finalmente, se logró sintonizar la antena en las frecuencias de 490 kHz y 518 kHz, para la recepción de NAVTEX, con buenas resonancias de 13.24 dB y de 10.23 dB respectivamente.

Las líneas de trabajo futuro incluyen: mediciones de NAVTEX empleando la antena de ferrita diseñada en este trabajo, nuevos diseños de antena para la detección de descargas atmosféricas con mayor ancho de banda, diseños de impedancímetros - VNA con diferentes arquitecturas y para distintos rangos de frecuencia, principalmente en el orden de los GHz. Con respecto a los VNA, se está trabajando en un diseño con conmutadores de RF con el objetivo de reducir la cantidad de mezcladores.

Referencias

[1] H. Lythall, ”MW REFLEX RECEIVER” [Online]. Disponible en: http://sm0vpo.altervista.org/rx/reflex_rx.htm
[2] P. Koskimaa, ”Ferrite Rod Antenna in a Nanosatellite Medium and High Frequency Radio” [Online]. Disponible en: https://space.aalto.fi/pdf/Diplomityo_PetriKoskimaa_AaltoUniversity_2016.pdf
[3] D. M. Pozar, Microwave Engineering, 4th ed., John Wiley & Sons, Ltd, 2012.
[4] International Maritime Organization, ”Navtex Manual”, [Online]. Disponible en: https://wwwcdn.imo.org/localresources/en/OurWork/Safety/Documents/Documents%20relevant%20to%20GMDSS/MSC.1-Circ.1403-Rev.2.pdf
[5] B. M. Gluzman, A. J. Uriz, J. A. Etcheverry, E. L. González, R. Avalos Ribas y V. C. Torres, ”Sistema basado en red neuronal para la detección de descargas atmosféricas”. CASE 2025. pp.11. [Online]. Disponible en: https://case.ar/wp-content/uploads/2025/09/libro2025_V3.pdf
[6] B. M. Gluzman, R. Avalos Ribas, A. J. Uriz, J. A. Etcheverry y L. D. Vazquez, ”Impedancímetro en la banda MF, HF y VHF” CASE 2024. pp. 72-75. [Online]. Disponible en: https://case.ar/wp-content/uploads/2024/11/libro2024_D.pdf
[7] B. M. Gluzman, R. Avalos Ribas, A. J. Uriz, J. A. Etcheverry, L. D. Vazquez y J. Castiñeira Moreira ”VNA en la banda MF, HF y VHF” Revista Elektron, vol. 8, no. 2, pp. 94- 100, 2024, Doi: 10.37537/rev.elektron.8.2.194.2024
[8] W. T. McLyman, Transformer and Inductor Design Handbook, 4th ed., CRC Press, 2011.
[9] HP, 4342A Q-METER [Online]. Disponible en: https://xdevs.com/doc/HP_Agilent_Keysight/HP%204342A%20Operating%20%26%20Service.pdf

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

[10] L. P. Huelsman, Teoría de Circuitos, 2nd ed., Prentice-Hall, 1988.
[11] “Atmega328P data sheet”, Atmel, California, Estados Unidos.
[12] “SI5351 data sheet”, Silicon Laboratories, Texas, Estados Unidos.
[13] “NE612AN data sheet”, NXP Semiconductors, Eindhoven, PaisesBajos
[14] “DPS05U09 data sheet”, Delta Electronics, Taipéi, Taiwán.
[15] “TL074 data sheet”, Texas Instruments, Texas, Estados Unidos.
[16] “PCM2904 data sheet”, Texas Instruments, Texas, Estados Unidos.
[17] Analog. (2024) LTspice. [Online]. Disponible en: https://www.analog.com/en/resources/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html
[18] D. K. Cheng, Fundamentals of Engineering Electromagnetics, Pearson Education, 2014.
[19] MathWorks. (2024) Matlab. [Online]. https://la.mathworks.com/products/matlab.html
[20] D. Rytting, Network analyzer error models and calibration methods.[Online]. Disponible en: https://www.rfmentor.com/sites/default/files/NA_Error_Models_and_Cal_Methods.pdf. 21 September 2024.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Red de Medidores Inteligentes con LoRaWAN

Juan M. López
Departamento de Ingeniería Electrónica y Computación - ICyTE UNMdP
Mar del Plata, Argentina
juanml@fi.mdp.edu.ar

Esteban A. Zapirain
Departamento de Ingeniería Electrónica y Computación - ICyTE UNMdP
Mar del Plata, Argentina
estebanzapirain@fi.mdp.edu.ar

Marcos Funes
Departamento de Ingeniería Electrónica y Computación - ICyTE UNMdP
Mar del Plata, Argentina
mfunes@fi.mdp.edu.ar

Patricio Donato
Departamento de Ingeniería Electrónica y Computación - ICyTE UNMdP
Mar del Plata, Argentina
donatopg@fi.mdp.edu.ar

Resumen— El crecimiento sostenido de la demanda eléctrica a nivel global ha generado la necesidad de una gestión más eficiente e inteligente de los sistemas de potencia. En este contexto, las Redes Eléctricas Inteligentes (REI) se presentan como un nuevo paradigma que integra tecnologías de información y comunicaciones (TICs), generación distribuida renovable, sistemas de almacenamiento y microrredes. Un componente clave de estas redes es el medidor inteligente, el cual permite realizar lecturas remotas y frecuentes del consumo y habilita la introducción de funcionalidades adicionales. En este marco, se propone el diseño e implementación de una red de medidores eléctricos inteligentes, basada en hardware de bajo costo y protocolos de comunicación estándar, capaz de calcular parámetros de consumo, con escalabilidad geográfica y transmisión de datos hacia un punto central para su visualización, almacenamiento y procesamiento en línea. Se implementó un prototipo de medidor inteligente basado en un microcontrolador ESP32, integrado a una red LoRaWAN para comunicación de largo alcance y bajo consumo. La implementación permitió verificar la medición precisa de parámetros de consumo y calidad de servicio. Se validó la transmisión bidireccional confiable de datos telemétricos y comandos hacia una plataforma central, con almacenamiento y visualización en tiempo real mediante un dashboard web, confirmando la funcionalidad del sistema de monitoreo remoto.

Keywords— redes eléctricas inteligentes, medidor inteligente, calidad de energía, monitorización energética, LoRaWAN

I. INTRODUCCIÓN

Desde hace más de una década se ha puesto el foco en el consumo racional y la gestión eficiente de la red eléctrica como una estrategia para afrontar la demanda creciente de electricidad a nivel global. Este es el planteo de las Redes Eléctricas Inteligentes (REI), las cuales representan un cambio de paradigma en la gestión y control de las redes eléctricas, con especial énfasis en la relación entre clientes y empresas distribuidoras o cooperativas. Las REI se pueden conceptualizar de manera simple como redes eléctricas que emplean tecnologías de información y comunicaciones (TICs), sistemas de generación distribuida basados en fuentes renovables, sistemas de almacenamiento y microrredes [1]. La integración de estas tecnologías puede modificar el funcionamiento mismo de la red eléctrica en aspectos tan variados como la implementación de estrategias de gestión de la demanda, esquemas de tarifas dinámicas o la reducción de pérdidas de transmisión y distribución, entre otras.

Para convertir una red eléctrica convencional en una REI es necesario incorporar nuevos dispositivos de sensado, procesamiento y control. Entre estos dispositivos hay uno en particular que se destaca y se asocia directamente con las REI: el medidor inteligente. Las redes eléctricas convencionales se caracterizan, en su gran mayoría, por emplear medidores de consumo eléctricos, también denominados contadores, de tipo electromecánico, que registran el consumo acumulado de energía del cliente en cuestión. Este tipo de medidores solo registran esa energía consumida acumulada en el tiempo, y su lectura se hace en forma manual, proceso denominado toma de estado, en el cual un operario revisa en forma presencial cada medidor, con frecuencias mensuales o bimensuales. Es imposible hacer un control, o al menos un seguimiento, del consumo de energía en bandas de tiempo más reducidas, del orden de días, horas o incluso minutos, y mucho menos se pueden monitorear parámetros eléctricos útiles para la gestión de la red, como puede ser el nivel de tensión, frecuencia, desfasajes, etc.

Los medidores inteligentes, por su parte, son dispositivos enteramente electrónicos que miden la corriente y tensión en cada fase, calculando la energía consumida en forma digital, a través de un microprocesador [2]. La medición de tensión y corriente se hace a través de un sensor, se digitaliza, y se procesa para extraer la información de interés (valores RMS, frecuencia, etc.). Además, el dispositivo cuenta con algún elemento de memoria, que le permite almacenar una cierta cantidad de datos históricos, y un sistema de comunicaciones con el cual reporta la medición a la central o a algún módulo concentrador. De esta forma, se puede hacer la lectura del consumo de energía de los clientes en forma remota por parte de la empresa distribuidora, sin necesidad de desplazar físicamente a ningún operario, con una frecuencia que incluso puede ser de fracciones de hora.

Adicionalmente, en el mismo proceso se pueden evaluar otros parámetros eléctricos además del consumo de energía en sí mismo. Estas mediciones en tiempo real pueden servir para generar políticas de tarifas y consumo, gestionar el flujo de energía y mejorar la calidad del servicio eléctrico en general. De esta forma se puede construir lo que se denomina como una Arquitectura de Medición Avanzada (AMI, del inglés Advanced Metering Infrastructure), o sea, una red que comunica en tiempo real al proveedor y los clientes del servicio eléctrico [3, 4, 5, 6].

XXX-X-XXXX-XXXX-X/XX/$XX.00 ©20XX IEEE

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

II. MOTIVACIÓN

Una vez que se cuenta con una AMI, se generan grandes volúmenes de datos que deben ser procesados. El procesamiento sirve, en un principio, para cuestiones de facturación, que es la primera necesidad que pretende resolver la empresa distribuidora. Sin embargo, esos datos también resultan útiles para otros fines, como la detección de fallos, el mantenimiento preventivo o la identificación de casos de fraude. Desde el ámbito académico, existe un interés especial en desarrollar investigación basada en los datos obtenidos de mediciones eléctricas, especialmente por el auge de la inteligencia artificial (IA) en los últimos años. Como es bien sabido, los algoritmos de IA requieren grandes volúmenes de datos para ser entrenados, y los sistemas AMI son capaces de proveerlos. En el caso de la Universidad Nacional de Mar del Plata, esos datos se recopilan mediante equipos comerciales, tales como analizadores de red y medidores inteligentes. Sin embargo, los puntos de medición disponibles son pocos y, en todos los casos, corresponden a tableros concentradores de los diferentes edificios que componen la institución. Pero si lo que se busca es hacer un seguimiento de los consumos en puntos específicos de la red interna (laboratorios, aulas, etc.), es necesario contar con medidores inteligentes de pequeña escala, que permitan adquirir los datos de tensión y corriente y enviarlos a un concentrador. Es aquí donde surge la necesidad de desarrollar estas unidades de medición de bajo costo y fácil despliegue, que sirvan para caracterizar el consumo de grandes edificios a través de la medición en diferentes puntos de la red interna.

III. DISEÑO GENERAL

Siguiendo esta motivación, se plantea el diseño e implementación de una red de medidores eléctricos inteligentes que cumpla con los requerimientos:

- Utilizar hardware basado en microcontroladores y protocolos de comunicación estándar, de bajo costo y accesibles.
- Ser capaz de calcular e informar características de consumo a través de sus mediciones. Para ello se realiza el sensado de las variables tensión, corriente y diferencia de fase.
- La red debe ser escalable para soportar un gran número de medidores distribuidos geográficamente.
- Los datos deben concentrarse en un punto y comunicarse a través de Internet para su visualización, almacenamiento y procesamiento.

A. Arquitectura de la red

Se implementa una red LoRaWAN [7]. El sistema diseñado está compuesto por un número de nodos medidores de energía, comunicados en forma inalámbrica a un concentrador (gateway), el cual transmite los datos a un servidor de red, monitoreado por un dashboard (Fig. 1). Esta arquitectura es escalable a varios concentradores, conectados a un único servidor.

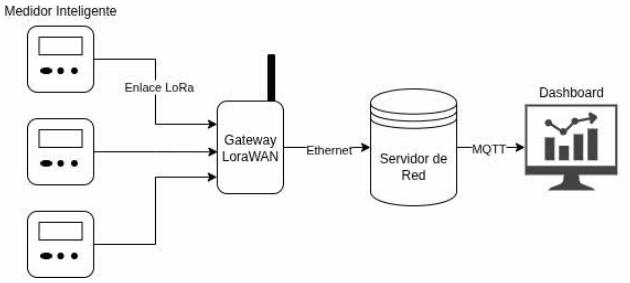


Fig. 1. Esquema general de la red

B. Dispositivo de medición de energía

El nodo medidor de energía se compone de un microcontrolador que digitaliza las señales de tensión y corriente entregada por los sensores (Fig. 2), realiza los cálculos de valores RMS y fase, y envía los datos en formato LoRa a través de un transceptor.

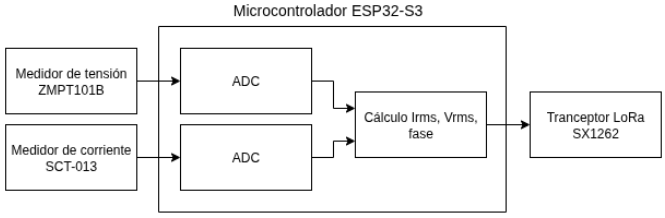


Fig. 2. Diagrama en bloques del medidor inteligente

El prototipo medidor de energía se implementó en una placa de desarrollo Heltec WiFi LoRa 32 V3 (Fig. 3). Este módulo está basado en un microcontrolador EspressIf ESP32-S3FN8 y un transceptor LoRa Semtech SX1262. Además, el microcontrolador cuenta con comunicación Bluetooth y WiFi [8, 9, 10].

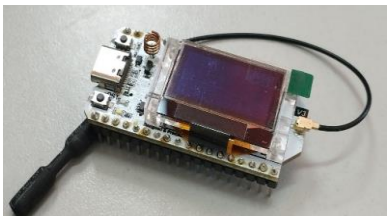


Fig. 3. Placa de desarrollo Heltec WiFi LoRa 32 V3

IV. SENSADO DE ENERGÍA

En esta sección se describe el algoritmo utilizado para la medición y procesamiento de las variables eléctricas en el nodo medidor inteligente.

A. Acondicionamiento de las señales

El sistema monitorea la tensión y la corriente de línea. El sensor de corriente es un transformador modelo SCT013 (Fig. 4). Este sensor está diseñado para operar entre 50Hz y 1kHz, y entrega en su salida (como máximo) una tensión AC de 1Vpp (sin nivel de continua) para una corriente de entrada de 10A [11].

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025



Fig. 4. Sensor de corriente SCT013

Como sensor de voltaje se utiliza un módulo ZMPT101B (Fig. 5), que consta de un transformador y un amplificador operacional, de forma de adaptar los niveles de tensión de línea al Conversor Analógico Digital (ADC) utilizado [12]. El amplificador operacional disponible en el módulo es un LM358, sin embargo, se optó por reemplazarlo por un OPA2322 del tipo Rail-to-Rail, ya que permite una excursión de la señal de salida cercana a la tensión de alimentación, de forma de aprovechar al máximo el rango dinámico del ADC [13].



Fig. 5. Módulo sensor de tensión AC ZMPT101B

Otro parámetro de interés es la diferencia de fase entre tensión y corriente. Para medir esta diferencia, en primer lugar se caracterizaron los sensores con el objetivo de verificar si introducen una diferencia de fase significativa a su salida. En las pruebas realizadas, se detectó que el sensor de tensión avanza 30° en fase (Fig. 6), valor que se utilizará como factor de corrección al momento de realizar los cálculos. En el caso del sensor de corriente, se comparó con una punta de corriente Rigol RP1001C [14], registrándose una diferencia de fase de 6° (Fig. 7). Combinando los dos efectos, se introdujo en el cálculo un factor de corrección de fase de 24°.

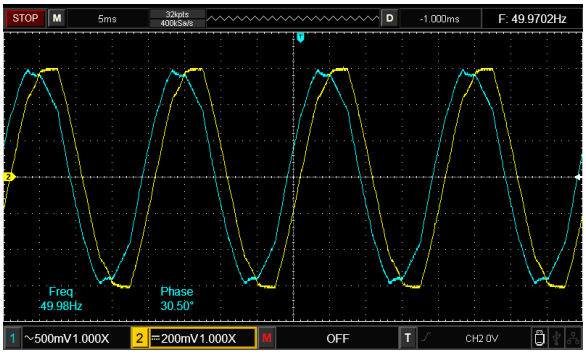


Fig. 6. Diferencia de fase introducida por el sensor de tensión (Amarillo: Punta diferencial Tektronix. Celeste: Módulo ZMPT101B).

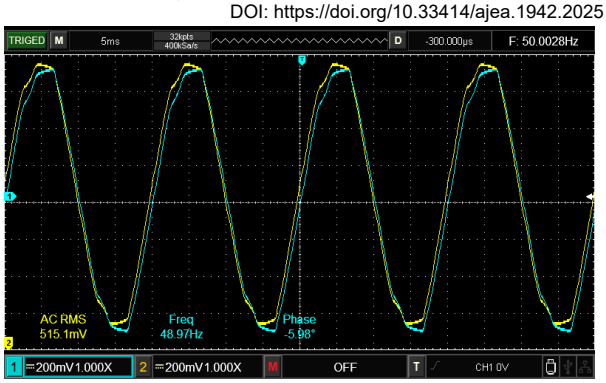


Fig. 7. Diferencia de fase introducida por el sensor de corriente (Amarillo: Punta de corriente Rigol. Celeste: Sensor de corriente SCT013).

La medición de diferencia de fase se implementa mediante un comparador Schmitt Trigger CD40106, al cual se ingresa con las señales provenientes del sensor de voltaje y del sensor de corriente. A partir de estas se obtienen señales pulsadas, que ingresan a dos entradas digitales del microcontrolador y se utilizan para calcular el tiempo transcurrido entre ambos flancos y finalmente obtener la diferencia de fase.

Las señales de tensión y corriente son digitalizadas mediante el ADC interno del ESP32-S3. El mismo cuenta con una resolución de 12 bits, es unipolar y del tipo Aproximaciones Sucesivas. El procesador posee 2 ADC independientes, con un total de 7 canales para el ADC1 y 6 canales para el ADC2.

Debido a que el rango del ADC del microcontrolador no comprende tensiones negativas, es necesario acondicionar la señal para sumar un nivel de continua (offset) a la señal de tensión que entrega el sensor de corriente (Fig.8).

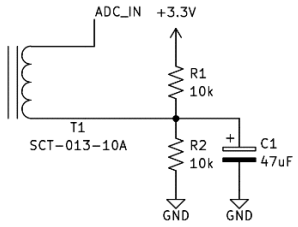


Fig. 8. Circuito de offset para el sensor de corriente

B. *Algoritmo de medición*

Se busca adquirir 10 ciclos enteros (de acuerdo a la Norma IEC 61000-4-30 [15]) de la señal entregada por cada sensor, de forma de disminuir los errores estadísticos al realizar el cálculo de su valor eficaz (1).

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} v^2(n)} \qquad (1)$$

Siendo N la cantidad de muestras adquiridas.

Debido a que el circuito de acondicionamiento agrega un nivel de continua a las señales adquiridas, es necesario sustraer el valor medio (2) a cada una para de esta forma obtener el verdadero valor eficaz (3).

$$V_{medio} = \frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N-1} v_i \qquad (2)$$

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

$$V_{trms} = \sqrt{(V_{rms})^2 - (V_{medio})^2} \quad (3)$$

A continuación, se detalla el algoritmo de adquisición y cálculo implementado:

- Se establece un umbral de tensión a partir del cual, una vez superado, se inicia la adquisición de los 10 ciclos enteros de la señal. Además, se implementa un método de detección de pendiente (positiva o negativa) para detectar de forma adecuada los ciclos de la señal. Dicho umbral se establece en el nivel de continua de la señal, ya que representa el cruce por cero de la señal original.
- A medida que se adquieren los datos, se realiza la suma acumulada de los puntos muestra (para calcular el valor medio) y de sus cuadrados (para calcular el valor RMS), a la vez que se lleva una cuenta de la cantidad de muestras adquirida.
- Una vez finalizada la adquisición, habiendo acumulado las sumatorias correspondientes, se implementa el cálculo del verdadero valor eficaz (4).

$$V_{trms} = \sqrt{\frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N-1} v_i^2 - \left[\frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N-1} v_i\right]^2} \quad (4)$$

Otro parámetro calculado de la señal es su período. El método aplicado consiste en contar cuántas muestras adquiridas entran en 10 ciclos enteros. En este caso, el tiempo entre muestras está dado por el período de muestreo y la ventana de tiempo es la cantidad de ciclos enteros adquiridos. Al multiplicar el período de muestreo por la cantidad de muestras obtenemos la duración temporal de todos los ciclos adquiridos. Luego, este valor se divide por dicha cantidad de ciclos y se obtiene el período de la señal.

En principio se considera que la tensión de entrada tiene una frecuencia de 50Hz. Al actualizar la medición del periodo de la señal, se ajusta la frecuencia de muestreo para comprender 10 ciclos enteros.

También es de interés el cálculo de la diferencia de fase entre las señales de tensión y corriente. Esto se implementa midiendo la diferencia de tiempos entre los flancos de dichas señales, corrigiendo por el factor de fase introducido por el sensor de voltaje.

V. Implementación de la Red LoRaWan

A. *Comunicación nodo-concentrador*

La comunicación entre los nodos y el concentrador se implementa a través del protocolo LoRa (Long Range), por medio del chip SX1262 integrado en el módulo Heltec WiFi LoRa 32 V3. Periódicamente el medidor envía los datos de la tensión, corriente y diferencia de fase al gateway, en formato numérico entero de 16 bits sin signo.

Se seleccionó LoRa como tecnología de comunicación, debido a sus características de bajo consumo y largo alcance con alta resistencia a interferencias. Opera en bandas de frecuencia libres (como 868 y 915 MHz), con velocidades bajas de transmisión (0.3 a 50 kbps), lo que la hace adecuada para aplicaciones de medición de consumo y calidad de energía, en las cuales se necesita transmitir pequeñas cantidades de datos esporádicamente.

El gateway utilizado es un SenseCAP LoRaWAN Outdoor Gateway, desarrollado por Seeed Studio (Fig. 9). Integra un transceptor con 8 canales de recepción y 1 de transmisión, con potencia de salida máxima hasta 27 dBm. Cuenta con conectividad de red mediante Ethernet y 4G, lo que facilita su instalación en zonas remotas sin cobertura cableada. Tiene un alcance estimado de hasta 10 km en campo abierto y cerca de 2 km en entornos urbanos [16].



Fig. 9. SenseCAP LoRaWAN Outdoor Gateway

B. *LoRaWAN: del concentrador a la nube*

Un factor clave en las tecnologías orientadas a redes eléctricas inteligentes es la escalabilidad del sistema, de forma de soportar miles de usuarios conectados distribuidos en una zona geográfica amplia e irregular.

LoRaWAN es un protocolo de comunicación de capa superior diseñado para gestionar redes LoRa. Define cómo se comunican los dispositivos finales (nodos) con los gateways y cómo estos gateways envían la información a un servidor central [17].

Está optimizado para bajo consumo, larga distancia y baja tasa de datos, y permite conectar miles de dispositivos distribuidos en grandes áreas. Además, incorpora seguridad de extremo a extremo mediante cifrado AES de 128 bits.

La red LoRaWAN utiliza la topología estrella, donde los nodos no se comunican entre sí, sino sólo con los gateways.

Estas características hacen que LoRaWAN sea una tecnología idónea para implementar una red de medición de energía eléctrica. Los medidores de energía se configuran como end devices, se conectan a un gateway que esté en el alcance y los gateways se conectan a un Servidor de Red (Fig. 1).

La conexión al servidor de red se realizó mediante la interfaz ethernet, disponible en el gateway. El servidor de red utilizado fue The Things Network (TTN).

TTN es una infraestructura global y abierta que permite desplegar y usar redes LoRaWAN de forma colaborativa. Fue creada con el objetivo de brindar acceso libre y comunitario a redes de comunicación para dispositivos del Internet de las Cosas (IoT).

TTN permite a usuarios, empresas e instituciones conectar sus dispositivos LoRa a Internet sin necesidad de montar una red privada desde cero. Los gateways instalados por la comunidad se conectan a una plataforma en la nube, que gestiona el tráfico de datos de los nodos LoRaWAN y lo redirige a aplicaciones externas mediante protocolos como MQTT, HTTP o Webhooks [18].

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

C. *Configuración en The Things Network*

En TTN, una aplicación es una entidad lógica que agrupa y gestiona uno o más dispositivos (nodos LoRaWAN) que envían datos hacia Internet. Es el componente que permite conectar esos datos con servicios externos para su visualización, análisis o actuación.

La arquitectura de una aplicación en The Things Network (TTN) sigue el modelo clásico de una red LoRaWAN, con capas bien definidas que separan los dispositivos físicos del procesamiento de datos en la nube.

Una aplicación en The Things Network (TTN) se basa en una arquitectura en estrella que involucra los Nodos o Dispositivos finales (End Devices), y los Gateways.

Cada End Device debe ser registrado a la red, y se deben especificar sus parámetros de conexión.

Existen dos modos de activación: OTAA (Over-The-Air Activation) y ABP (Activation By Personalization). El modo recomendado es OTAA, en el cual el dispositivo se une a la red mediante un proceso dinámico de autenticación con identificadores únicos de dispositivo (DevEUI) y de conexión (JoinEUI).

En Fig. 10, se puede apreciar el detalle de la configuración de un End Device y sus parámetros.

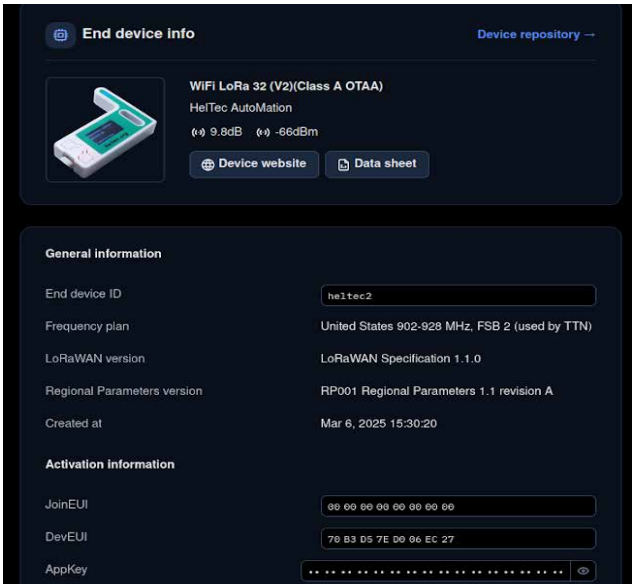


Fig. 10. Configuración del End Device en The Things Network

D. *Envío de Datos a través de MQTT*

En el ecosistema de Internet de las Cosas (IoT), la transmisión eficiente y confiable de datos entre dispositivos y servidores es fundamental. Una de las tecnologías más utilizadas para este propósito es el protocolo MQTT (Message Queuing Telemetry Transport), diseñado para comunicaciones ligeras y en tiempo real [19]. En el marco de TTN, es posible configurar la salida de datos hacia clientes externos mediante MQTT.

El procedimiento consiste en configurar TTN como broker MQTT y recibir datos de sensores LoRaWAN en una aplicación externa (cliente MQTT).

Los clientes MQTT (como aplicaciones en Python, Node-RED o dashboards IoT) se conectan al broker y se suscriben a los topics definidos para recibir los mensajes.

Cada medidor (end device) publica sus datos en un topic distinto, lo que permite su identificación. Se utilizó Node-RED para visualizar los datos provenientes de los distintos medidores.

E. *Interfaz en Node-RED*

Node-RED es una herramienta de desarrollo de código abierto, basada en flujo, que permite crear aplicaciones para IoTde forma visual y sencilla. Fue desarrollada por IBM y está construida sobre Node.js, lo que le permite ejecutarse en múltiples plataformas, incluyendo computadoras personales, servidores o dispositivos como Raspberry Pi. Utiliza una interfaz gráfica en la que se arrastran y conectan bloques ("nodos") para construir flujos de datos entre sensores, bases de datos, servicios web y APIs [20].

Cada medidor envía sus datos a través de un topic MQTT particular. El Node-RED actúa como cliente de estos topics. Los datos se decodifican de su formato base64, resultando en un número entero de 16 bits correspondiente a cada medición (tensión, corriente o fase).

Con estos datos se construye un dashboard para visualizar las mediciones desde una terminal web (Fig. 11).

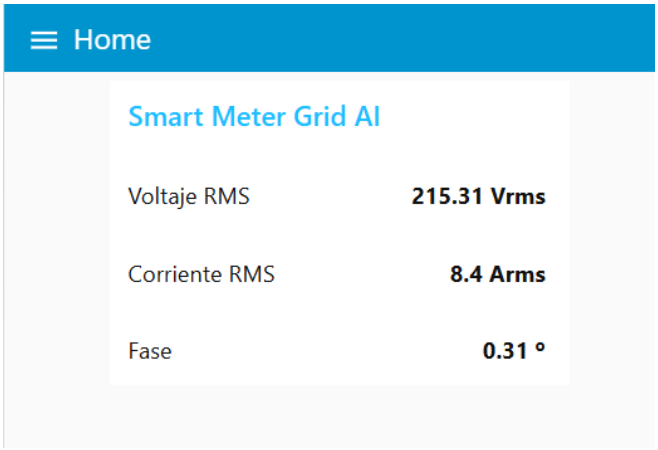


Fig. 11. Visualización web de los datos adquiridos

VI. Resultados

En esta sección se comparan las mediciones obtenidas por el dispositivo con mediciones de referencia realizadas con instrumentos patrón.

Para realizar las pruebas de funcionamiento se utilizó un caloventor con dos niveles de potencia: 1200W (Fig. 12) y 2000W (Fig. 13). El mismo posee una resistencia de calefactora y un motor ventilador, que introduce una leve componente inductiva. Sin embargo, al medir la relación tensión-corriente en el osciloscopio el desfasaje es prácticamente nulo. Esto se debe a que potencia disipada en la resistencia es mucho mayor que la necesaria para el ventilador.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

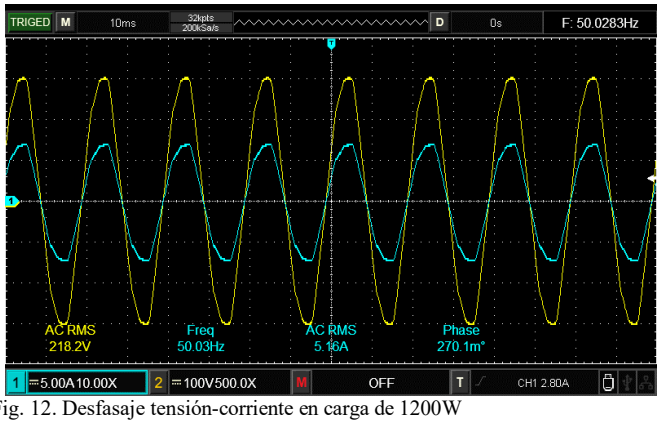


Fig. 12. Desfasaje tensión-corriente en carga de 1200W

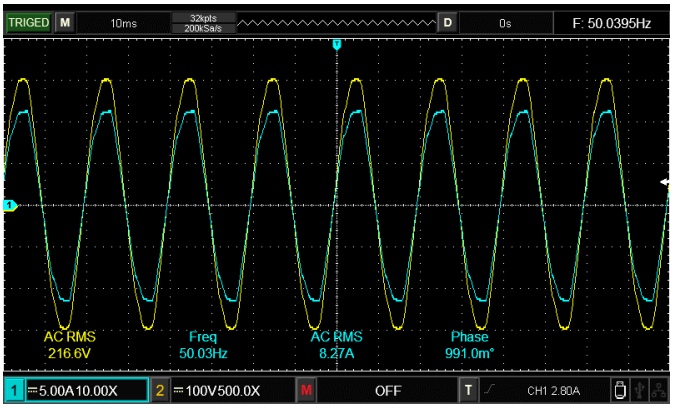


Fig. 13. Desfasaje tensión-corriente en carga de 2000W

A. *Corriente RMS*

TABLE I. MEDICIONES DE CORRIENTE RMS

Medición obtenida [A]	*Medición de referencia [A]*	*Error relativo %*
8.36	8.36	0
8.41	8.36	0.598
8.37	8.31	0.722
5.11	5.06	0.988
5.14	5.05	1.782

Las mediciones de corriente fueron contrastadas con las realizadas con una sonda de corriente Rigol RP1000C, obteniendo un error relativo medio de 0.818%.

B. *Tensión RMS*

TABLE II. MEDICIONES DE TENSIÓN RMS

Medición obtenida	*Medición de referencia*	*Error relativo*
213.0	213.2	0.079
213.4	213.8	0.168
214.5	214.3	0.084
212.2	211.9	0.141
214.5	214.5	0.009

Las mediciones de tensión fueron contrastadas con las realizadas con un multímetro True RMS Hewlett-Packard 974A [21], obteniendo un error relativo medio de 0.097%.

TABLE III. MEDICIONES DE DIFERENCIA DE FASE

Medición obtenida [º]	*Medición de referencia [º]*	*Error absoluto [º]*
0.99	0.719	0.271
0.37	1.08	0.71
0.17	0.9	0.73
0.47	0.629	0.159
0	0.72	0.72

TABLE IV. MEDICIONES DE PERÍODO

Medición obtenida [ms]	*Medición de referencia [ms]*	*Error relativo [ms]*
19.94	19.98	0.2
19.96	19.99	0.15
19.96	19.98	0.1

Las mediciones de período y fase fueron contrastadas con las realizadas con un osciloscopio Uni-T UTD2052CL+ARG [22]. Al mismo se conectaron la tensión de línea al canal A y la corriente al canal B. La tensión se conectó por medio de una sonda diferencial Tektronix P5200 [23] y la corriente por medio de la sonda Rigol mencionada en las mediciones de corriente. El error medio obtenido es de 0.518º en fase y de 0.15% para el período.

VII. CONCLUSIONES

Se implementó exitosamente un prototipo funcional de un medidor inteligente de bajo costo, integrado a una infraestructura de comunicación LoRaWAN. El sistema demostró ser capaz de medir, transmitir y visualizar los parámetros eléctricos y de calidad de energía designados.

La verificación de las mediciones mediante instrumentos de precisión confirmó la exactitud de los valores obtenidos por el prototipo, validando el diseño del hardware y el firmware de adquisición de datos.

Se concluye que la arquitectura propuesta, basada en hardware abierto y protocolos de comunicación estándar, constituye una solución técnica viable, escalable y de bajo coste para aplicaciones de telemedida y monitorización remota en el ámbito de las redes eléctricas inteligentes.

Derivado de este desarrollo, se identifican varias líneas de trabajo futuro:

- Construir múltiples medidores para construir un sistema capaz de recibir, procesar y correlacionar datos en diferentes puntos (aulas, laboratorios, oficinas). Este sistema permitiría obtener una visión holística del consumo energético del edificio.
- Rediseñar el prototipo para reducir aún más su tamaño, costo y complejidad de instalación, facilitando su implementación extensiva en numerosos puntos de medición dentro de la infraestructura edilicia.
- Implementar y desplegar algoritmos de aprendizaje automático para aplicaciones avanzadas como detección de patrones de consumo, predicción de demanda, identificación de anomalías o diagnóstico precoz de fallos en electrodomésticos.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

REFERENCIAS

[1] B. Al-Omar, A.R. Al-Ali, R. Ahmed and T. Landolsi, Role of Information and Communication Technologies in the Smart Grid. Journal of Emerging Trends in Computing and Information Sciences, vol. 3, no. 5, pp. 708-716, 2012. Available: https://www.researchgate.net/publication/266226726_Role_of_Information_and_Communication_Technologies_in_the_Smart_Grid

[2] A. El-Rifaie, B. Neji and I. Nejdawi. Three Phase Enhanced Electrical Energy Metering System. WSEAS Transactions on Environment and Development. 16. pp. 448-453, 2020. 10.37394/232015.2020.16.45. Available: https://www.researchgate.net/publication/341608871_Three_Phase_Enhanced_Electrical_Energy_Metering_System

[3] "What is advanced metering infrastructure (AMI)?", IBM Think, 2023. [Online]. Available: https://www.ibm.com/think/topics/advanced-metering-infrastructure

[4] P. Donato, Á. Hernández, M. Funes, R. Nieto, C. Orallo, y L. de Diego, "Pronóstico de consumo de energía en ámbitos institucionales y domésticos," 28º Congreso Argentino de Control Automático, Buenos Aires, Argentina, 16-18 mayo 2023.

[5] P. G. Donato y M. A. Funes, "Medidores y funciones de las redes eléctricas inteligentes," Ingeniería Eléctrica, vol. 389, pp. 1-7, Aug. 2023. ISSN: 1667-5169.

[6] P. G. Donato y M. A. Funes, "Redes eléctricas inteligentes en contexto," Ingeniería Eléctrica, vol. 388, pp. 1-5, Jul. 2023. ISSN: 1667-5169.

[7] "LoRaWAN®: The Global Standard for Secure, Carrier-Grade IoT LPWAN Connectivity", LoRa Alliance®. [Online]. Available: https://lora-alliance.org

[8] "Product: WiFi LoRa 32 (V3)", Heltec Automation. [Online]. Available: https://heltec.org/project/wifi-lora-32-v3/

[9] "ESP32-S3 Series Datasheet", Espressif Systems. [Online]. Available: https://www.espressif.com/en/products/socs/esp32-s3

[10] "SX1262 860 to 930 MHz, Low Power, Long Range Transceiver Datasheet", Semtech Corporation. [Online]. Available: https://www.semtech.com/products/wireless-rf/lora-connect/sx1262

[11] "YHDC SCT-013-000 Split Core Current Transformer Datasheet", BC Robotics. [Online]. Available: https://bc-robotics.com/datasheets/yhdc.pdf

[12] "ZMPT101B Voltage Transformer Module Specifications", Micro-Transformer Electronics. [Online]. Available: https://www.micro-transformer.com/2ma-2ma-voltage-transformer-ZMPT101B.html

[13] "OPA2322 Dual, 20-MHz, 1.8-V to 5.5-V, Low-Noise Operational Amplifier Datasheet", Texas Instruments. [Online]. Available: https://www.ti.com/product/es-mx/OPA2322

[14] "DG800 Series Function/Arbitrary Waveform Generator User's Guide", Rigol Technologies, 2021. [Online]. Available: https://supportint.rigol.com/Public/Uploads/uploadfile/files/20210322/20210322121114_605818e20dbf6.pdf

[15] "Guía de aplicación: Norma IEC 61000-4-30 Clase A para medición de calidad de energía", Chauvin Arnoux. [Online]. Available: https://www.chauvin-arnoux.es/sites/default/files/documents/wp-lanorma-clasea.pdf

[16] "SenseCAP LoRaWAN Outdoor Gateway User Manual", Seeed Studio. [Online]. Available: https://wiki.seeedstudio.com/Network/SenseCAP_Network/SenseCAP_LoRaWAN_Outdoor_Gateway/SenseCAP_LoRaWAN_Outdoor_Gateway_Overview/

[17] "LoRaWAN® Technology Overview", The Things Network. [Online]. Available: https://www.thethingsnetwork.org/docs/lorawan/what-is-lorawan/

[18] "The Things Network: Open LoRaWAN® Platform", The Things Network. [Online]. Available: https://www.thethingsnetwork.org

[19] "MQTT: The Standard for IoT Messaging", OASIS Open. [Online]. Available: https://mqtt.org

[20] "Node-RED: Low-code Programming for Event-Driven Applications", OpenJS Foundation. [Online]. Available: https://nodered.org

[21] "Keysight 974A High-Accuracy Handheld Multimeter Product Overview", Keysight Technologies. [Online]. Available: https://www.keysight.com/us/en/product/974A/high-accuracy-handheld-multimeter.html

[22] "UNI-T UTD2052CL Digital Storage Oscilloscope Product Specifications", UNI-Trend. [Online]. Available: https://uni-trendus.com/products/utd2052cl-50mhz-2ch-dso-500msa-s-64kpts-memory-7in-screen

[23] "TBS1000C Series Digital Storage Oscilloscope User Manual", Tektronix. [Online]. Available: https://download.tek.com/manual/070901806web.pdf

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Sistema de Telemetría de Bajo Consumo para el Monitoreo Ambiental en Plantaciones de Plátano Afectadas por la Sigatoka Negra

Yurley Tatiana Tovar Martínez
Universidad Tecnológica de Pereira
yurley-tatiana1997@utp.edu.co

Andrés Felipe Calvo Salcedo
Universidad Tecnológica de Pereira
afcalvo@utp.edu.co

Arley Bejarano Martínez
Universidad Tecnológica de Pereira
abejarano@utp.edu.co

Santiago Rojas Diez
Universidad Tecnológica de Pereira
diezsantiago@utp.edu.co

***Abstract*—Se presenta un sistema de telemetría basado en microcontroladores *ESP32* y *ESP32-CAM* diseñado para el monitoreo en tiempo real de variables climáticas en plantaciones de plátano afectadas por la Sigatoka Negra. Este registra parámetros ambientales como lo son la temperatura, humedad, precipitación, velocidad y dirección del viento. Los datos son almacenados localmente en tarjetas SD y transmitidos de manera inalámbrica a través de conexión Wi-Fi para su análisis posterior. Con el fin de garantizar autonomía energética en entornos rurales sin acceso a fuentes eléctricas convencionales, se incorpora un modo de bajo consumo mediante la técnica *deep sleep*. La solución propuesta no solo permite la generación de alertas tempranas y captura de imágenes automáticas, sino también la toma decisiones de manera respaldada. Este trabajo promueve la agricultura de precisión mediante tecnologías accesibles y escalables.**

***Index Terms*—Telemetría, Agricultura de Precisión, ESP32, IoT, Sigatoka Negra, Bajo Consumo**

I. Introducción

La Sigatoka Negra, provocada por el hongo *Pseudocercospora fijiensis*, es una de las enfermedades más perjudiciales para el cultivo de plátano a nivel mundial, capaz de reducir la productividad en más de un 50% si no se detecta y controla a tiempo [1]. En la Figura 1 se ilustran los síntomas foliares característicos, con lesiones elípticas y progresión hacia necrosis.

Fig. 1: Síntomas foliares de Sigatoka Negra. Adaptado de [1].

Factores ambientales como la temperatura, la humedad y la precipitación tienen un papel clave en su proliferación, siendo especialmente propicia su aparición en rangos de temperatura entre 17.9 °C y 29.1 °C acompañados de alta humedad relativa [2].

Numerosos estudios han demostrado el potencial del Internet de las Cosas (IoT) en la transformación de la agricultura tradicional hacia esquemas más eficientes y sostenibles[7, 9 y 10]. En Indonesia, por ejemplo, se diseñó un sistema de cultivo inteligente con monitoreo climático, calidad del aire y del suelo, que además automatiza el riego mediante control remoto [7]. Revisiones sobre Agricultura 4.0 destacan que los sensores de temperatura y humedad son los más empleados en la predicción climática por su bajo costo e integración con tecnologías *edge/cloud* [8]. También se han propuesto estaciones portátiles con múltiples sensores y conectividad GSM/Wi-Fi [9]. No obstante, las soluciones todo-en-uno pueden subestimar ciertas variables y ser sensibles al viento [10].

Este trabajo implementa un sistema de telemetría de bajo consumo en plantaciones afectadas por Sigatoka Negra, combinando la adquisición de variables ambientales y la captura de imágenes para apoyar decisiones agronómicas con evidencia.

II. Marco Teórico

A. Fundamentos agronómicos y escala de Fouré

La proliferación de *P. fijiensis* se asocia a temperaturas entre 17.9–29.1 °C y humedades relativas superiores al 85% [2]. La enfermedad reduce la capacidad fotosintética y compromete el rendimiento [1]. La severidad foliar se valora con la escala de Fouré (0–6), útil para correlacionar el microclima y el progreso de síntomas. La Figura 2 muestra los seis estadios de severidad empleados en la clasificación.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

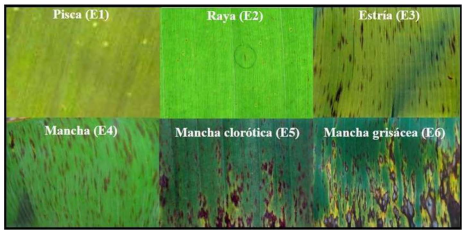


Fig. 2: Escala de Fouré para la clasificación de la Sigatoka Negra (seis estadios de severidad). Adaptado de [14].

B. ¿Qué es un sensor y cómo se selecciona?

Un sensor convierte una magnitud física en una señal utilizable. La selección para agricultura considera el rango y la resolución, la precisión y la estabilidad, consumo energético, la robustez ambiental y la facilidad de integración eléctrica y de datos. Estos criterios guiaron la elección de sensores para temperatura/humedad, precipitación, velocidad y dirección del viento.

C. Tecnologías de Monitoreo Ambiental

Los sistemas IoT basados en microcontroladores han emergido como una solución para el monitoreo de variables críticas. Revisiones recientes destacan que:

- Sensores de bajo consumo (e.g., AM2305B, pluviómetros de cangilones) son óptimos para mediciones continuas en zonas rurales [11], [17], [18].
- Las arquitecturas duales (adquisición + imagen) mejoran la correlación entre datos y síntomas [9].
- Los protocolos de transmisión diferencial reducen el consumo energético hasta un 30% [6].

Adicionalmente, trabajos previos con ESP32 han demostrado su aplicabilidad en entornos diversos: desde el monitoreo domótico y agroindustrial [3] hasta la implementación de redes de sensores con LoRa para zonas rurales [4]. Estos desarrollos validan la flexibilidad del microcontrolador, aunque suelen enfocarse en aplicaciones distintas al cultivo de plátano y no incluyen la integración de imágenes sincronizadas con datos climáticos, lo cual representa una ventaja diferencial del sistema aquí propuesto.

No obstante, soluciones comerciales como ATMOS41 presentan limitaciones en:

- Subestimación de radiación solar (error sistemático de -15%) [8].
- Alta dependencia de infraestructura eléctrica [13].
- Costos prohibitivos (> USD 700) para pequeños agricultores [12].

D. Discusión comparativa y aporte

A diferencia de las propuestas todo-en-uno [10], este sistema separa la medición de sensores y la captura de imagen; emplea *deep sleep* + RTC para minimizar el *duty cycle*; utiliza ESP32/ESP32-CAM de bajo costo con Wi-Fi integrado [15], [16]. Esto reduce barreras de adopción y mantiene trazabilidad (datos+foto) para detección temprana [6], [8], [20].

III. Metodología

A. Arquitectura general del sistema

El sistema se compone de dos módulos: el primero es una Unidad de adquisición (ESP32) con sensores ambientales, RTC y almacenamiento de datos en microSD; y el segundo consiste en Unidad de imagen (ESP32-CAM) para capturas fotográficas. La elección de estos microcontroladores se fundamenta en su bajo consumo energético en modo *deep sleep* (del orden de microamperios), su conectividad Wi-Fi integrada y la capacidad de manejar múltiples periféricos, características ampliamente documentadas en los datasheets oficiales [15], [16]. Además, estudios previos han demostrado su aplicabilidad tanto en entornos domóticos como agroindustriales y rurales, resaltando su versatilidad frente a otros dispositivos de mayor costo o complejidad [3], [4]. A diferencia de estaciones comerciales como la ATMOS41, que presentan limitaciones en costos y dependencia eléctrica [10], [13], el uso de ESP32 y ESP32-CAM constituye una alternativa accesible y escalable para aplicaciones de agricultura de precisión. La Figura 3 se muestra de manera general la interconexión entre placas, y sus respectivos sensores.

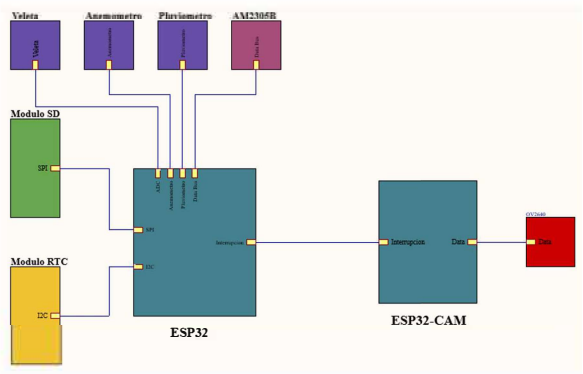


Fig. 3: Esquema de bloques: adquisición (ESP32) + imagen (ESP32-CAM) y sincronización RTC.

B. Descripción de sensores

Los sensores seleccionados permiten realizar mediciones confiables de las principales variables climáticas que influyen en la aparición y propagación de la Sigatoka Negra en plantaciones de plátano. Cada uno de ellos fue seleccionado por su robustez, precisión y compatibilidad con sistemas de bajo consumo energético. A continuación, se describen sus características principales, junto con las imágenes de los sensores implementados.

Sensores y rangos:

- **Temperatura/Humedad (AM2305B)**: Sensor digital encapsulado en carcasa plástica resistente a la intemperie (véase Figura 4). Opera en el rango de -40 a 80 °C con una resolución de 0.1 °C; la humedad relativa (HR) se mide entre 0–100% con resolución de 0.1% [17]. Este sensor permite correlacionar los niveles de humedad con el desarrollo del hongo causante de la enfermedad.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025



Fig. 4: Sensor de temperatura y humedad AM2305B.

- **Pluviómetro de cangilones**: Dispositivo mecánico de tipo “tipping bucket” que convierte la cantidad de lluvia caída en pulsos eléctricos (véase Figura 5). Cada vuelco equivale a una cantidad fija de agua, en este caso calibrada a 0.3 mm/vuelco [18]. Su simplicidad lo hace ideal para aplicaciones de campo prolongadas.



Fig. 5: Pluviómetro de cangilones utilizado en el prototipo.

- **Anemómetro de cazoletas**: Instrumento de tres cazoletas que mide la velocidad del viento en un rango de 0–30 m/s (véase Figura 6). Cada rotación produce pulsos proporcionales a la velocidad [18]. Esta variable es clave para estudiar la dispersión de esporas del hongo.



Fig. 6: Anemómetro de cazoletas para medición de velocidad del viento.

- **Veleta**: Sensor mecánico que mide la dirección del viento en un rango de 0–360°(véase Figura 7). Emplea una red resistiva para obtener el ángulo absoluto de orientación [18]. Junto con el anemómetro, proporciona información fundamental sobre patrones de viento en la plantación.



Fig. 7: Veleta para medición de dirección del viento.

C. Diseño físico y PCB

Antes de realizar el diseño definitivo en Altium Designer, se construyó un prototipo en protoboard con el ESP32, el RTC y los sensores principales. Este montaje permitió verificar las conexiones eléctricas, la lógica de adquisición de datos y la escritura en la microSD, reduciendo riesgos en la fabricación de las placas. La Figura 15 presenta como resultado el montaje preliminar utilizado en esta fase.

El sistema definitivo fue implementado mediante el diseño de PCBs personalizadas en Altium Designer, priorizando la robustez, la modularidad y el fácil mantenimiento. Se desarrollaron dos placas: una principal para procesamiento y almacenamiento, y otra secundaria para captura de imágenes.

El sistema fue implementado mediante el diseño de PCBs personalizadas en Altium Designer, priorizando la robustez, la modularidad y el fácil mantenimiento. Se desarrollaron dos placas: una principal para procesamiento y almacenamiento, y otra secundaria para captura de imágenes.

La placa principal integra el ESP32, un RTC, un zócalo microSD y conectores de sensores, con una distribución de pistas optimizada para minimizar interferencias siguiendo la Figura 8.

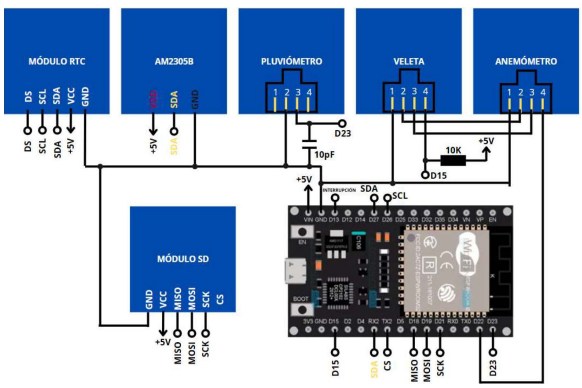


Fig. 8: Esquema de conexión para la ESP32 en PCB personalizada.

El módulo de imagen incorpora la ESP32-CAM y su alimentación en una PCB independiente, lo que permite reemplazarlo sin afectar el resto del sistema y asegura estabilidad en la captura de datos. Para este diseño se siguió la distribución que se muestra en la Figura 9.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

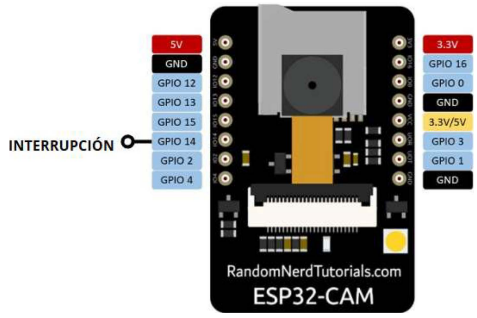


Fig. 9: Esquema de conexión para la ESP32-CAM en PCB personalizada.

D. Comunicación y sincronización

La unidad principal opera en modo punto de acceso (soft-AP) y la unidad de imagen como estación (STA). Al activarse la cámara, se realiza un *handshake* ligero (hola/ack) y se intercambian metadatos (marca temporal, nombre de archivo y tamaño). La transferencia de imágenes se habilita sobre un canal confiable (TCP) en tramas segmentadas; en las pruebas, las imágenes se guardan localmente en microSD para su descarga con el visualizador. La sincronización temporal se asegura con RTC externo (DS1307 [19]).

En cuanto a la comunicación con los sensores, se emplean diferentes protocolos según la naturaleza de cada dispositivo. El sensor de temperatura y humedad (AM2305B) utiliza una comunicación digital serial de un solo hilo, con verificación de datos mediante bit de paridad, lo que garantiza que cada lectura sea íntegra antes de almacenarse. El módulo RTC (DS1307) se conecta a través de I2C, permitiendo al microcontrolador obtener la fecha y hora con precisión y añadir marcas temporales a los registros. Los sensores mecánicos de precipitación (pluviómetro de cangilones), velocidad del viento (anemómetro) y dirección del viento (veleta) generan salidas de tipo digital por pulsos o variaciones resistivas, que son leídas por entradas GPIO configuradas en modo contador o mediante divisores de tensión, de forma que cada pulso o nivel resistivo se traduce en valores físicos calibrados.

El almacenamiento local de la información se realiza en una tarjeta microSD que se comunica con la unidad de adquisición mediante el protocolo SPI, lo que posibilita escrituras rápidas y organizadas en formato CSV. De esta manera, el sistema integra en un mismo ciclo de muestreo distintos tipos de comunicación —digital serial de un solo hilo, I2C, SPI y señales digitales discretas—, optimizando tanto la versatilidad del hardware como la eficiencia energética en cada ciclo de adquisición.

E. Lógica de funcionamiento y diagramas de flujo

La lógica de operación se resume en los diagramas de flujo. La Figura 10 describe la secuencia de adquisición de datos, y la Figura 11 ilustra el proceso de captura de imágenes.



Fig. 10: Diagrama de flujo del módulo de adquisición (ESP32).

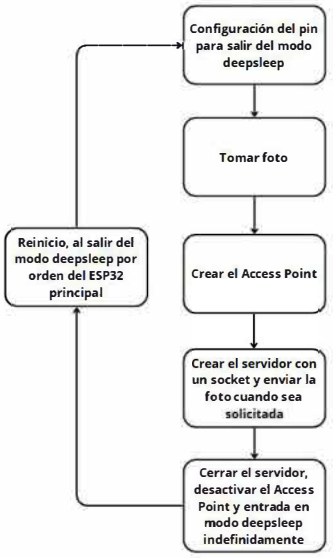


Fig. 11: Diagrama de flujo del módulo de imagen (ESP32-CAM, sensor OV2640 [20]).

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

El diseño de la lógica considera la eficiencia energética como principio fundamental. Al activarse por el temporizador del RTC, la unidad principal inicia con la configuración de los periféricos básicos y se establecen las rutinas de lectura de sensores. Posteriormente, cada uno ed estos es medido de forma secuencial. Esta información es almacenada en la tarjeta microSD junto con una marca temporal generada por el RTC.

Una vez completada la fase anterior, la unidad principal envía una señal digital al módulo de imagen, que pasa de modo *deep sleep* a modo activo. En ese estado, la ESP32-CAM ejecuta la inicialización de la cámara OV2640, configura los parámetros de captura y genera un archivo JPEG que se guarda en la microSD con un nombre codificado por fecha y hora. Además, envía metadatos básicos de la captura a la unidad principal, lo que asegura la sincronización con los datos ambientales ya almacenados. Concluida la captura, ambos módulos regresan al estado de reposo profundo a esperar la bandera de activación que inicia el bucle cada media hora, reduciendo el consumo energético.

F. Gestión y visualización de datos

Se desarrolló una herramienta de escritorio que permite gestionar, visualizar y analizar la información registrada por las estaciones de monitoreo. Esta aplicación trabaja con dos tipos de entradas: archivos de datos en formato CSV organizados como en la Figura 14 y las imágenes capturadas por la cámara, ambas con sellos de fecha y hora que permiten su sincronización automática.

Proceso de transferencia: la información se transfiere desde la memoria extraíble de la estación hacia carpetas organizadas por fecha y hora de descarga. Durante este proceso se realizan verificaciones para asegurar que el archivo de datos y la carpeta de imágenes estén presentes y en buen estado. Una vez completada la copia, el sistema ofrece la opción de limpiar la memoria de la estación, eliminando imágenes y dejando un archivo CSV vacío con solo los encabezados, lo que optimiza el almacenamiento para nuevas mediciones.

Visualización de registros: la interfaz principal presenta una tabla que muestra los campos registrados: fecha, hora, precipitación, velocidad y dirección del viento, temperatura y humedad. Al seleccionar un registro, se carga automáticamente la imagen asociada, ajustada proporcionalmente al tamaño de la ventana, lo que permite correlacionar las condiciones ambientales con la evidencia visual en campo, como se muestra en la Figura 13.

Navegación y control: la aplicación incorpora botones de navegación para avanzar o retroceder entre registros, así como un indicador de la posición actual en el conjunto de datos. El diseño de la interfaz es dinámico y se adapta al tamaño de la ventana, redimensionando tanto las imágenes como los elementos gráficos para mantener la legibilidad y el aprovechamiento del espacio disponible. En la Figura 12 se puede observar una breve descripción de cada uno de los apartados con los que se puede interactuar en el software.

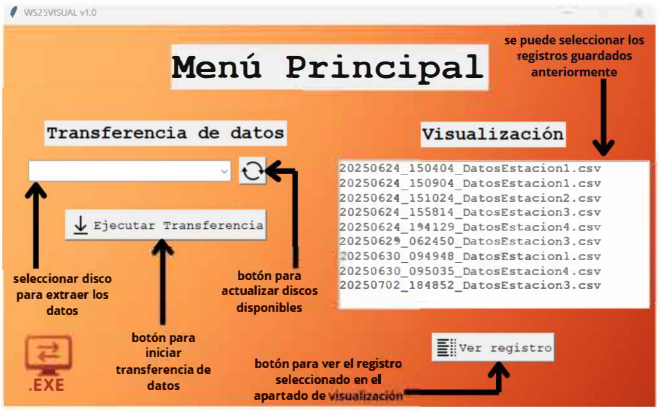


Fig. 12: Menú principal del visualizador de datos.



Fig. 13: Visualización integrada de mediciones e imágenes en el software.



Fig. 14: Formato estructurado de los datos en archivo CSV.

IV. Resultados

Se realizaron pruebas iniciales en entorno residencial para validar continuidad de muestreo (cada 30 min), correcta adquisición de datos por parte de los sensores, sincronización imagen–datos y autonomía energética. Cada estación operó con *power bank* de 10000 mAh (carga inicial 100%) hasta apagado por descarga.

A. Prototipo preliminar y PCB

Como resultado de prototipo, con el fin de verificar la correcta lectura de los sensores, el marcado temporal mediante RTC y la escritura de registros en la memoria microSD se obtuvo el montaje de la Figura 15. Esta etapa permitió ajustar detalles de conexión, depuración del firmware y validación de la lógica de bajo consumo. Los resultados de esta validación sentaron la base para el diseño definitivo de las placas en Altium y garantizaron que la arquitectura propuesta funcionara de forma confiable.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

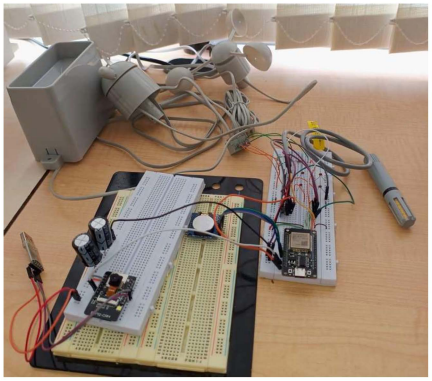


Fig. 15: Montaje en protoboard utilizado para validar adquisición y almacenamiento antes de la fabricación de PCBs.

Posteriormente, se fabricaron las PCBs personalizadas siguiendo la organización validada en el prototipo. La placa principal integró el ESP32, el RTC, el zócalo microSD y los conectores de sensores, mientras que el módulo de imagen incorporó la ESP32-CAM y su circuito de alimentación en una tarjeta independiente. En las Figuras 16 y 17 se observan los resultados finales, donde se aprecia la transición de un montaje experimental en protoboard hacia un diseño robusto y modular en PCB.

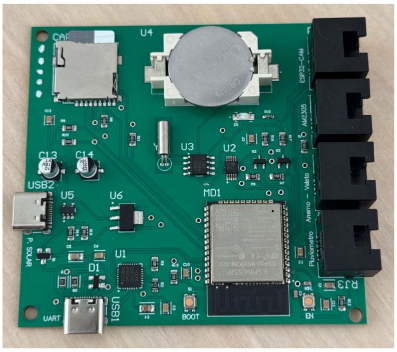


Fig. 16: PCB principal ensamblada con ESP32, RTC, microSD y bornes de sensores.

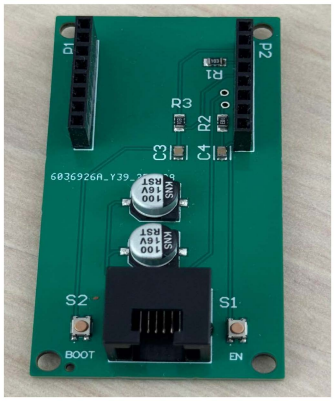


Fig. 17: PCB del módulo de imagen (ESP32-CAM).

B. Adquisición y almacenamiento

Los datos se almacenan en archivos con extensión CSV, cuya estructura es `YYYY-MM-DD HH:MM:SS`. A continuación, desde la Figura 18 hasta la 21 se muestran fragmentos reales de los datos capturados durante las pruebas.

El esquema de almacenamiento adoptado permite que cada registro contenga de manera estructurada la información de todos los sensores, junto con la fecha y la hora exacta de la adquisición. Adicionalmente, el uso de un archivo CSV por sesión de registro simplifica la trazabilidad, ya que cada archivo queda claramente identificado por su nombre y puede ser vinculado de forma unívoca a las imágenes obtenidas en el mismo intervalo temporal.

Date	Time	Precipitation	Wind Velocity	Wind Direction	Temperature	Humidity	Image Name
2025-6-24	18:14:12	0.0	0.0	W/NW		23.1	90.8 IMG_20250624_181412.JPEG
2025-6-24	18:44:58	0.0	0.0	W/NW		23.1	90.8 IMG_20250624_184458.JPEG
2025-6-24	19:15:56	0.0	0.0	W/NW		22.8	91.2 IMG_20250624_191556.JPEG
2025-6-24	19:47:22	0.0	0.04	W/NW		22.7	91.8 IMG_20250624_194722.JPEG
2025-6-24	20:18:18	0.0	0.04	W/NW		22.6	92.5 IMG_20250624_201818.JPEG
2025-6-24	20:49:27	0.0	0.04	W/NW		22.3	92.9 IMG_20250624_204927.JPEG
2025-6-24	21:21:04	0.0	0.04	W/NW		22.2	93.2 IMG_20250624_212104.JPEG
2025-6-24	21:52:03	0.0	0.04	W/NW		22.1	93.5 IMG_20250624_215203.JPEG
2025-6-24	22:23:11	0.0	0.04	W/NW	22.0		93.6 IMG_20250624_222311.JPEG
2025-6-24	22:54:58	0.0	0.04	W/NW		21.9	93.6 IMG_20250624_225458.JPEG
2025-6-24	23:25:53	0.0	0.04	W/NW		21.8	93.2 IMG_20250624_232553.JPEG
2025-6-24	23:57:11	0.0	0.04	W/NW		21.7	92.7 IMG_20250624_235711.JPEG
2025-6-25	0:28:14	0.0	0.04	W/NW		21.6	92.2 IMG_20250625_002814.JPEG
2025-6-25	0:59:31	0.0	0.04	W/NW		21.6	92.0 IMG_20250625_005931.JPEG
2025-6-25	1:30:30	0.0	0.04	W/NW		21.5	92.2 IMG_20250625_013030.JPEG
2025-6-25	2:01:38	0.0	0.04	W/NW		21.4	92.5 IMG_20250625_020138.JPEG
2025-6-25	2:32:40	0.0	0.04	W/NW		21.4	92.6 IMG_20250625_023240.JPEG
2025-6-25	3:03:36	0.0	0.04	W/NW		21.2	92.1 IMG_20250625_030336.JPEG
2025-6-25	3:34:36	0.0	0.04	W/NW		21.2	91.5 IMG_20250625_033436.JPEG
2025-6-25	4:05:35	0.0	0.04	W/NW		21.1	90.9 IMG_20250625_040535.JPEG
2025-6-25	4:36:30	0.0	0.04	W/NW	21.0		90.7 IMG_20250625_043630.JPEG
2025-6-25	5:07:30	0.0	0.04	W/NW		20.9	90.7 IMG_20250625_050730.JPEG

Fig. 18: Fragmento CSV — Prueba 094948.

Date	Time	Precipitation	Wind Velocity	Wind Direction	Temperature	Humidity	Image Name
2025-6-24	19:43:17	0.3	0.0	S		20.3	84.1 IMG_20250624_194317.JPEG
2025-6-24	20:14:08	0.3	0.0	S		20.3	84.1 IMG_20250624_201408.JPEG
2025-6-24	20:44:57	0.3	0.0	S		23.1	84.2 IMG_20250624_204457.JPEG
2025-6-24	21:15:45	0.3	0.0	S		22.9	84.3 IMG_20250624_211545.JPEG
2025-6-24	21:46:34	0.3	0.0	S		22.8	84.5 IMG_20250624_214634.JPEG
2025-6-24	22:17:23	0.3	0.0	S		22.7	84.6 IMG_20250624_221723.JPEG
2025-6-24	22:48:11	0.3	0.0	S		22.6	84.5 IMG_20250624_224811.JPEG
2025-6-24	23:19:01	0.3	0.0	S		22.6	84.3 IMG_20250624_231901.JPEG
2025-6-24	23:49:50	0.3	0.0	S		22.5	83.9 IMG_20250624_234950.JPEG
2025-6-25	0:20:39	0.3	0.0	S		22.4	83.5 IMG_20250625_002039.JPEG
2025-6-25	0:51:29	0.3	0.0	S		22.3	83.3 IMG_20250625_005129.JPEG
2025-6-25	1:22:17	0.3	0.0	S		22.2	83.2 IMG_20250625_012217.JPEG
2025-6-25	1:53:06	0.3	0.0	S		22.2	83.4 IMG_20250625_015306.JPEG
2025-6-25	2:23:55	0.3	0.0	S		22.1	83.5 IMG_20250625_022355.JPEG
2025-6-25	2:54:43	0.3	0.0	S	22.0		83.3 IMG_20250625_025443.JPEG
2025-6-25	3:25:32	0.3	0.0	S		21.9	82.8 IMG_20250625_032532.JPEG
2025-6-25	3:56:23	0.3	0.0	S		21.8	82.3 IMG_20250625_035623.JPEG
2025-6-25	4:27:11	0.3	0.0	S		21.8	81.9 IMG_20250625_042711.JPEG
2025-6-25	4:58:00	0.3	0.0	S		21.7	81.9 IMG_20250625_045800.JPEG
2025-6-25	5:28:48	0.3	0.0	S		21.6	81.9 IMG_20250625_052848.JPEG
2025-6-25	5:59:35	0.3	0.0	S		21.5	81.9 IMG_20250625_055935.JPEG
2025-6-25	6:30:24	0.3	0.0	S		21.4	81.7 IMG_20250625_063024.JPEG

Fig. 19: Fragmento CSV — Prueba 062450.

Date	Time	Precipitation	Wind Velocity	Wind Direction	Temperature	Humidity	Image Name
2025-6-29	5:11:49	0.3	02.04	N	19.7	92.2	IMG_20250629_051149.JPEG
2025-6-29	5:42:39	0.3	01.08	NE	19.8	91.8	IMG_20250629_054239.JPEG
2025-6-29	6:13:32	0.3	2.68	W/NW	20.2	90.6	IMG_20250629_061332.JPEG
2025-6-29	6:44:22	0.3	03.04	W/NW	20.9	86.8	IMG_20250629_064422.JPEG
2025-6-29	7:15:13	0.3	0.0	W/NW	21.1	83.4	IMG_20250629_071513.JPEG
2025-6-29	7:46:02	0.3	0.0	W/NW	22.4	78.9	IMG_20250629_074602.JPEG
2025-6-29	8:16:54	0.3	8.000001	N	23.0	76.4	IMG_20250629_081654.JPEG
2025-6-29	8:47:45	0.3	0.8	SE	23.7	72.9	IMG_20250629_084745.JPEG
2025-6-29	9:18:36	0.3	0.8	N	24.0	70.7	IMG_20250629_091836.JPEG
2025-6-29	9:49:30	0.3	0.12	SW	24.6	69.8	IMG_20250629_094930.JPEG
2025-6-29	10:20:20	0.3	3.76	W/NW	25.7	64.6	IMG_20250629_102020.JPEG
2025-6-29	10:51:13	0.3	2.44	W/NW	24.9	78.9	IMG_20250629_105113.JPEG
2025-6-29	11:22:07	0.3	0.48	W/NW	26.1	66.2	IMG_20250629_112207.JPEG
2025-6-29	11:52:43	0.3	0.0	W/NW	27.2	65.4	IMG_20250629_115243.JPEG
2025-6-29	12:23:29	0.3	8.000001	W/NW	25.4	69.8	IMG_20250629_122329.JPEG
2025-6-29	12:54:15	0.3	0.48	N	25.1	68.3	IMG_20250629_125415.JPEG
2025-6-29	13:25:06	0.3	7.840001	Fuera derango	27.1	67.1	IMG_20250629_132506.JPEG
2025-6-29	13:56:01	0.3	4.2	N	28.6	55.1	IMG_20250629_135601.JPEG
2025-6-29	14:26:53	0.3	1.6	SE	36.1	35.5	IMG_20250629_142653.JPEG
2025-6-29	14:58:20	0.3	8.000001	S	43.3	22.4	IMG_20250629_145820.JPEG
2025-6-29	15:28:48	0.3	2.16	S	36.7	29.1	IMG_20250629_152848.JPEG
2025-6-29	15:59:26	0.3	1.52	N	29.1	46.9	IMG_20250629_155926.JPEG

Fig. 20: Fragmento CSV — Prueba 184852.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

	A	B	D	H	E	F	G	H	I
1	Date	Time	Precipitation	Wind Velocity	Wind Direction	Temperature	Humidity	Image Name	
2	2025-6-24	18:13:55	0.0	0.04	ONO		23.4	83.7	IMG_20250624_181355.JPEG
3	2025-6-24	18:44:19	0.0	8.000.001	ONO		23.4	83.7	IMG_20250624_184419.JPEG
4	2025-6-24	19:14:42	0.3	0.0	ONO		23.1	83.8	IMG_20250624_191442.JPEG
5	2025-6-24	19:45:05	0.3	0.0	ONO	23.0		84.2	IMG_20250624_194505.JPEG
6	2025-6-24	20:15:29	0.3	0.0	ONO	23.0		84.7	IMG_20250624_201529.JPEG
7	2025-6-24	20:45:53	0.3	0.0	ONO		22.7	85.1	IMG_20250624_204553.JPEG
8	2025-6-24	21:16:15	0.3	0.0	ONO		22.6	85.4	IMG_20250624_211615.JPEG
9	2025-6-24	21:46:40	0.3	0.0	ONO		22.4	85.7	IMG_20250624_214640.JPEG
10	2025-6-24	22:17:06	0.3	0.0	ONO		22.3	86.0	IMG_20250624_221706.JPEG
11	2025-6-24	22:47:30	0.3	0.0	ONO		22.2	86.0	IMG_20250624_224730.JPEG
12	2025-6-24	23:17:54	0.3	0.0	ONO		22.1	85.6	IMG_20250624_231754.JPEG
13	2025-6-24	23:48:21	0.3	0.0	ONO	22.0		85.3	IMG_20250624_234821.JPEG
14	2025-6-25	0:18:45	0.3	0.0	ONO		21.9	85.0	IMG_20250625_001845.JPEG
15	2025-6-25	0:49:09	0.3	0.0	ONO		21.8	85.0	IMG_20250625_004909.JPEG
16	2025-6-25	1:19:31	0.3	0.0	ONO		21.7	85.2	IMG_20250625_011931.JPEG
17	2025-6-25	1:49:56	0.3	0.0	ONO		21.6	85.6	IMG_20250625_014956.JPEG
18	2025-6-25	2:20:22	0.3	0.0	ONO		21.6	85.8	IMG_20250625_022022.JPEG
19	2025-6-25	2:50:48	0.3	0.0	ONO		21.5	85.5	IMG_20250625_025048.JPEG
20	2025-6-25	3:21:15	0.3	0.0	ONO		21.4	84.9	IMG_20250625_032115.JPEG
21	2025-6-25	3:51:41	0.3	0.0	ONO		21.3	84.4	IMG_20250625_035141.JPEG
22	2025-6-25	4:22:05	0.3	0.0	ONO		21.2	83.9	IMG_20250625_042205.JPEG

Fig. 21: Fragmento CSV — Prueba 095035.

En total se recopilaron cuatro conjuntos de datos completos, cada uno correspondiente a un ensayo independiente, para una suma de 564 registros. Los rangos de temperatura registrados fueron: 19.7–37.6 °C en la prueba 062450, 19.0–31.7 °C en la prueba 094948, 19.7–40.5 °C en la prueba 095035 y 19.3–43.3 °C en la prueba 184852. En cuanto a la humedad relativa, se obtuvieron valores en el rango de 33.5–97.1% (062450), 46.4–99.9% (094948), 25.1–91.3% (095035) y 22.4–97.6% (184852). Todos los registros fueron almacenados exitosamente en formato CSV, alcanzando un 100% de efectividad en la captura de la información.

C. Capturas de imágenes

En la Figura 22 se muestra un mosaico con imágenes de hojas de plátano recolectadas en campo por la ESP32-CAM. Se evidencian diferentes estados fitosanitarios, incluyendo hojas con síntomas característicos de la Sigatoka Negra y hojas en aparente estado saludable.

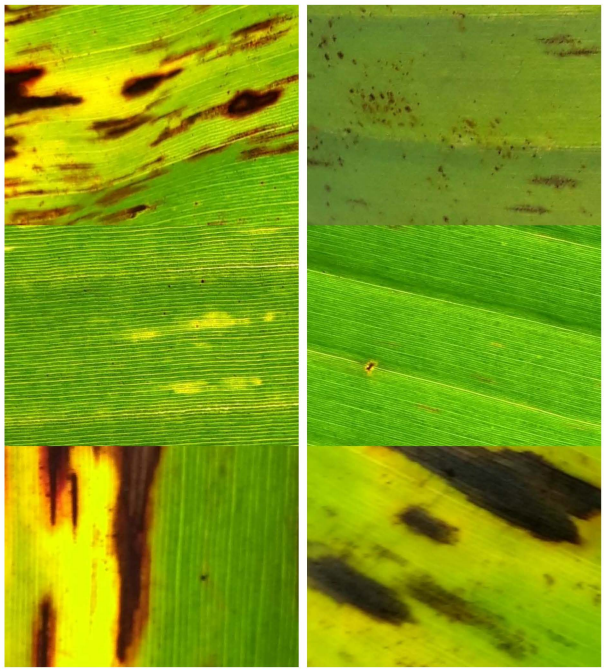


Fig. 22: Mosaico de imágenes capturadas por el módulo ESP32-CAM.

D. Análisis directo desde CSV

- **094948:** la temperatura aumentó de 25.1 °C a 29.1 °C, mientras que la humedad relativa descendió de 88% a 74%. No se registraron precipitaciones y la velocidad del viento permaneció menor a 0.8 m/s. El periodo de muestreo promedio fue de 1869 s (31.1 min), con variaciones entre 1842 s y 2451 s.
- **062450:** se inició con temperatura de 22.3 °C y humedad relativa del 91%. Durante el ensayo la temperatura se incrementó en aproximadamente 5 °C y la humedad descendió hasta ∼80%. Se registró un evento de lluvia breve con acumulado de 0.4 mm. El periodo de muestreo promedio fue de 1831 s (30.5 min), con un rango entre 923 s y 1878 s.
- **184852:** la temperatura se mantuvo estable alrededor de 27 °C, con humedad relativa entre 78–85%. No hubo registro de precipitaciones. El anemómetro detectó ráfagas de viento con picos de hasta 1.2 m/s. El periodo de muestreo promedio fue de 1849 s (30.8 min), con variaciones entre 1828 s y 1887 s.
- **095035:** se presentó una variación térmica inferior a 2 °C y una humedad relativa promedio de 86%. Durante la prueba se detectaron lluvias intermitentes con un total acumulado de 0.6 mm. El periodo de muestreo promedio fue de 1819 s (30.3 min), con un rango entre 1060 s y 1855 s.

Además, a partir de los archivos CSV se pueden generar gráficas detalladas que permiten observar la evolución de cada variable a lo largo del tiempo. Por ejemplo, en las Figuras 23–26 se muestran las gráficas obtenidas a partir de la prueba 184852, donde se aprecian las variaciones diarias y la continuidad temporal de los registros. El eje horizontal se organizó de acuerdo con la fecha y se marcaron explícitamente los inicios de cada día, lo que facilita la identificación de los períodos de medición. El espaciado entre los datos corresponde aproximadamente a intervalos de 30 minutos, de este modo, resulta posible analizar con mayor precisión los cambios en temperatura, humedad relativa, precipitación y velocidad del viento.

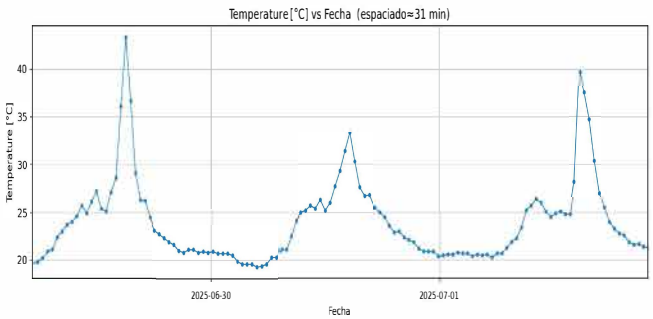


Fig. 23: Evolución de la temperatura en la prueba 184852.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

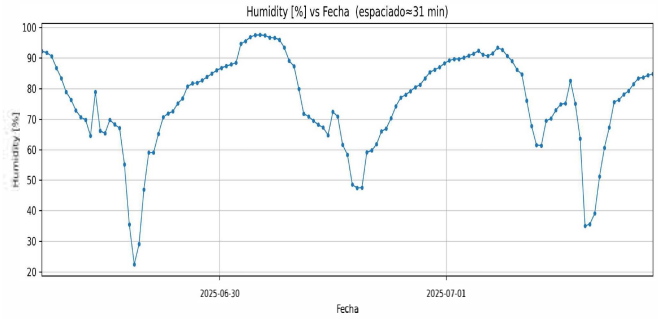


Fig. 24: Evolución de la humedad relativa en la prueba 184852.

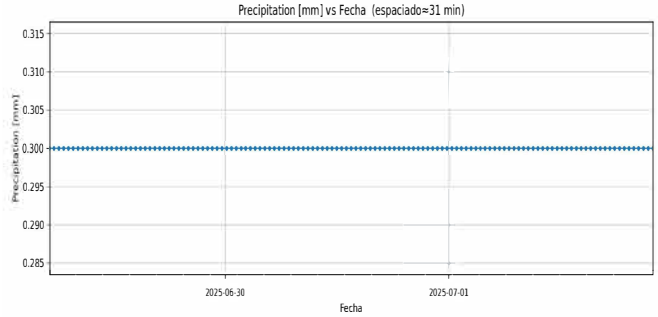


Fig. 25: Lluvia acumulada registrada en la prueba 184852.

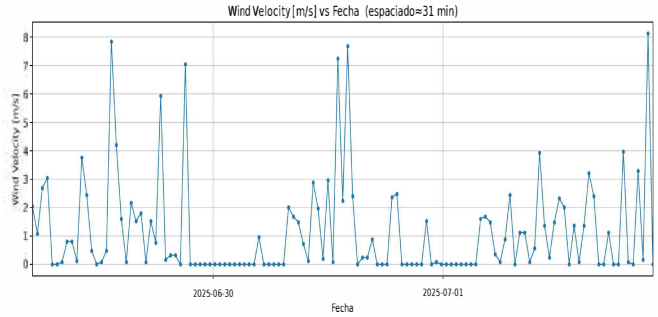


Fig. 26: Velocidad del viento en la prueba 184852.

E. Autonomía y consumo

La autonomía observada estuvo entre 26 y 38 h, condicionada por la capacidad real de la batería y la frecuencia de activación de la cámara. El *deep sleep* del ESP32 limitó el consumo en reposo a microamperios y los picos de consumo por la cámara se concentraron en ventanas cortas de captura. Durante las pruebas con el prototipo, la alimentación desde una fuente DC de 3.3 V permitió medir un consumo de 0.15 A (aprox. 0.495 W) cuando el sistema realizaba la adquisición de datos y la captura de imágenes. En contraste, en estado de *deep sleep* el consumo descendió a 0.003 A (0.0099 W), evidenciando la marcada diferencia entre los períodos activos y de reposo. Estos valores de potencia confirman la relevancia de los modos de bajo consumo para extender la autonomía del sistema, ya que la mayor parte del tiempo de operación se mantiene en suspensión y sólo se generan picos durante la captura y transmisión de la información.

Adicionalmente, se realizó una prueba de validación con el multímetro USB KWS-MX17 [21], conectando las placas a 5 V de entrada. En la primera lectura, mostrada en la Figura 27, a los 13 s de operación el dispositivo registró un consumo de 0.553 W, 0.002 Wh acumulados y 0 mAh, con una corriente de 0.11 A fuera del *deep sleep*. Tras 4 h 41 min de funcionamiento continuo (Figura 28), las mediciones indicaron un consumo estable de 0.55 W, con 2.60 Wh acumulados y 554 mAh a los mismos 5 V y 0.11 A. La comparación entre ambos instantes evidencia la consistencia de la corriente y potencia durante toda la prueba, lo que confirma la estabilidad del sistema en régimen activo y aporta una referencia directa de su consumo energético real en operación prolongada.

A partir de estos datos, puede deducirse que la potencia media de 0.55 W implica una demanda cercana a 2.6 Wh cada 4.7 h, lo cual resulta coherente con la autonomía observada cuando se extrapola a la capacidad de la batería disponible.



Fig. 27: Consumo registrado con el tester KWS-MX17 tras 13 s de operación.



Fig. 28: Consumo registrado con el tester KWS-MX17 tras 4 h 41 min de operación.

F. Limitaciones observadas y mitigaciones

- **Pico de consumo de la cámara:** si la placa con cámara no logra conectarse a la placa principal cuando se le requiere la foto esta placa permanece en estado de alto consumo, ya que no logra cumplir con el ciclo de funcionamiento que la regresa a *deep sleep*.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

- **Sensores mecánicos:** pluviómetro y anemómetro requieren *debouncing* y calibración. Se aplicó conteo con ventana temporal y verificación de integridad en CSV.

V. Conclusiones

El sistema propuesto demostró ser funcional, modular y de bajo consumo, integrando la adquisición de variables ambientales y foto-evidencia para apoyar decisiones frente a la Sigatoka Negra. La arquitectura dual (ESP32 + ESP32-CAM), el uso de *deep sleep* y la sincronización por RTC permitieron autonomías de 26–38 h con 10000 mAh. Un aspecto a mejorar que se identificó es que la duración de la operación continua es limitada en caso de querer una mayor durabilidad.

Además, las pruebas de consumo realizadas tanto a 3.3 V como con el multímetro USB KWS-MX17 [21] confirmaron que el sistema mantiene un perfil energético estable en operación continua, con una potencia media cercana a 0.55 W. Este comportamiento, junto con la marcada diferencia entre los períodos activos y de reposo, evidencia que la estrategia de bajo consumo implementada es efectiva y constituye un factor determinante en la autonomía lograda. Los resultados subrayan que la eficiencia energética no sólo permite extender la duración de la estación en campo, sino que también refuerza su viabilidad como solución autónoma para contextos rurales donde el reemplazo o la recarga frecuente de baterías resulta poco práctico.

La solución mantiene costos bajos al basarse en componentes electrónicos ampliamente disponibles en el mercado, con conectividad Wi-Fi integrada [15], [16], y atiende limitaciones reportadas por estaciones comerciales en costo y dependencia eléctrica [10], [12], [13]. El análisis directo desde CSV confirmó consistencia de mediciones y la utilidad de asociarlas con imágenes sincronizadas para interpretar condiciones microclimáticas vinculadas a la progresión de síntomas.

Dada la relevancia de la Sigatoka Negra como una de las principales amenazas para la producción de plátano en la región, la información obtenida mediante este sistema de telemetría representa un insumo clave para fortalecer la agricultura de precisión. La capacidad de monitorear variables ambientales críticas y contar con foto-evidencia asociada contribuye de forma directa a la detección temprana y a la gestión integral de la enfermedad, con potencial de reducir pérdidas económicas y mejorar la toma de decisiones en campo.

References

[1] A. C. Churchill, "Mycosphaerella fijiensis, the black leaf streak pathogen of banana," *Molecular Plant Pathology*, vol. 12, no. 4, pp. 307–328, 2011. doi:10.1111/J.1364-3703.2010.00672.X.

[2] J. Kimunye, E. Were, R. Swennen, A. Viljoen, and G. Mahuku, "Sources of resistance to *Pseudocercospora fijiensis*, the cause of black Sigatoka in banana," *Plant Pathology*, vol. 70, no. 7, pp. 1651–1664, Sep. 2021, doi: 10.1111/ppa.13408.

[3] F. Álvarez, M. Gómez, and C. Ramírez, "Sistema IoT para monitoreo domótico y agroindustrial basado en ESP32," in *Proc. 4th Virtual Congress on Microcontrollers*, 2024, pp. 45–52.

[4] M. Ríos, L. Castro, and D. Mendoza, "Implementación de red de sensores para monitoreo ganadero en zonas rurales con LoRa," in *Proc. 4th Virtual Congress on Microcontrollers*, 2024, pp. 78–85.

[5] H. Hugeng, D. Trisnawarman, and A. I. Huntarso, "Enhanced IoT Solution System for Smart Agriculture in Indonesia," *Green Intelligent Systems and Applications*, vol. 3, no. 2, pp. 111–125, 2023. doi:10.53623/gisa.v3i2.325.

[6] P. Majumdar, S. Mitra, and D. Bhattacharya, "IoT for Promoting Agriculture 4.0: A Review from the Perspective of Weather Monitoring, Yield Prediction, Security of WSN Protocols, and Hardware Cost Analysis," *Journal of Biosystems Engineering*, vol. 46, pp. 440–461, 2021. doi:10.1007/s42853-021-00118-6.

[7] T. T. Rajapaksha, A. Alexander, L. Fernando, A. Than, and H. L. Nguyen, "Real-Time Weather Monitoring and IoT-Based Palmtop Device for Smart Agriculture," *SN Computer Science*, vol. 3, no. 91, 2022. doi:10.1007/s42979-021-00961-6.

[8] O. Dombrowski, H.-J. Hendricks Franssen, C. Brogi, and H. R. Bogena, "Performance of the ATMOS41 All-in-One Weather Station for Weather Monitoring," *Sensors*, vol. 21, no. 3, p. 741, 2021. doi:10.3390/s21030741.

[9] J. V. Anchitaalagammai et al., "NexGen AgriCare: Advancing Crop Resilience via Real-Time Disease Detection and IoT-Driven Results for Banana Crop," in *Proc. 2nd Int. Conf. Emerg. Trends Inf. Technol. Eng. (ICETITE)*, 2024, doi:10.1109/IC-ETITE58242.2024.10493649.

[10] Y. Yang et al., "Advanced technologies for precision tree fruit disease management: A review," *Computers and Electronics in Agriculture*, vol. 229, p. 109704, 2025. doi:10.1016/j.compag.2024.109704.

[11] H. Mokhtarzadeh, S. Gorjian, and S. Minaei, "Design, development, and evaluation of a low-cost smart solar-powered weather station for use in agricultural environments," *Results in Engineering*, vol. 26, p. 104848, 2025. doi:10.1016/j.rineng.2025.104848.

[12] A. S. Semanat, "Wireless Sensor Network to Predict Black Sigatoka in Banana Cultivations," *Acta Scientifica Agriculture*, vol. 3, no. 4, pp. 64–67, 2019. [Online]. Available: https://www.actascientific.com/ASAG/pdf/ASAG-03-0551.pdf. [Accessed: Aug. 28, 2025].

[13] S. Sanabria and S. Dupas, "Low cost intelligent meteorological station for small scale smart agriculture," *HardwareX*, vol. 18, e00512, 2025. doi:10.1016/j.ohx.2025.e00512.

[14] C. A. Escudero Zapata, "Metodología para la detección de Sigatoka Negra usando imágenes digitales," B.S. thesis, Universidad Tecnológica de Pereira, Pereira, Colombia, 2019.

[15] Espressif Systems, "ESP32 Series Datasheet," 2023. [Online]. Available: https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32_datasheet_en.pdf. [Accessed: Aug. 28, 2025].

[16] Espressif Systems, "ESP32-CAM AI-Thinker Module," 2023. [Online]. Available: https://media.digikey.com/pdf/Data%20Sheets/DFRobot%20PDFs/DFR0602_Web.pdf. [Accessed: Aug. 28, 2025].

[17] Didácticas Electrónicas, "AM2305B Sensor de Humedad y Temperatura," [Online]. Available: https://www.didacticaselectronicas.com/shop/am2305b-sensor-de-humedad-y-temperatura-am2305b-21166#attr=. [Accessed: Aug. 28, 2025].

[18] Sigma Electrónica, "Weather Meter SEN-15901 (Anemometer, Wind Vane, and Rain Gauge)," 2020. [Online]. Available: https://www.sigmaelectronica.net/producto/sen-15901/. [Accessed: Aug. 28, 2025].

[19] Analog Devices (formerly Maxim Integrated), "DS1307 64×8 Serial I^2C Real-Time Clock Datasheet," [Online]. Available: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ds1307.pdf. [Accessed: Aug. 28, 2025].

[20] OmniVision Technologies, Inc., "OV2640 Datasheet, Version 1.6," Feb. 2006. [Online]. Available: https://www.uctronics.com/download/cam_module/OV2640DS.pdf. [Accessed: Aug. 28, 2025].

[21] Sony Video, "USB Tester Corriente y Voltaje Monitor KWS-10VA," [Online]. Available: https://www.sonyvideo.net/tienda/instrumentos-de-medicion/usb-tester-corriente-y-voltaje-monitor-kws-10va/. [Accessed: Aug. 28, 2025].

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Monitorización del dimensionado de filamentos para impresión 3D mediante efecto Hall y filtro de Kalman 1D

Fernando Rivera-López
Departamento de Ingeniería Industrial, Escuela Superior de Ingeniería y Tecnología, Universidad de La Laguna. Apdo. 456. E-38200 San Cristóbal de La Laguna, Santa Cruz de Tenerife, Spain.
frivera@ull.es

Rubén Sahuquillo Redondo
Departamento de Ingeniería Industrial, Escuela Superior de Ingeniería y Tecnología, Universidad de La Laguna. Apdo. 456. E-38200 San Cristóbal de La Laguna, Santa Cruz de Tenerife, Spain.
alu0101387451@ull.edu.es

Resumen - Este trabajo presenta un sistema para medición del diámetro de filamentos empleados en impresión 3D, mediante un sensor Hall y un filtro de Kalman 1D simple. El trabajo se centra en establecer un sistema de medición en tiempo real adecuado para la medición del diámetro de filamentos plásticos que son fabricados mediante una extrusora comercial. Las lecturas obtenidas por este sistema permiten ir variando la velocidad y la temperatura de extrusión para tener un diámetro lo más próximo a 1,75 mm, valor que asegura su futuro uso como material de impresión en la mayoría de las impresoras 3D que hay actualmente en el mercado.

Palabras Clave— Impresión 3D, filamentos, ESP32, Sensor Hall, Filtro de Kalman

I. Introducción

El auge de las extrusoras de escritorio para la producción casera de filamento para impresión 3D ha despertado un creciente interés en el reciclaje de plásticos con este propósito. Este enfoque no solo promueve la sostenibilidad, sino que también permite a los usuarios fabricar su propio material de impresión a bajo costo [1-3].

Para garantizar la calidad del filamento producido, resulta esencial monitorear su diámetro en tiempo real, pues una medición precisa permite ajustar los parámetros de extrusión en función del diámetro registrado, mejorando la uniformidad y desempeño del filamento al momento de imprimir.

Mediante algoritmos de filtrado, como el filtro de Kalman, es posible reducir la incertidumbre de las lecturas y mejorar la precisión de sensores sencillos y obtener lecturas más estables y precisas. El filtro de Kalman es utilizado comúnmente en aplicaciones donde las prestaciones de los sensores son limitadas y se requiere lecturas más precisas.

El objetivo de este sistema de medición es garantizar la fabricación de un producto de buena calidad, con las dimensiones adecuadas para la posterior impresión 3D y para ello conocer el diámetro es fundamental, con el objetivo de controlar las variables de la extrusora a fin de obtener el diámetro deseado.

El proceso de calibración y medición se ha llevado a cabo para el polímero de PLA 3D850.

II. Materiales

El sistema propuesto se basa en la implementación de un sensor Hall E49 y un ESP32.

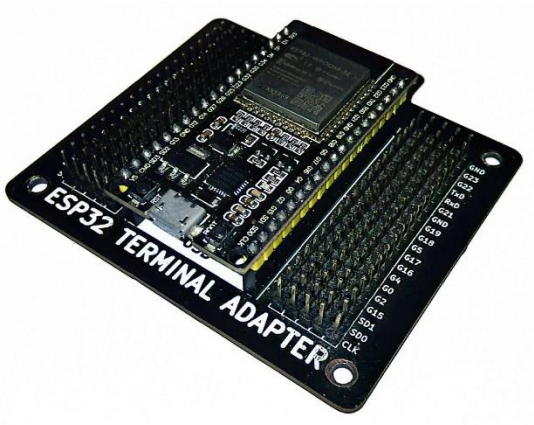


Fig. 1. ESP32

El ESP32 es un microcontrolador de 32 bits basado en la arquitectura Xtensa LX6, que incorpora 2 núcleos de procesamiento. Trabaja a una frecuencia máxima de hasta 240 MHz. Cuenta con una memoria SRAM interna de 520 KB lo que permite almacenar programas extensos y realizar cálculos rápidamente. Incorpora conectividad inalámbrica wifi, Bluetooth, así como UART, SPI, I2C y 34 pines GPIO configurables. Además, consta de 18 entradas con ADC de 12 bits, pines con sensores táctiles, 2 salidas DAC y 16 canales PWM. Este microcontrolador es una plataforma versátil y de bajo costo para aplicaciones de IoT, instrumentación y control básico.

El sensor empleado para realizar las mediciones es un sensor Hall de la serie E49 (analógico) que proporciona una respuesta de tensión lineal en el intervalo de -100 a 100 mT (ver figura 2). La sensibilidad típica a 25 ºC es de 18 mV/mT y el rango operativo de temperaturas es de -40 a 85 ºC. Incorpora un bloque amplificador por lo que la salida de este sensor puede ser conectada directamente a la entrada analógica del microcontrolador. La figura 3 muestra el esquema de patillaje del sensor, así como el diagrama de bloques interno del sensor.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

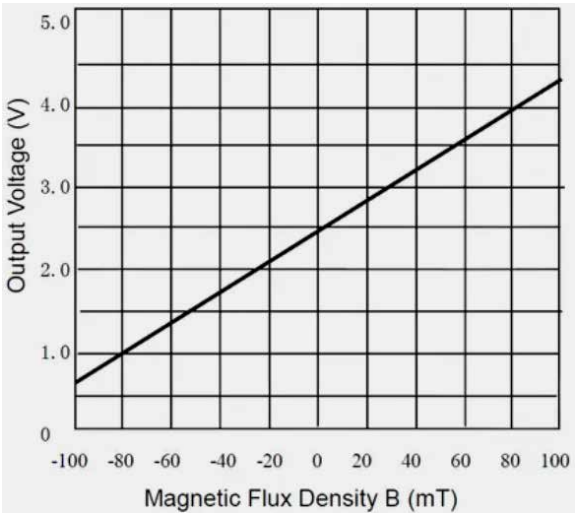


Fig. 2. Relación lineal flujo magnético y tensión de salida del sensor Hall E49 (datasheet)

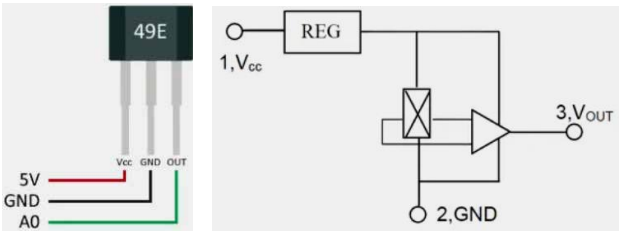


Fig. 3. Sensor Hall E49 y diagrama de bloques del sensor (datasheet)

El sistema también incorpora un módulo lector de tarjetas microSD (figura 4). Este componente permite guardar información de manera no volátil, útil para operaciones de registro o "*data logging*". La comunicación con este módulo se realiza mediante SPI y se alimenta a 3.3 V. Su uso se facilita gracias a la librería SD que implementa el IDE Arduino.



Fig. 4. Módulo memoria micro SD

III. MÉTODOS

A. Configuración física del sistema

- ***Estructura de soporte del sensor y guía mecánica:*** Diseñada para permitir el paso del filamento extruido y mantener el alineamiento durante la medición. En esta estructura se fijan la guía mecánica y el sensor Hall, encargado de registrar los desplazamientos generados por la variación del diámetro del filamento (ver figura 5).

- ***Estructura de transmisión mecánica***:
  Esta segunda parte integra una rueda de apoyo en contacto directo con el filamento (figura 5). La rueda cumple tres funciones:
  - Facilita el guiado del filamento, al girar de manera solidaria con su avance.

  - Transmite el desplazamiento vertical, siendo proporcional al diámetro del filamento.

  - Permite la inserción y acoplamiento de un imán, moviéndose solidariamente con la rueda conforme al desplazamiento vertical de la rueda.

Dicho desplazamiento se traduce en una variación de la distancia imán-sensor y, por ende, una variación en el flujo del campo magnético que incide y mide el sensor Hall.

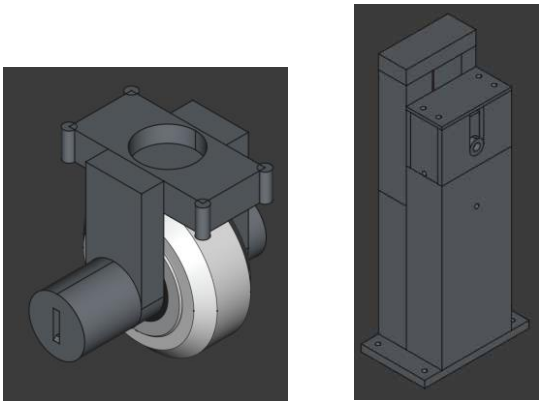


Fig. 5. Detalle del diseño CAD del sistema de medición basado en sensor Hall (Diseño propio, elborado en FreeCAD y fabricado mediante impresión 3D en PLA). A la izquierda el conjunto rueda – imán – muesca para acoplar la guía mecánica. A la derecha la estructura completa ensamblada

B. Conexiones

Ambos sensores son alimentados a 3.3 V directamente desde el ESP32. La salida del sensor Hall se conecta al pin GPIO 34. El módulo SD se conecta para una comunicación SPI y la pantalla LCD para una comunicación I2C. Para finalizar el programa, se activa el pin GPIO 15 como pin capacitivo, pasando a funcionar como un pulsador táctil. Dicho esquema se resume en la figura 6.

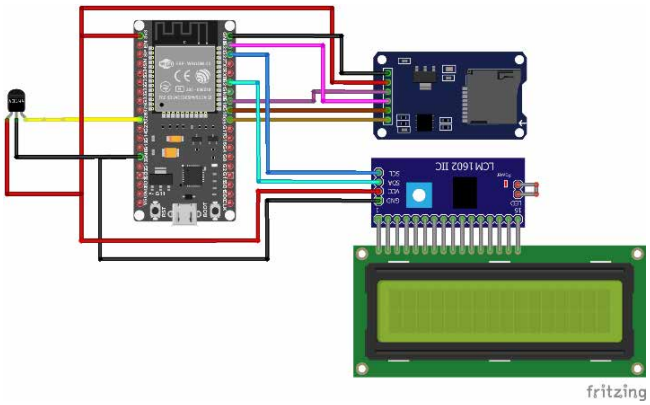


Fig. 6. Esquema de conexiones (elaborada en Fritzing por los autores)

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

C. Flujogramas del sistema

En primer lugar, se inicializan las variables, constantes y objetos que vamos a emplear, siendo las más importantes aquellas que relacionan las lecturas en bruto entregadas por el ADC del ESP32 y el diámetro en milímetros del filamento.

Para determinar dichas constantes, se tomaron una serie de lecturas midiendo 0 mm y midiendo un filamento comercial PLA3D850 de 1,75 mm de diámetro (figura 7).

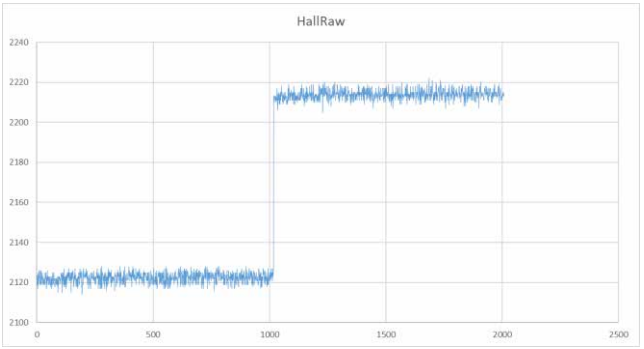


Fig. 7. Gráfica que muestra los valores devueltos "en crudo" por el sensor Hall, sin introducir filamento e introduciendo filamento de 1.75 mm

De esta manera, gracias a la linealidad del sensor y del montaje, se puede establecer una relación lineal entre la lectura entregada por el sensor (proporcional al campo magnético medido) y el diámetro del filamento introducido:

$$d = m \cdot x + b \quad (1)$$

$$m = \frac{1.75}{x_{1.75\ mm} - x_{0\ mm}} \quad (2)$$

$$b = -m \cdot x_{0\ mm} \quad (3)$$

Donde:

- d diámetro del filamento calculado
- x lectura "en crudo" devuelta por el ADC
- m pendiente de la recta que convierte lecturas "en crudo" a milímetros
- b coeficiente que ajusta la altura de la recta
- $x_{1.75mm}$ lectura entregada por el ADC al introducir un filamento de 1.75 mm
- x_{0mm} lectura entregada por el ADC sin introducir filamento

También se extrajeron parámetros como la varianza en las lecturas para caracterizar el sensor.

Posteriormente, se inicializan tanto el lector SD, como la pantalla LCD.

Antes de comenzar a tomar lecturas, se crea en la tarjeta SD introducida un archivo .csv para recoger todas las mediciones realizadas, y se prepara el encabezado de del archivo para facilitar su posterior estudio.

Una vez creado este archivo, se procede a la lectura de del sensor Hall y al desarrollo del algoritmo del filtro de Kalman 1D [4] (mostrado gráficamente en la figura 8). Dicho filtro se realiza por varias etapas que se repiten cíclicamente:

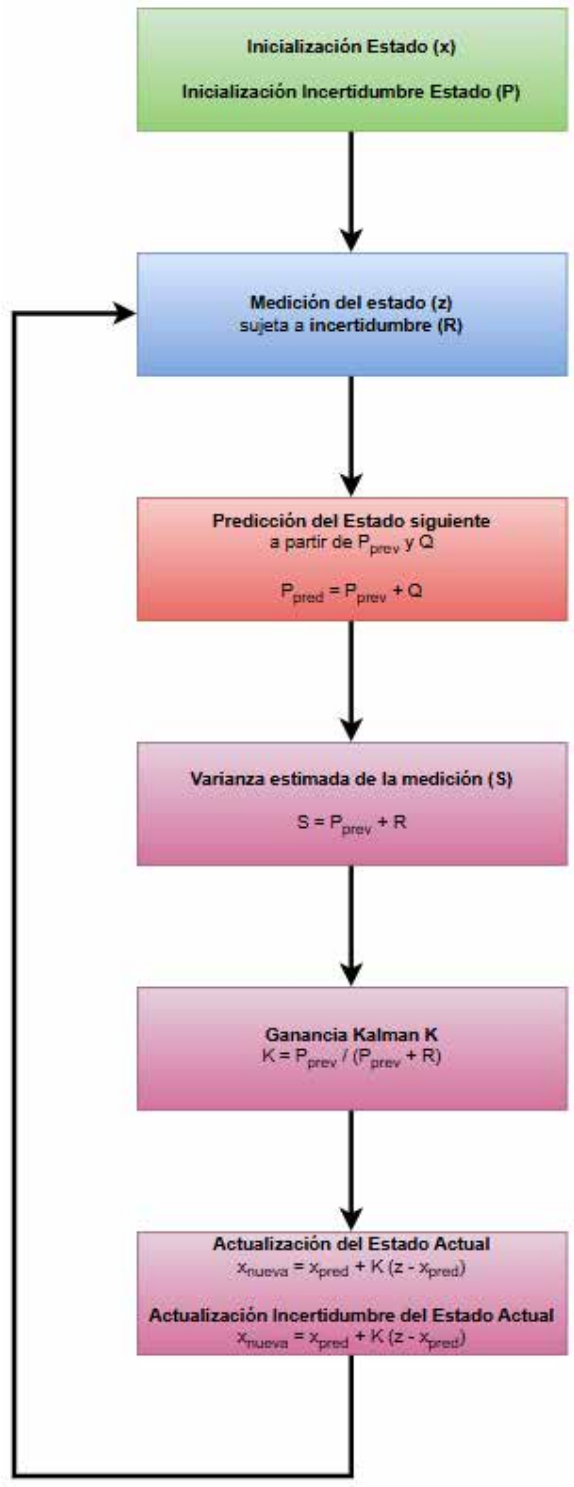


Fig. 8. Flujograma básico del algoritmo del Filtro de Kalman

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

1. **Inicialización:** esta etapa no se repite. Sirve para inicializar un valor inicial tanto al estado estimado como a la incertidumbre de dicho estado. En nuestro caso, el estado corresponde al diámetro del filamento
   x: estado estimado
   P: incertidumbre de del estado

2. **Medición:** en esta etapa se obtienen las lecturas del estado del sistema, así como la incertidumbre de la medición. Por lo general, estas lecturas están sujetas a ruido relativamente alto y precisión limitada
   z: mediciones / lecturas del sistema
   R: incertidumbre de la medición

3. **Predicción:** en esta etapa se extrapola el estado actual y la incertidumbre a la que está sujeta dicha estimación al estado siguiente del sistema
   $$P_{pred} = P_{prev} + Q \quad (4)$$
   P: varianza estimada
   Q: varianza del proceso (ruido de proceso)

4. **Actualización:** En esta etapa se actualizan el estado actual del sistema, así como la incertidumbre estimada del estado, a partir del estado medido, la incertidumbre de dicha medición, el estado anterior, la incertidumbre del estado anterior y la ganancia calculada.

   - Varianza total esperada de la medición
   $$S = P_{prev} + R \quad (5)$$

   - Ganancia de Kalman
   $$K = \frac{P_{prev}}{P_{prev} + R} \quad (6)$$

   - Actualización del estado
   $$x_{nueva} = x_{pred} + K \cdot (z - x_{pred}) \quad (7)$$

   - Actualización de la incertidumbre
   $$P_{nueva} = (1 - K) \cdot P_{pred} \quad (8)$$

Finalmente, se guardan todas las lecturas, mediciones, cálculos y muestras en el archivo .csv antes mencionado.

Para finalizar el proceso de medición y evitar errores de guardado en la tarjeta SD, es necesario finalizar el proceso presionando el pin táctil GPIO 15, permitiendo almacenar las lecturas de forma correcta sin perder datos.

El flujograma completo del programa se muestra en la figura 9.

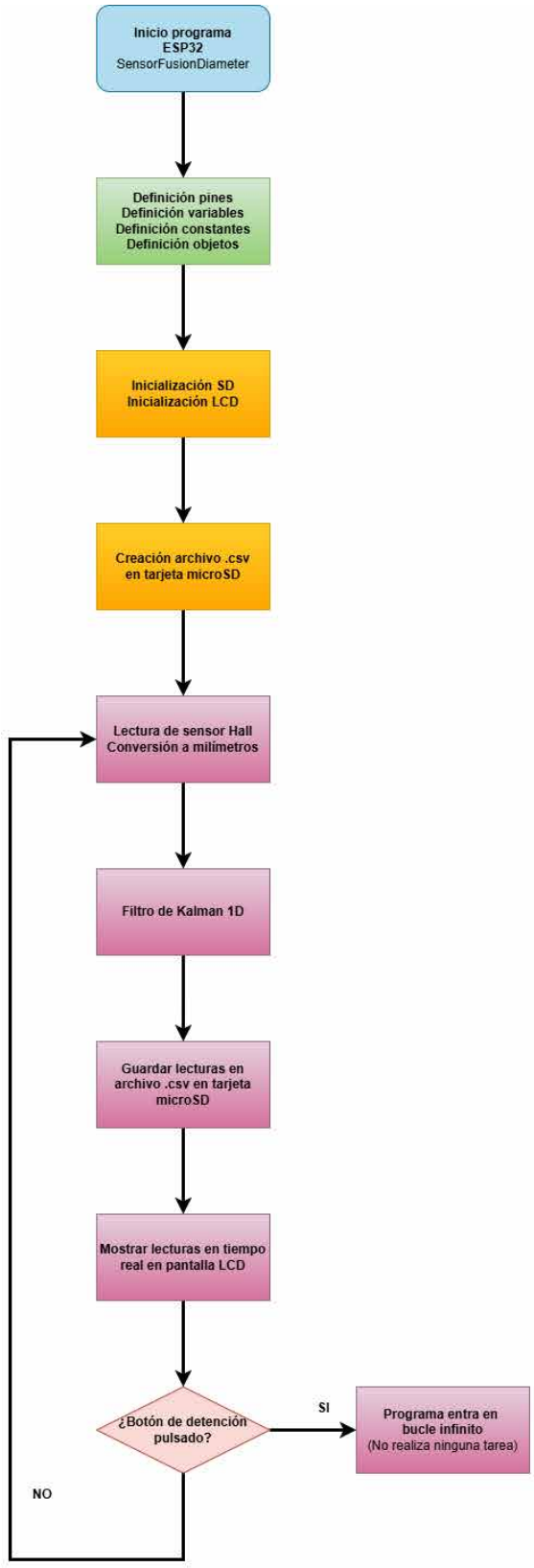


Fig. 9. Flujograma del programa implementado en el ESP32

IV. Pruebas y resultados

Con el objetivo de validar la precisión y fiabilidad del sistema propuesto, se realizaron dos series de mediciones sobre diferentes muestras de filamento PLA: uno extruido a partir de pellets (aprox. 6 metros) y otro comercial (aprox. 1,3 metros).

A fin de evaluar la efectividad del filtro de Kalman implementado, La figura 10 muestra una gráfica con las lecturas realizadas durante el proceso de extrusión de filamento PLA 3D850, mientras que en la figura 11 se presenta dichas lecturas filtradas. Se puede apreciar una notable disminución del ruido y mediciones más estables.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

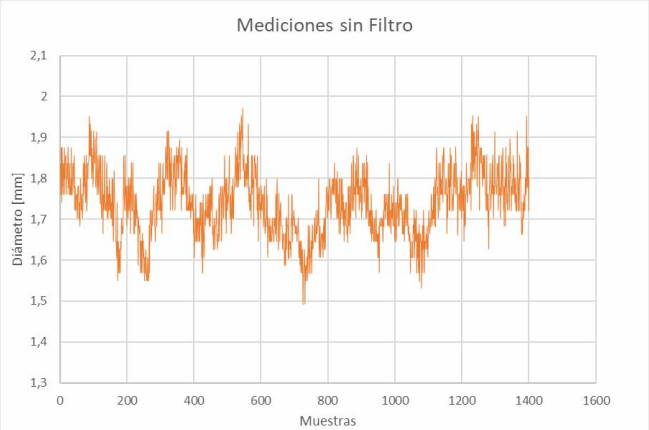


Fig. 10. Lecturas obtenidas por el sistema antes de implementar el filtro de Kalman

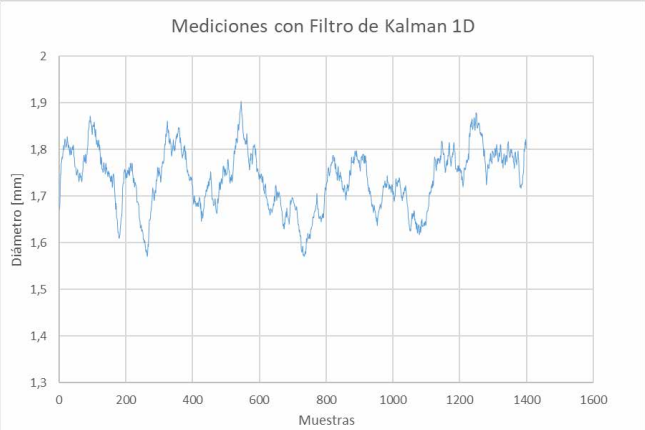


Fig. 11. Lecturas obtenidas por el sistema tras la implementación del filtro de Kalman

Para una mejor visualización de la precisión de las lecturas obtenidas, en la figura 12 se muestra el histograma de dicha serie de mediciones.

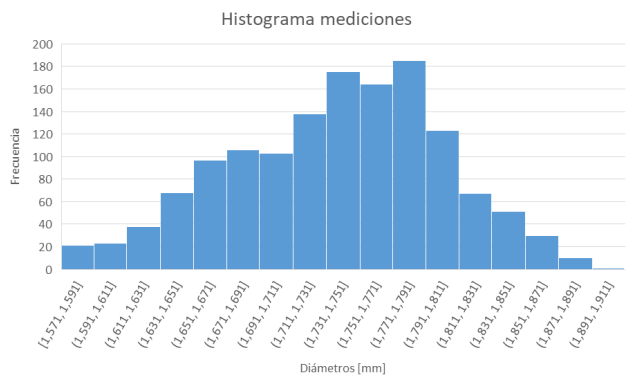


Fig. 12. Histograma de las mediciones obtenidas en la serie de medidas realizadas con el sensor Hall del filtro extruido

Para descartar que las discrepancias respecto al filamento de 1,75 mm sean debidas al sistema de medición, se procede a una nueva serie de mediciones con un filamento comercial, cuyo diámetro está controlado y es estable entorno a 1,75 mm. Tanto las lecturas graficadas y el histograma de las mediciones realizadas a este filamento se presentan en las figuras 13 y 14.

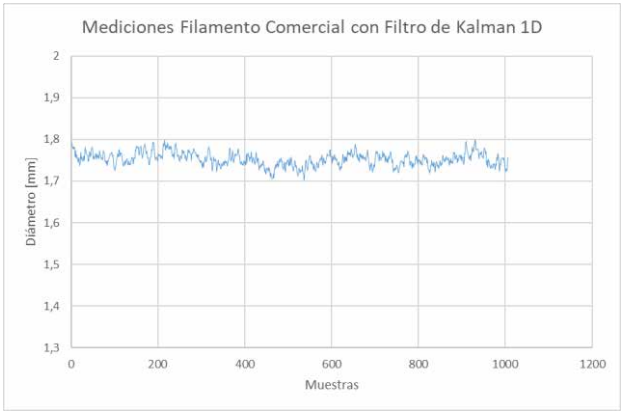


Fig. 13. Lecturas obtenidas al medir el filamento comercial con el filtro de Kalman implementado

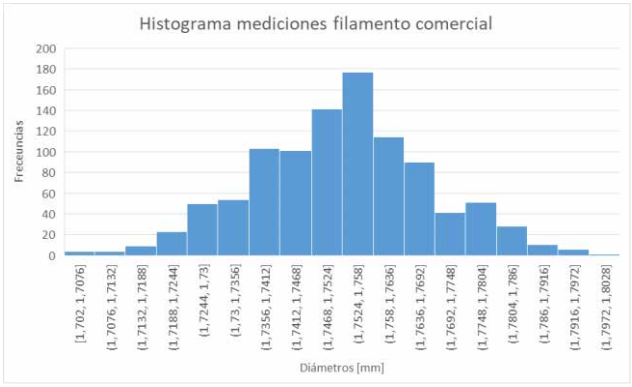


Fig. 14. Histograma de las mediciones obtenidas en la serie de medidas realizadas con el sensor Hall del filamento comercial

Los datos obtenidos fueron sometidos a análisis estadístico para determinar parámetros clave como la media, desviación típica, mediana y moda, y se muestran en las tablas I y II, para mediciones con sensor Hall y con calibre, respectivamente.

TABLA I. PARÁMETROS FILAMENTO PLA 3D850 EXTRUIDO

Parámetro	*Lecturas Sensor Hall*	*Lecturas con Calibre*
Media	1,738	1,768
Desviación Típica	0,065	0,023
Mediana	1,744	1,770
Moda	1,771	1,770

TABLA II. PARÁMETROS FILAMENTO PLA 3D850 COMERCIAL

Parámetro	*Lecturas Sensor Hall*	*Lecturas con Calibre*
Media	1,752	1,751
Desviación Típica	0,016	0,008
Mediana	1,753	1,750
Moda	1,758	1,750

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Se puede deducir que las discrepancias medidas en el filamento extruido respecto del diámetro objetivo de 1,75 mm son debidas a inestabilidades y ajustes durante el proceso de extrusión, ya que las lecturas del filamento comercial muestran una evidente similitud con las mediciones realizadas manualmente al filamento comercial, demostrando la eficacia de las mediciones sin estar sujetas a deficiencias del proceso.

V. Conclusiones

En el presente estudio se ha conseguido una correcta medición del filamento de PLA3D850, extruido a partir de pellets, implementado con éxito el sistema propuesto con sensor Hall y filtro de Kalman.

Los resultados del presente trabajo permiten y sirven de base para la implementación de sistemas de medición simples, eficaces y de bajo coste para la extrusión y fabricación a nivel usuario, de filamento a partir de residuos plásticos, lo cual es de sumo interés de cara a una impresión 3D más ecológica y sostenible.

VI. Agradecimientos

Este trabajo ha sido parcialmente financiado por el Plan Propio de Investigación 2022 de la Universidad de La Laguna a través de Proyectos Dirigidos por Noveles Investigadores/as (2022/20258), y por el Proyecto ProID2024010034 financiado por la Agencia Canaria de Investigación, Innovación y Sociedad de la Información (ACIISI) y el Fondo Europeo de Desarrollo Regional (FEDER). Rubén Sahuquillo agradece al Ministerio de Educación, Formación Profesional y Deportes por la Beca de Colaboración.

VII. Referencias

[1] S. Kumar, A. M. A. Zaidi, R. D. Sahu, D. Pathak, y H. Kaur, “Additive Manufacturing: State-of-the-Art, Challenges and Applications,” *Materials Today: Proceedings*, vol. 80, pp. 2580–2585, 2023, doi: 10.1016/j.matpr.2023.03.436.

[2] M. Zeleke *et al.*, “Developing Filament Extruder and Characterization of Recycled HDPE for 3D Printing Filament Material,” *SSRN*, 2023. [En línea]. https://ssrn.com/abstract=4441233

[3] T. Hachimi *et al.*, “Design and Manufacturing of a 3D Printer Filaments Extruder,” *Procedia Structural Integrity*, vol. 33, pp. 907–916, 2021.

[4] A. Becker, “KalmanFilter.NET”, “Filtro Kalman en una Dimensión” [En linea]. https://www.kalmanfilter.net/ES/kalman1d_es.html

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Sistema de telepresencia vehicular con control inmersivo mediante realidad virtual.

Agustín Cappiello, Matías Pereyra, Roberto M. Murdocca, Sergio F. Hernandez Velazquez
Facultad de Ciencias Físico Matemática y Naturales (FCFMyN), Universidad Nacional de San Luis, San Luis, Argentina
Email: {agustincappiello, matiasezequielpereyra, mmurdocc, sergio.sfhv}@gmail.com

***Abstract*—Se presenta un sistema de telepresencia vehicular controlado en tiempo real mediante realidad virtual. El sistema integra transmisión de video, control remoto inmersivo y rotación de cámara mediante comunicación inalámbrica. Los resultados evidencian baja latencia y un control estable, adecuados para aplicaciones en educación, robótica y exploración remota.**

***Index Terms*—ESP32, realidad virtual, control inalámbrico, telepresencia, vehículo embebido.**

I. Introducción

La evolución de la realidad virtual (RV) y las tecnologías de comunicación inalámbrica ha transformado la interacción con entornos remotos, posibilitando experiencias de telepresencia con altos niveles de inmersión y accesibilidad. Estas tecnologías se aplican en campos como la medicina, la exploración espacial y la educación, donde la operación remota de dispositivos con sensación de presencia física es valiosa [1]–[3].

Este proyecto presenta el diseño e implementación de un sistema de telepresencia vehicular basado en un visor Oculus Quest 2 [4]. El sistema integra un microcontrolador ESP32 [5], un smartphone para captura y transmisión de video, y un servomotor SG90 para ajuste dinámico del ángulo de visión. El control remoto se realiza mediante comandos transmitidos por red WiFi, con visualización en tiempo real y orientación de la cámara desde una interfaz inmersiva de RV. Se complementa con una placa de circuito impreso (PCB) personalizada y una aplicación desarrollada en Unity (versión 6) [6], asegurando estabilidad, portabilidad y facilidad de uso.

El sistema está conformado por tres partes: control vehicular, visualización inmersiva y transmisión de datos. Se reutilizó un vehículo motorizado comercial, reemplazando su electrónica original por una arquitectura moderna basada en ESP32, que gestiona módulos L298N para tracción y dirección. La transmisión de video utiliza un smartphone como servidor HTTP, logrando baja latencia en nuestras pruebas. La lógica de control emplea una Máquina de Estados Finitos (MEF) para manejar eventos como conexiones y comandos.

II. Hardware

El hardware del sistema está compuesto por componentes accesibles, integrados en una arquitectura diseñada para priorizar eficiencia y portabilidad. Se reutilizó un chasis vehicular comercial equipado con tres motores de corriente continua: dos para la tracción, que permiten el movimiento hacia adelante y atrás, y uno para la dirección, que facilita giros precisos. Esta estructura mecánica proporciona una base robusta para la integración de los componentes electrónicos.

El núcleo del sistema es el microcontrolador ESP32 DevKit v1, conectividad WiFi integrada y soporte para señales PWM (Modulación por Ancho de Pulso). Este microcontrolador gestiona dos módulos L298N, drivers de motor que controlan de forma independiente los motores de tracción y dirección. La fuente de alimentación es una batería Li-ion de 16 V, que suministra energía a todo el sistema. Un regulador de tensión LM317 ajusta la tensión a 5 V para el ESP32, garantizando un funcionamiento estable.

Para la captura de video, se emplea un smartphone con la aplicación IP Webcam, montado en un soporte personalizado fabricado mediante impresión 3D. Un servomotor SG90 permite rotar el smartphone hasta 180° en el eje horizontal, controlado por señales PWM desde la ESP32, lo que enriquece la experiencia de telepresencia.

El visor de realidad virtual Oculus Quest 2 sirve como interfaz principal del usuario, capturando comandos a través de sus joysticks y mostrando el video en tiempo real para una experiencia inmersiva. Su diseño inalámbrico facilita la integración con el sistema.(Fig.1).

A. Esquema Eléctrico

El esquemático (Fig.2) incluye el regulador LM317, módulos L298N, un pinout para la conexion del sistema de dirección, otro para la coneion del servomotor y un divisor resistivo conectado a un pin ADC de la ESP32 para monitorear

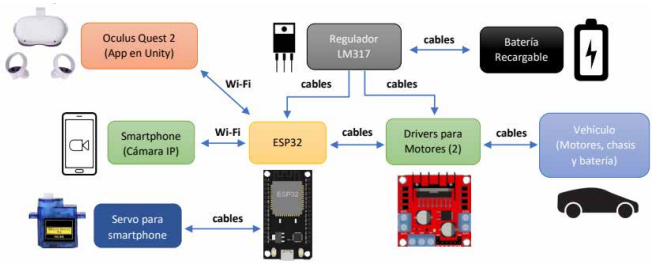


Fig. 1: Arquitectura general del sistema.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

la batería . Este monitoreo se accede vía servidor HTTP en la ESP32.

B. Placa de circuito impreso

Integra todos los componentes del esquema eléctrico, Esto permite una disposición más compacta y organizada de los elementos, mejorando la portabilidad del sistema y facilitando su montaje en el chasis del vehículo (Fig.3).

Se consideraron factores relacionados con la disipación de calor del LM317 y el dimensionamiento de las pistas para garantizar un funcionamiento estable. Las pistas donde circula mayor corriente se diseñaron con una superficie de hasta 1.5 mm, mientras que en las de señales se utilizaron de 0.7 mm.

C. Visor Oculus Quest 2

Permite visualizar las capturas en tiempo real que envía el Smartphone hacia el casco, generando una visión en primera persona inmersiva. Además, los Josticks envían señales en paquetes de datos sobre el posicionamiento que se traducen a movimientos para el vehiculo y el servomotor de la cámara (Fig.4).

III. Software

El software abarca el firmware de la ESP32, la aplicación en Unity para el visor y protocolos de comunicación, Logrando así una integración que permite asegurar una operación fluida y segura en entornos remotos.

A. Máquina de Estados Finitos (MEF)

La lógica de control se implementa mediante una MEF con cuatro estados: Inicio, Conectado, Operativo y Detenido (Fig.5).

Maneja eventos como encendido, recepción de comandos y pérdida de conexión, asegurando comportamiento seguro.

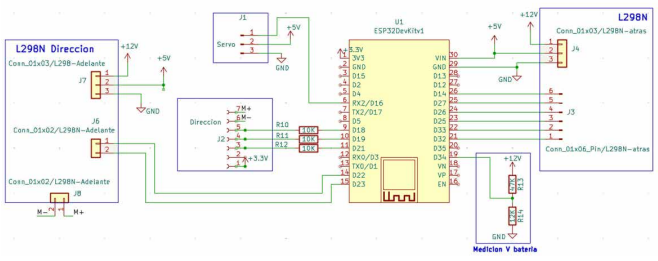


Fig. 2: Esquemático general del proyecto.

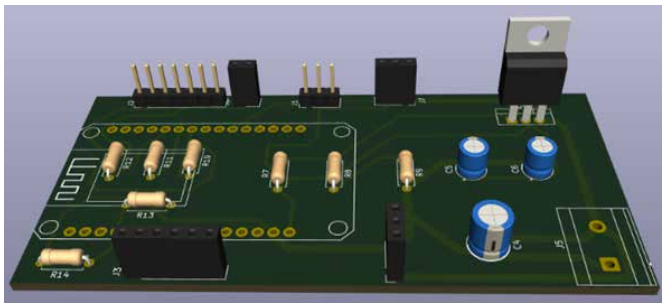


Fig. 3: Vista tridimensional de la PCB.

Los 4 estados mencionados presentan las siguientes operaciones:

- **INICIO:** Inicializa las conexiones Wi-Fi del vehículo (ESP32) y del Oculus.
- **CONECTADO:** Inicializa los drivers, el servomotor, y establece la comunicación Wi-Fi.
- **OPERATIVO:** Realiza todas las operaciones que el usuario decida.
- **DETENIDO:** Deshabilita los motores, centra el servomotor, y reconecta todas las operaciones por Wi-Fi.

El firmware, desarrollado en Arduino IDE, utiliza bibliotecas estándar para WiFi, UDP y PWM. Incluye la recepción de comandos para el control de motores y servo, el monitoreo de la batería accesible vía servidor HTTP, y mecanismos de detención automática ante pérdida de conexión. El sistema cuenta con un botón turbo que permite ajustar la velocidad del vehículo de manera dinámica mediante comandos enviados desde el visor.

B. Aplicación

La aplicación en Unity se desarrolló tomando como referencia la documentación oficial de Unity. La captura de las señales provenientes de los joysticks se realizó con XR



Fig. 4: Visor Oculus Quest 2 utilizado como interfaz inmersiva.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

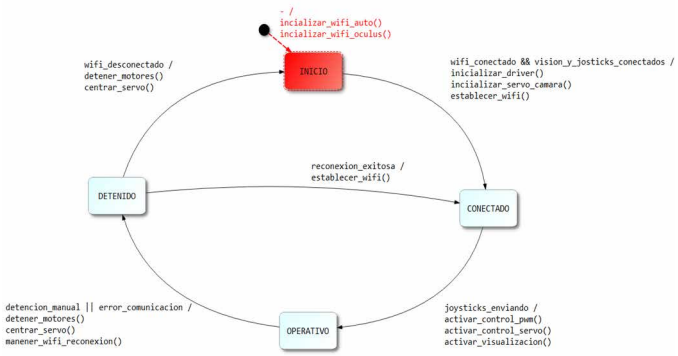


Fig. 5: Máquina de Estados Finitos.

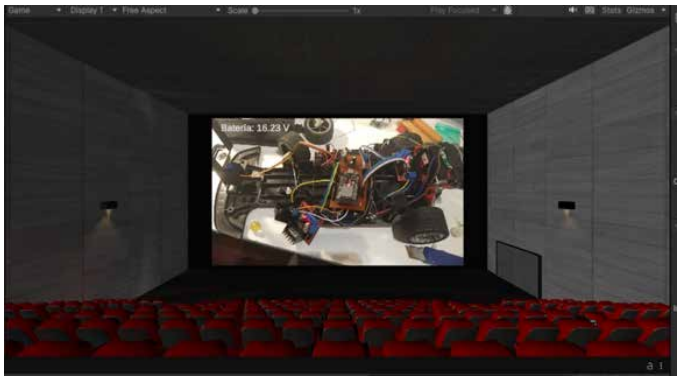


Fig. 7: Visualización en el visor Oculus Quest 2.

Interaction Toolkit [7] [8]. La aplicación consta de dos escenarios principales: un menú inicial para ingresar las direcciones IP de la cámara y la ESP32 (Fig. 6), y un entorno de cine virtual donde se renderiza el video transmitido desde la cámara en tiempo real. En este escenario se muestran dos indicadores adicionales: el nivel de batería del vehículo y el estado del LED, proporcionando retroalimentación en tiempo real al usuario (Fig. 7).

C. Transmisión de Video y Comandos

Los comandos son transmitidos utilizando el protocolo de transporte UDP, lo cual asegurará una baja latencia. El video se transmite vía HTTP desde el smartphone con IP Webcam (Fig. 8), logrando latencia de 60 ms a 150 ms y resolución Full HD. Si bien el ESP32-CAM [9] es una opción más económica y compacta, su alta latencia y problemas térmicos lo hacen inadecuado para un sistema inmersivo, motivo por el cual se optó por el uso de un smartphone con IP Webcam.

La (Tabla I) muestra la comparación entre ESP32-CAM y Smartphone como módulo de video, destacando así las razones de la elección de este último como parte del sistema.

IV. Resultados y Evaluación

La implementación del sistema combina de manera efectiva los componentes de hardware y software en el chasis vehicular, adaptando la electrónica original a una nueva arquitectura basada en comunicación WiFi. Este proceso incluye la integración física de los módulos, la configuración inicial de la red y la validación de la interacción entre los elementos.

En las Fig. 9 y Fig. 10 se puede observar la integracion exitosa de todos los componentes de prototipo.



Fig. 6: Menú de configuración en la aplicación Unity.

A. Sincronización y Pruebas

Se ajustaron los valores PWM para un mejor control sobre el vehículo. La trasmision de video y los comandos enviados por UDP lograron una respuesta precisa y estable.

B. Estabilidad de la Conexión

La conexión WiFi mostró un desempeño sólido en redes dedicadas, principalmente en redes WiFI 5 y superiores, manteniendo comunicación estable entre el visor, la ESP32 y el smartphone. Sin embargo, en entornos con múltiples redes se detectó sensibilidad a interferencias que afectaron la calidad del video y la recepción de comandos. Para un uso confiable en escenarios reales, se recomienda una red exclusiva o la adopción de protocolos de comunicación más robustos.

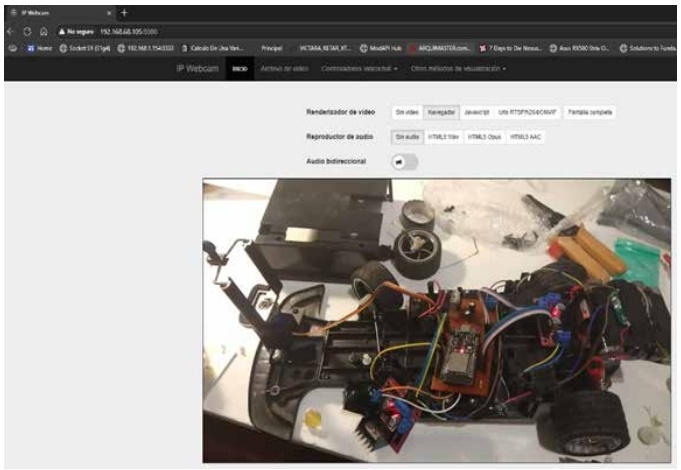


Fig. 8: Interfaz Web de la aplicación IP Webcam.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

TABLE I: Comparación entre ESP32-CAM y Smartphone como módulo de video.

Característica	**ESP32-CAM**	**Smartphone (IP Webcam)**
Resolución de imagen	Hasta 640x480	Hasta 1920x1080 (Full HD)
Latencia promedio	Alta (300–700 ms)	Baja (60–150 ms)
Procesamiento de imagen	Limitado (frame drop frecuente)	Fluido y optimizado
Estabilidad térmica	Se sobrecalienta	Control térmico eficiente
Facilidad de integración	Moderada	Alta (instalación vía APK)
Acceso remoto adicional	No	Sí (modo servidor IP)
Consumo de energía	Bajo	Medio
Costo	Bajo ($5 ~ $10)	Variable (reutilizado)

C. *Precisión y Respuesta de Control*

Los comandos de control enviados vía UDP presentaron una latencia minima, lo que resultó en una respuesta casi instantánea del vehículo a las acciones del usuario. La precisión del control fue alta, permitiendo maniobras detalladas como giros suaves y ajustes finos en la velocidad. La batería de 16 V proporcionó una autonomía suficiente para sesiones de prueba y demostraciones prácticas.

V. Conclusión

Los resultados obtenidos validan la viabilidad del diseño, demostrando una interacción fluida entre el usuario y el vehículo. Sin embargo, las limitaciones identificadas, como la dependencia de una conexión WiFi estable y la rotación restringida de la cámara, abren oportunidades para mejoras futuras que podrían llevar el sistema a un nivel superior de funcionalidad y seguridad. En conjunto, este proyecto establece una base sólida para investigaciones posteriores y aplicaciones prácticas en el ámbito de la telepresencia.

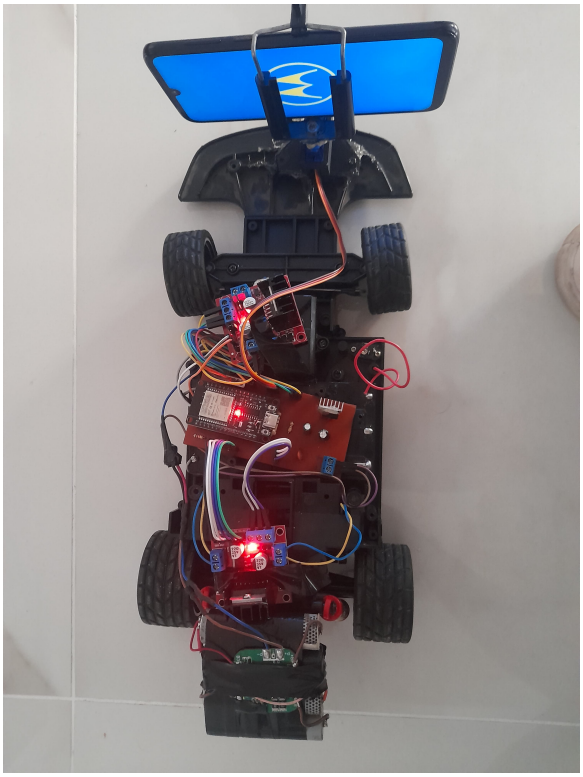


Fig. 9: Vehículo prototipo completamente operativo.

VI. Trabajo Futuro

Para continuar perfeccionando el sistema y ampliar su alcance, se plantean las siguientes líneas de desarrollo:

1) **Control pan-tilt**: Implementar un mecanismo que permita la rotación tanto horizontal como vertical de la cámara, aumentando el campo visual y la flexibilidad del usuario.
2) **Detección de obstáculos**: Integrar sensores ultrasónicos o LIDAR para identificar obstáculos en el entorno y proporcionar alertas al usuario, mejorando la seguridad.
3) **Comunicación avanzada**: Explorar protocolos como MQTT o WebSockets para reemplazar UDP, ofreciendo una comunicación más confiable y tolerante a interrupciones.
4) **Feedback háptico**: Añadir retroalimentación táctil al visor de RV, como vibraciones sincronizadas con el movimiento o colisiones, para una inmersión más profunda.



Fig. 10: Vista diagonal del vehículo armado.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Estas propuestas buscan no solo resolver las limitaciones actuales, sino también transformar el sistema en una plataforma versátil y adaptable a diversos contextos.

References

[1] M. Mergen, N. Graf, and M. Meyerheim, "Reviewing the current state of virtual reality integration in medical education — a scoping review," *BMC Medical Education*, vol. 24, art. 788, 2024.
[2] ConductScience, "Virtual Reality Science: Exploring the Boundaries of Scientific Discovery," 2024.
[3] G. Rodríguez et al., "Sistemas de teleoperación y telepresencia: Una revisión," *Dyna*, vol. 86, no. 5, pp. 471–478, 2019.
[4] Meta Platforms, "Oculus Quest 2," 2024.
[5] Espressif Systems, "ESP32 Technical Reference Manual," Espressif, 2023.
[6] Unity Technologies, "Unity 6 Resources and Documentation," Unity, 2025. 6-Sep-2025.
[7] Unity Technologies, "XR Interaction Toolkit Manual," package version 3.0, 2024. 6-Sep-2025.
[8] A. Kotsiras, "Cómo hacer un juego de VR en UNITY en 2023 | Setup Meta Quest," YouTube video, 2023. 6-Sep-2025.
[9] Ubidots Help Center, "Live video stream monitoring using ESP32-CAM and Ubidots," 2024. 6-Sep-2025.
[10] C. G. Higuera and A. E. Delgado, "Diseño de sistema de realidad virtual inmersiva para control de robot móvil," *Revista Politécnica*, vol. 40, no. 1, pp. 56–62, 2020.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Tecnologías para la Comunicación de Datos en IoT Wi-Fi HaLow (802.11ah)

Guillermo Reggiani
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional Bahía Blanca
Bahía Blanca, Argentina
ghreggiani@frbb.utn.edu.ar

Sergio Pellegrino
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional Bahía Blanca
Bahía Blanca, Argentina
spellegrino@frbb.utn.edu.ar

Resumen—Internet de las cosas (IoT) se ha convertido en una parte integral de la vida cotidiana y de diversas industrias. Se espera que la cantidad de dispositivos conectados siga creciendo de manera exponencial durante los próximos años. Para soportar una conectividad masiva se hace uso de diversas tecnologías inalámbricas. En este trabajo se presenta un análisis preliminar de tecnologías de conectividad inalámbrica para IoT, haciendo énfasis en soluciones emergentes que permiten una comunicación eficiente entre dispositivos. Particularmente, este estudio se enfoca en el nuevo estándar IEEE 802.11ah, conocido como Wi-Fi HaLow, diseñado para aplicaciones IoT de largo alcance y bajo consumo. Presentamos el hardware recientemente adquirido para su análisis y evaluación, así como los principales parámetros que se tendrán en cuenta en las próximas etapas del trabajo

Palabras claves— *IoT, Tecnologías Inalámbricas, 802.11ah, ancho de banda.*

I. INTRODUCCIÓN

Dado que se espera tener miles de millones de dispositivos de diferentes tipos conectados en aplicaciones de IoT, se hace necesario disponer de diversas tecnologías para facilitar su conectividad. Las tecnologías inalámbricas para la conectividad IoT se pueden clasificar de acuerdo a su rango de cobertura en: tecnologías de corto y de largo alcance.

Dentro de las tecnologías de corto alcance cabe mencionar a Bluetooth, ZigBee, Wi-Fi, 6LoWPAN y las tecnologías ópticas emergentes (OWC). Dentro de las tecnologías de largo alcance se incluyen LTE (4G) y 5G; dentro de las LPWAN (Low Power Wide Area Network) sin licencia, LoRa; y dentro de las LPWAN con licencia NB-IoT (Narrow Band IoT). Esta enumeración no excluye otras tecnologías, actuales y emergentes, que también pueden ser de interés y utilidad.

Un nuevo estándar inalámbrico, IEEE 802.11ah [1], también conocido como Wi-Fi HaLow, introduce un equilibrio entre el rendimiento y el alcance, siendo especialmente destinado a su utilización en IoT. IEEE 802.11ah opera en bandas de frecuencia sub-GHz sin licencia (863-868 MHz en Europa, 755-87 MHz en China y 902-928 MHz en América del Norte) y puede proporcionar conectividad hasta un máximo de 8192 dispositivos de bajo consumo a velocidades mínimas de 150 kbps a un valor máximo típico de 78 Mbps con una cobertura de hasta 1 km.

De acuerdo a una visión amplia de las tecnologías de conectividad para IoT inalámbrica existentes, se discuten varias soluciones emergentes que se pueden usar de manera efectiva para permitir la conectividad basadas en el rango de cobertura [2].

También se señalan los desafíos técnicos clave de las tecnologías de conectividad existentes para su aplicación en IoT. Se abordan algunos ejemplos de proyectos prometedores, tales como el acceso aleatorio de detección compresiva (CS), el acceso múltiple no ortogonal (NOMA), y acceso aleatorio masivo de entrada múltiple salida múltiple (mMIMO) que podría emplearse en estándares futuros para soportar la conectividad en IoT. Finalmente se realiza una clasificación de las aplicaciones IoT en términos de varios requisitos de servicio, tales como:

- Tasa de datos: las aplicaciones IoT pueden tener diferentes tasas de transmisión: desde decenas de kbps hasta decenas de Gbps [3]. Las aplicaciones IoT de alta tasa de datos por lo general trabajan con streaming de video, multimedia y aplicaciones web; requieren tasas de datos mayores a 10 Mbps y típicamente están soportadas por 4G, 5G, OWC y Wi-Fi incluyendo 802.11ah. Las aplicaciones IoT de rango medio en cuanto a la tasa de datos, por lo general son aplicaciones para hogares inteligentes, soportadas mediante tecnologías ZigBee, Bluetooth/BLE o LTE-M. Aplicaciones IoT de baja tasa de datos típicas son, entre otras: monitoreo de sensores, rastreo de bienes, estacionamiento inteligente, agricultura inteligente. Por lo general se basan en NB-IoT, LoRa, Sigfox [4] y Wi-Fi Halow. Y una cuestión muy importante para este rango de aplicaciones es el consumo, ya que muchas veces están alojadas en dispositivos alimentados con baterías.

- Latencia: la mayoría de las aplicaciones IoT son sensibles a la latencia, pero el grado de sensibilidad varía de acuerdo al tipo de aplicación. Las aplicaciones se pueden clasificar como sensibles al retardo, si son altamente sensibles, o como tolerantes al retardo, si tienen baja sensibilidad [5]. Entre las primeras se pueden mencionar como ejemplos a los vehículos autónomos, cuya velocidad máxima y distancia a otros vehículos se deben fijar de acuerdo a la latencia, y los sistemas de monitoreo remoto de parámetros vitales de un paciente. Entre los sistemas tolerantes a la latencia se pueden mencionar a los sistemas para monitoreo en agricultura, sistemas de estacionamiento inteligente, sistemas de gestión de residuos, etc. En este tópico se abren posibilidades de analizar las posibilidades que brindan las redes disponibles en una región determinada, a fin de evaluar su factibilidad de uso y limitaciones para aplicaciones críticas en cuanto a la latencia.

- Alcance: el alcance de las aplicaciones IoT puede variar desde unos pocos metros hasta muchos kilómetros. Para corto alcance, las tecnologías típicas son Bluetooth/BLE, OWC, Wi-Fi y ZigBee, aunque cabe explorar otras opciones, como se analiza en [6].

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

- Potencia: la eficiencia energética es un importante requerimiento para muchas aplicaciones IoT. Mientras que algunos dispositivos pueden estar conectados a la red eléctrica o tener facilidades para recargar sus baterías, otras en cambio deben maximizar la duración de sus baterías, incluso por varios años [7].
- Confiabilidad: De acuerdo a los requerimientos de confiabilidad en las comunicaciones, las aplicaciones IoT pueden clasificarse en: aplicaciones de misión crítica y no críticas. Ejemplos de las primeras son: las redes eléctricas inteligentes (smart grids), los robots de manufactura, vehículos autónomos y dispositivos móviles para monitores de parámetros vitales (mobile health-care) [8].
- Movilidad: las aplicaciones IoT también pueden clasificarse de acuerdo a su grado de movilidad, en aplicaciones de baja y alta movilidad. En el caso de las de baja movilidad, pueden apoyarse en cualquiera de las tecnologías de conectividad existentes. Los desafíos se presentan para las aplicaciones de alta movilidad. En estos casos, por lo general se apoyan en las tecnologías basadas en las redes de celulares (4G y 5G), que requieren de mejoras para soportar las exigencias de las aplicaciones de alta movilidad [9].

Una de las tecnologías emergentes para la comunicación de datos en IoT es VCL (Visible Light Communication) [10], que intenta superar la saturación del espectro que sufren las redes locales inalámbricas por radiofrecuencia. Esta tecnología es apta para la comunicación de dispositivos IoT en interiores, mediante un enlace ascendente confiable y un enlace descendente de gran ancho de banda.

Otro actor fundamental en la comunicación de datos en IoT son los protocolos de comunicación. Éstos deben ofrecer una comunicación ágil, segura y confiable, sin comprometer las limitaciones computacionales y de consumo de energía de los dispositivos [11]. Varios protocolos que se utilizan en la actualidad son: CoAP, MQTT, XMPP, RESTFUL, 6LOWPAN y RPL. Estos protocolos determinan la eficacia y confiabilidad de la comunicación, e influyen sobre la eficiencia energética y la seguridad de las aplicaciones.

Un ejemplo del tipo de aplicaciones IoT que interactúan con las personas en su vida doméstica es el que se describe en [12]: una plataforma integrada de dispositivos IoT para el manejo con eficiencia energética de la iluminación de los espacios comunes de un edificio. Estos dispositivos se pueden interconectar en forma inalámbrica o mediante Power Line Communication. Una alternativa interesante a explorar para la conectividad de un sistema de este tipo es la presentada en [6].

Otro ejemplo es en el sector agrícola. En [13] se explora un despliegue piloto de IoT basado en LoRa en un invernadero. Este estudio piloto ayuda a identificar desafíos y limitaciones de la conectividad IoT para este contexto. También se analizan posibles perspectivas de investigación para aumentar las oportunidades de ahorro de energía y de eficiencia en la comunicación inalámbrica de datos.

Otro punto clave es el de los estándares en lo atinente a redes y comunicaciones, que impactan sobre el desempeño de los sistemas IoT. Algunas funciones de las tecnologías de Internet convencionales, como los protocolos de acceso y los mecanismos de control de tráfico, deben adecuarse para IoT. En [14] se analiza la arquitectura de la red, incluidas las redes de área amplia y las redes de área personal o de proximidad, para IoT. Además, se especifican los requisitos de estas redes y se proponen tecnologías que pueden cumplir con los mismos.

II. Grado de Avance

Se ha venido trabajando en la temática de redes, especialmente inalámbricas, con orientación a su aplicación en sistemas embebidos para entornos con restricciones temporales. También se cuenta con experiencia en el diseño y desarrollo de hardware y software de sistemas embebidos, incluyendo aplicaciones al procesamiento digital de señales.

En el marco del último PID, se ha estado experimentando sobre aplicaciones de IoT para la conservación de la energía, y se han realizado experiencias con la conexión de dispositivos IoT mediante RS485 sobre la red eléctrica, sin necesidad de redes inalámbricas ni otro cableado adicional. Si bien es un tema que se seguirá explorado dentro del nuevo PID, nos abocaremos a las tecnologías de redes inalámbricas donde ya hemos realizado trabajos en las siguientes áreas:

- Estudio y análisis de redes inalámbricas de área personal (WPAN), específicamente en el estándar IEEE 802.15.3.
- Se han desarrollado diversas metodologías con el objetivo de mejorar el rendimiento de las redes WPAN, evaluación de su desempeño bajo distintos esquemas de diagramación en tiempo real.
- Estudio y análisis de redes inalámbricas de área local (WLAN). Se han presentado y evaluado propuestas de variantes al mecanismo de control de acceso al medio de 802.11 y 802.11e, a fin de mejorar el desempeño de la red para aplicaciones de tiempo real.

En virtud de lo ya efectuado, actualmente nos encontramos en el estudio y análisis del estándar 802.11ah (también denominado Wi-Fi HaLow) el cual describiremos en el apartado siguiente.

III. Descripción de estandar IEEE 802.11ah (HaLow)

En la Fig. 1 se muestra una comparativa de las variantes Wi-Fi existentes en la actualidad, siendo 802.11ah un estándar especialmente diseñado para Internet de las cosas (IoT).

IEEE 802.11ah opera en la sub-banda no licenciada de 1GHz y depende de cada país. Las bandas utilizadas van desde 863 MHz a 868 MHz y 902 MHz a 928 MHz, configurable en canales de 1 MHz, 2 MHz, 4 MHz, 8 MHz y 16 MHz.

En Argentina, el ente regulador Enacom habilita el uso de la banda 902 MHz a 928 MHz.

Provee conectividad a un máximo de 8192 dispositivos con un solo AP y hasta 1km de cobertura con un bajo consumo, permitiendo atravesar con mayor facilidad diversos obstáculos como paredes.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

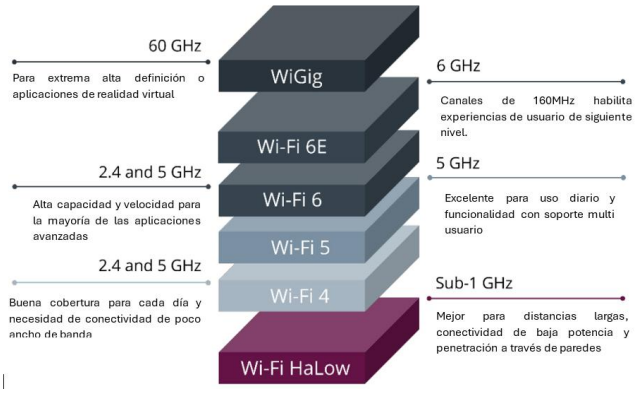


Fig. 1. Comparativa de variantes WI-FI

Al ser un estándar, no necesita de dispositivos propietarios e integra soporte IP nativo.

Las velocidades que se pueden alcanzar con Wi-Fi HaLow van desde los 150 Kbps a un máximo de 347 Mbps con distintos esquemas de codificación, modulación, ancho de banda e intervalos de guarda para diferentes flujos espaciales [15].

Respecto a la trama, se realizaron modificaciones para incrementar el rendimiento introduciendo un formato de trama compacta.

Debido a que en dispositivos IoT la sobrecarga del encabezado respecto al tamaño del dato útil puede ser considerable, esta trama compacta incrementa la eficiencia.

Para aumentar la cantidad de estaciones admitidas, el IEEE 802.11ah utiliza una nueva estructura jerárquica de Identificador de Asociación (AID). El AID asignado por el AP durante la asociación tiene un tamaño de 13 bits, por lo tanto, puede asociar hasta 8191 (213-1) estaciones. La estructura del AID consta de cuatro niveles jerárquicos: página, bloque, sub bloque e índice de la estación en el sub bloque. Esta estructura es utilizada para agrupar estaciones según características similares (por ejemplo, patrón de tráfico, ubicación, nivel de batería, etc.).

A. Hardware Utilizado

Dado que el estándar es relativamente reciente, no resulta sencillo acceder a dispositivos compatibles para llevar a cabo pruebas y análisis. Durante el presente año se adquirió dos pares de puentes inalámbricos de la marca Reumar 802.11ah (Wi-Fi HaLow) de largo alcance, configurado cada par en modo punto a punto y equipados con una antena de 2 dBi [16].

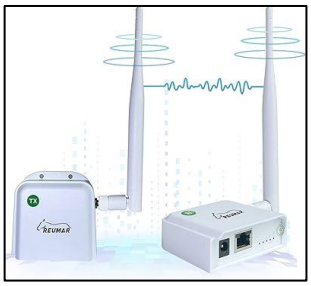


Fig. 2. Puente inalámbrico punto a punto 802.11ah marca Reumar

Cada par viene configurado de fábrica como puente inalámbrico, uno como ac-cess point (AP) y otro como estación (STA). Mediante micro switch internos, puede modificarse su funcionamiento, permitiendo tener hasta cuatro STA por cada AP, en modo punto a multipunto. La Fig. 2 muestra el hardware adquirido.

IV. EVALUACION

El análisis y evaluación del hardware mencionado en el punto anterior se realizó en el interior del edificio de la Facultad, con distancias entre 5m (sin obstáculos) y 15m (con paredes y piso de hormigón de por medio). Los primeros ensayos fueron realizados con un comprobador de transmisión de red activa y pasiva GigaEthernet marca Trend Networks modelo SignalTek NT [17]. Este dispositivo envía tramas Ethernet puras full dúplex, sin encabezados adicionales, con un tiempo y ancho de banda de transmisión configurable del Main y Remoto. El tiempo de cada prueba fue establecido en 20 segundos. El ancho de banda agregado que figura es la suma del ancho de banda configurado para transmitir del Main y Remoto.

El consumo sin actividad de cada dispositivo fue de 0.5W y con actividad 1W, siendo alimentados por 5Vcc.

En un entorno interior, sin interferencias, con una separación entre dispositivos de 5.40m obtuvimos los siguiente valores, como se muestra en la tabla I:

TABLE I. ENTORNO INTERIOR DE UN AULA

Tamaño paquete [Bytes]	Ancho de banda agregado [Mbps]	Error promedio basado en tres (3) pruebas [%]
218	1.8	7.7
218	3.6	53
1518	3.6	0
1518	7.2	0
1518	10.8	11.3

El segundo ensayo en un entorno interior pero con interferencias (debido a las losas de los pisos), con una distancia de aproximadamente 15 mts se obtuvieron los valores mostrados en la tabla II.

TABLE II. ENTORNO INTERIOR DE UN EDIFICIO

Tamaño paquete [Bytes]	Ancho de banda agregado [Mbps]	Error promedio basado en tres (3) pruebas [%]
218	1.8	60.3
218	3.6	86.7
1518	3.6	18.7
1518	7.2	36.0
1518	10.8	82.7

El tercer ensayo se hizo entres dos edificios del mismo campus de la facultad, con una distancia de 25 mts, teniendo como interferencia dos ventanales. Los valores de este ensayo se muestra en la tabla III

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

TABLE III. ENTORNO ENTRE DOS EDIFICIOS DEL CAMPUS

Tamaño paquete [Bytes]	Ancho de banda agregado [Mbps]	Error promedio basado en tres (3) pruebas [%]
218	1.8	13.7
218	3.6	60.7
1518	3.6	2.3
1518	7.2	15
1518	10.8	37

Por último, se utilizaron dos computadoras con sistema operativo Linux y el software de código abierto iperf [18], el cual genera tráfico TCP/UDP con diferentes tamaños de segmentos y ancho de banda máximo.

Utilizando el escenario el interior de un aula (sin interferencias) se generó tráfico TCP y UDP y los resultados se muestran en las tablas IV y V.

TABLE IV. TRÁFICO TCP

Tamaño paquete [Bytes]	*Ancho de banda agregado [Mbps]*	*Error promedio basado en tres (3) pruebas [%]*	*Dúplex*
1514	*15.2*	*0*	*Half*
1514	*18.45*	*0*	*Full*

TABLE V. TRÁFICO UDP

Tamaño paquete [Bytes]	Ancho de banda agregado [Mbps]	Error promedio basado en tres (3) pruebas [%]	Dúplex
1512	19.1	0	Half
1512	21.0	0	Full

La primera observación fue que los errores aumentaron con la disminución del tamaño de trama (218B a 1518B), ya sea utilizando el tester SignalTek como el software iperf. Además, el ancho de banda máximo sin errores que se pudo obtener fue cercano a los 20Mbps de segmentos UDP en modo half dúplex mediante iperf.

El consumo máximo medido de cada dispositivo mientras está transmitiendo y recibiendo fue de 1W con una alimentación de 5Vcc.

Los próximos ensayos serán en el exterior, sin obstáculos en línea recta y distancias de hasta 1km. También se realizarán pruebas en entornos con mayor interferencia como en la ciudad o ambientes industriales.

V. CONCLUSIONES

Con lo estudiado hasta el momento se pretende continuar con el análisis del estándar 802.11ah en diferentes entornos, que van desde un edificio hasta una ciudad con un índice de interferencia elevado.

Para ello, se deberá contar con equipamiento adecuado como son los puntos de acceso, estaciones cliente y kits de desarrollo que soporten este estándar. La dificultad actual de adquirir este tipo de equipamiento, debido a su reciente aparición en el mercado de los primeros chips HaLow, no nos impide avanzar con el análisis mediante la utilización de simulaciones.

Por último, aprovechando una característica específica del estándar como es la estructura de supertrama, vemos la posibilidad de realizar modificaciones para su funcionamiento en sistemas de tiempo real, aunque para ello deberemos contar con tarjetas de red y drivers de código abierto.

AGRADECIMIENTOS

Agradecemos a la Universidad Tecnológica Nacional Facultad Regional Bahía Blanca por el apoyo en esta temática mediante el aporte económico a través de los Proyectos de Investigación y Desarrollo del cual somos parte, PID CCPPBB0010144.

REFERENCES

[1] IEEE Standard for Information technology 802.11 - Telecommunications and information exchange between systems - Local and metropolitan area networks - Specific requirements - Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications (2020), 3197-3198, 3311.

[2] Ding J., Nemati M., Ranaweera C. y Choi J. (2020). "IoT Connectivity Technologies and Applications: A Survey," in IEEE Access, vol. 8, 67646-67673, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2985932.

[3] Chen M., Miao Y., Hao Y. y K. Hwang. (2017). "Narrow Band Internet of Things," in IEEE Access, vol. 5, 20557- 20577, 2017, doi: 10.1109/ACCESS.2017.2751586.

[4] Adelantado F., Vilajosana X., Tuset-Peiro P., Martinez B., Melia-Segui J. y Watteyne, T. (2017). "Understanding the Limits of LoRaWAN," in IEEE Communications Magazine, vol. 55, no. 9, 34-40, Sept. 2017, doi: 10.1109/MCOM.2017.1600613.

[5] Yi C., Cai J., y Su Z. (2020). "A multi-user mobile computation offloading and transmission scheduling mechanism for delaysensitive applications,"" IEEE Trans. Mobile Comput., vol. 19, no. 1, 29-43, Jan. 2020.

[6] Friedrich G. y Reggiani G. (2022). "Comunicación de datos para dispositivos IoT de bajos recursos: RS485 sobre la red eléctrica". Congreso Argentino de Sistemas Embebidos (CASE 2022), Universidad Nacional de la Plata, del 18 al 19 de agosto de 2022

[7] Froytlog A., Foss T., Bakker O., Jevne G., Haglund M. A., Li F. Y., Oller J. y Li G. Y. (2019) "Ultra-low power wake-up radio for 5G IoT," IEEE Commun. Mag., vol. 57, no. 3, 111-117, Mar. 2019

[8] Mohammed N. A., Mansoor A. M. y Ahmad R. B. (2019). "Mission-critical machine-type communication: An overview and perspectives towards 5G," IEEE Access, vol. 7, 127198-127216, 2019.

[9] Wu J. y Fan P. (2016). "A survey on high mobility wireless communications: Challenges, opportunities and solutions," IEEE Access, vol. 4, 450-476, 2016.

[10] Kadam K. y Dhage M. R. (2016). "Visible Light Communication for IoT," 2nd International Conference on Applied and Theoretical Computing and Communication Technology (iCATccT), 2016, 275-278, doi: 10.1109/ICATCCT.2016.7912007.

[11] Sharma C. y Gondhi N. K. (2018). "Communication Protocol Stack for Constrained IoT Systems," 3rd International Conference On Internet of Things: Smart Innovation and Usages (IoT-SIU), 2018, 1-6, doi: 10.1109/IoTSIU. 2018.8519904.

[12] Di Zenobio D., Steenhaut K., Thielemans S. y Celidonio M. (2017). "An IoT platform integrated into an energy efficient DC lighting grid," 2017 Wireless Telecommunications Symposium (WTS), 2017, 1-6, doi: 10.1109/WTS.2017.7943547.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

[13] Singh R. K., Berkvens R. y Weyn M. (2020). "Energy Efficient Wireless Communication for IoT Enabled Greenhouses," International Conference on Communication Systems & NETworkS (COMSNETS), 2020, 885-887, doi: 10.1109/COMSNETS48256.2020.9027392.

[14] Yokotani T. (2017). "Requirements on the IoT communication platform and its standardization," Japan-Africa Conference on Electronics, Communications and Computers (JAC-ECC), 2017, 1-4, doi: 10.1109/JECECC. 2017.8305765.

[15] Baños-Gonzalez Victor, Shahwaiz Afaqui M., Lopez-Aguilera Elena, Garcia-Villegas Eduard (2016). Throughput and Range Characterization of IEEE 802.11ah. doi:10.1109/TLA.2017.8015044.

[16] Reumar Homepage, https://thereumar.com/

[17] Trend Networks Homepage, https://www.trend-networks.com/es/producto/comprobador-de-transmision-de-redes-signaltek-nt/Yokotani T. (2017). "Requirements on the IoT communication platform and its standardization," Japan-Africa Conference on Electronics, Communications and Computers (JAC-ECC), 2017, 1-4, doi: 10.1109/JECECC. 2017.8305765.

[18] Iperf Homepage: https://iperf.fr/

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

SmartLab UNNOBA: Modernización de Prácticas de Laboratorio mediante la Integración de PLC y Herramientas IoT

Picarel, Romeo
Escuela de Tecnología
Universidad Nacional del Noroeste de la Provincia de Buenos Aires
Buenos Aires. Argentina
rpicarel@comunidad.unnoba.edu.ar

Bustelo, Braian Ezequiel
Escuela de Tecnología
Universidad Nacional del Noroeste de la Provincia de Buenos Aires
Buenos Aires. Argentina
bebustelo@comunidad.unnoba.edu.ar

Koroluk, Mijael Andrés
Escuela de Tecnología
Universidad Nacional del Noroeste de la Provincia de Buenos Aires
Buenos Aires. Argentina
makoroluk@comunidad.unnoba.edu.ar

Lousa, María Angela
Escuela de Tecnología
Universidad Nacional del Noroeste de la Provincia de Buenos Aires
Buenos Aires. Argentina
malousa@comunidad.unnoba.edu.ar

Mahuad, Alexis Nahuel
Escuela de Tecnología
Universidad Nacional del Noroeste de la Provincia de Buenos Aires
Buenos Aires. Argentina
anmahuad@comunidad.unnoba.edu.ar

Mango, Matias Leonel
Escuela de Tecnología
Universidad Nacional del Noroeste de la Provincia de Buenos Aires
Buenos Aires. Argentina
mlmango@comunidad.unnoba.edu.ar

Bettini Cirella, Stefano
Escuela de Tecnología
Universidad Nacional del Noroeste de la Provincia de Buenos Aires
Buenos Aires. Argentina
sbettini@comunidad.unnoba.edu.ar

Scopelliti,Valentino
Escuela de Tecnología
Universidad Nacional del Noroeste de la Provincia de Buenos Aires
Buenos Aires. Argentina
vscopelliti@comunidad.unnoba.edu.ar

Sarobe, Mónica
Escuela de Tecnología
Universidad Nacional del Noroeste de la Provincia de Buenos Aires
Buenos Aires. Argentina
monicasarobe@unnoba.edu.ar

***Resumen*— El presente trabajo describe el desarrollo de un proyecto orientado a la investigación y aplicación de diversas tecnologías y herramientas para la implementación de un laboratorio remoto destinado al control y monitoreo de sistemas de automatización. La iniciativa tiene su origen en un proyecto previo realizado en la Universidad sobre una plataforma basada en PLC, la cual fue optimizada mediante mejoras en la infraestructura eléctrica y en la interconexión de dispositivos, lo que permitió avanzar hacia un entorno más robusto y funcional. En este marco, se integró un microcontrolador ESP32 con módulos de comunicación, sensores y actuadores, complementados con software de supervisión y simulación, con el propósito de conformar un montaje confiable, seguro y flexible ante futuras ampliaciones. Como resultado, se obtuvo un entorno de experimentación que favorece el aprendizaje y la práctica de conceptos vinculados a la automatización y el control industrial, en el que la incorporación de un PLC Siemens LOGO! 8, el protocolo MQTT, la plataforma Node-RED y el software de visualización FUXA conforman una propuesta de bajo costo, escalable y de amplia accesibilidad.**

Palabras clave— Laboratorio remoto, IoT(Internet of Things), automatización, microcontroladores.

I. Introducción

En el marco de la modernización de los laboratorios académicos de la Universidad Nacional del Noroeste de la provincia Buenos Aires (UNNOBA), surge la necesidad de incorporar nuevas tecnologías para permitir tanto el trabajo presencial como también, implementar la posibilidad de realizarlo a distancia.

Con el fin de comprender el uso de las tecnologías IoT en el proceso de automatización, el presente proyecto tiene como objetivo implementar un laboratorio remoto mediante el cual los estudiantes puedan visualizar en tiempo real e interactuar con las variables de un sistema de cilindros neumáticos comandado por PLC encargado de ejecutar el movimiento de una caja en un circuito cerrado.

II. Contexto del trabajo

Este trabajo se desarrolla en el contexto del proyecto "SmartLab: Innovación con Tecnología para Espacios Educativos", que se articula desde el Instituto de Investigación y Transferencia en Tecnología (ITT) y es financiado por la Convocatoria de Subsidios Bianuales de Investigación (SIB 2025) de la UNNOBA (Resolución CS 2647/2025, Expediente 5631/2024)[1] [2].

Actualmente, la Escuela de Tecnología (ET) de la UNNOBA implementa prácticas de laboratorio presenciales para las ingenierías en Informática, Mecánica, Industrial. Algunas de estas actividades han sido adaptadas a modalidad remota, con participación de docentes y estudiantes de la ET de distintas materias y carreras. El proceso de modernización tecnológica, incluye la transformación y sustitución progresiva de componentes

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

mecánicos tradicionales por sistemas electromecánicos con interfaces digitales que permitan un control más preciso y eficiente de los procesos; la incorporación de transmisores y transductores complementan y mejoran los sistemas de medición analógicos existentes, garantizando la integración de controladores lógicos programables y placas Single Board Computer (SBC) para la automatización inteligente de procesos, facilita la programación y el ajuste de parámetros en tiempo real y mejora la supervisión y control de los experimentos o procesos.

III. Base del proyecto

El proyecto se desarrolló sobre la base de un sistema de automatización ya instalado en el Laboratorio de Ingeniería Mecánica e Industrial (LADIMI) de la Universidad, cuyo núcleo es un PLC de la marca Siemens. El sistema controla un conjunto de cilindros neumáticos que desplazan una caja a través de un circuito cerrado definido. Cada cilindro dispone de dos sensores de fin de carrera y una electroválvula asociada, conformando el circuito físico de movimiento.

La secuencia del sistema comienza con la caja en una posición inicial (esquina inferior izquierda) y mediante la acción de los cilindros neumáticos, la caja se mueve secuencialmente: primero hacia la derecha, luego hacia arriba, y finalmente hasta esquina superior izquierda donde la caja cae por acción de la gravedad, regresando a su posición inicial para reiniciar el ciclo.

En cada punto clave del recorrido, la caja acciona un sensor de "fin de carrera" de accionamiento mecánico, compuesto por una paleta móvil que envía una señal al PLC indicando que la caja ha llegado a su destino. Esta señal desencadena la activación del siguiente cilindro neumático para continuar con el movimiento. El controlador constituye el núcleo de la lógica de control, de manera que recibe las entradas, (los finales de carrera de cada cilindro neumático), y, a través del programa instalado en el mismo, realiza las salidas a las electroválvulas, extendiendo los cilindros neumáticos y moviendo la caja. Ver Fig.1.

Cabe destacar que el programa de control estaba desarrollado previamente en el software “LOGO! Soft Comfort”[3], propio de la marca Siemens. Esto permitió trabajar sobre una automatización secuencial de bajo nivel de intervención, por lo tanto la tarea principal fue comprender, simular y probar la lógica existente.

Para una mejor comprensión, se mostrarán a continuación recursos gráficos que muestran tanto el esquema del sistema físico (cilindros neumáticos, electroválvulas y finales de carrera) como el diagrama de bloques del programa, lo que facilitará la visualización del funcionamiento y la relación lógica entre las entradas y las salidas.

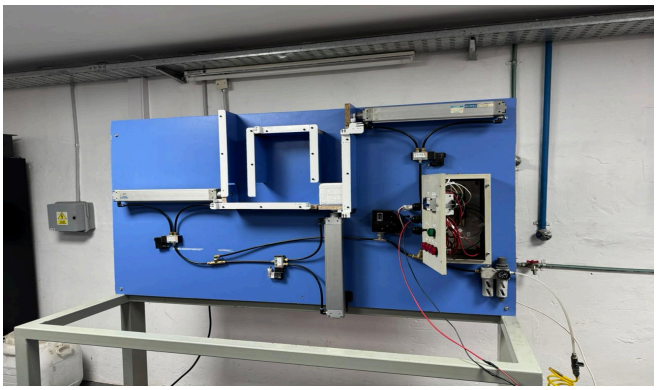


Fig. 1. Fotografía del sistema de cilindros neumáticos controlado por PLC.

En la Fig.2, se observa el diagrama esquemático de conexiones del PLC Siemens LOGO!, el cual muestra la relación entre entradas y salidas que utiliza el controlador.

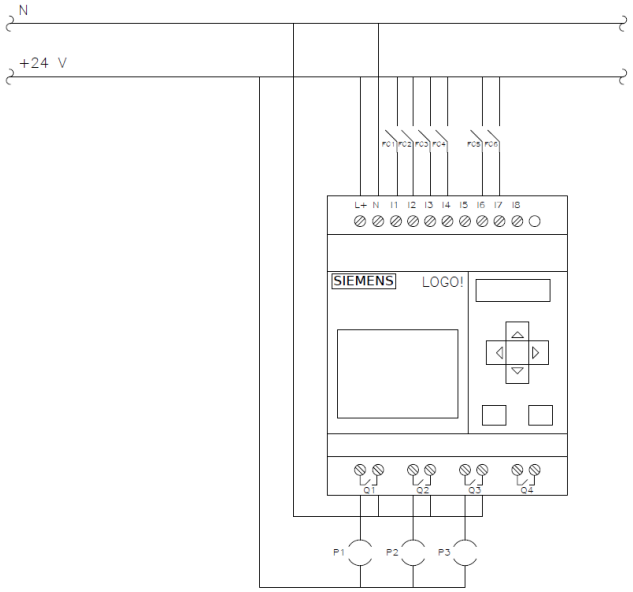


Fig. 2. Diagrama esquemático de conexiones del PLC Siemens LOGO!

También se presenta el diagrama funcional en la Fig. 3 de los cilindros neumáticos, electroválvulas y finales de carrera, que permite comprender cómo se relacionan los componentes físicos del sistema y cuál es su distribución.

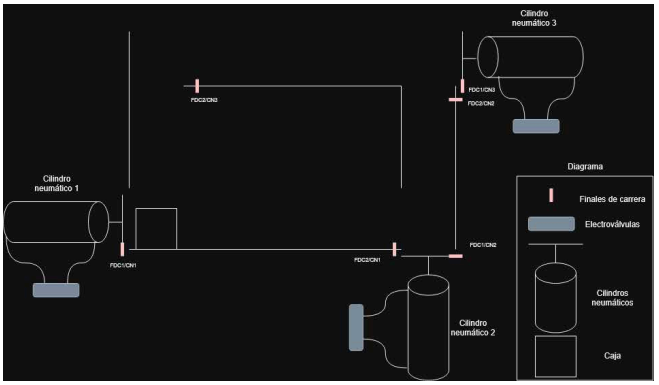


Fig. 3. Diagrama funcional de cilindros neumáticos, electroválvulas y finales de carrera.

La programación del PLC utiliza un Diagrama de Bloques de Funciones (FBD), donde se conectan bloques lógicos para definir el comportamiento del proceso. La

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

lógica implementada consiste en una secuencia de activación de los cilindros neumáticos, gobernada por las señales de los sensores de fin de carrera. De esta manera, cada vez que los cilindros alcanzan una posición determinada (extendidos o retraídos), activan el correspondiente fin de carrera. La combinación de estas señales, habilitan la transición hacia el siguiente estado del recorrido. La Fig 4, es una muestra de lo anterior.

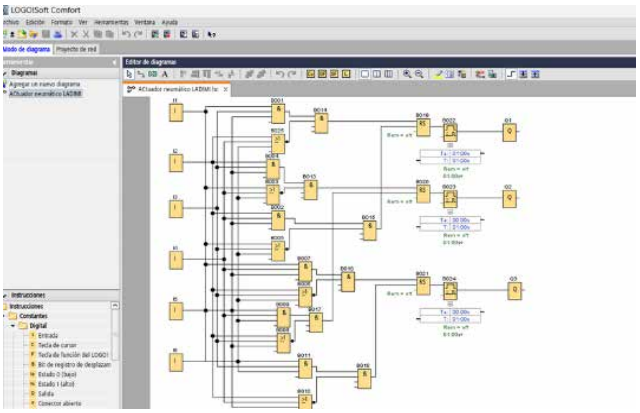


Fig. 4. Diagrama del programa del PLC en LOGO! Soft Comfort.

IV. Descripción teórica de las tecnologías utilizadas

Para llevar a cabo la realización del proyecto se utilizan múltiples herramientas y tecnologías para cumplir con el objetivo planteado. Las mismas, se describen a continuación, previo a detallar su implementación en el sistema.

A. Microcontrolador ESP32

El primer componente central es un microcontrolador ESP32. Un microcontrolador es un circuito integrado programable, capaz de ejecutar órdenes grabadas en su memoria. Se puede definir como un pequeño ordenador en un solo chip, que cuenta con todos los componentes necesarios para procesar instrucciones.

En este caso, el ESP32 fue seleccionado por su bajo costo, reducido consumo de energía y capacidad de conectividad inalámbrica mediante Wi-Fi y MQTT, características que lo convierten en el eje central para la implementación del laboratorio remoto. Este dispositivo permite la integración entre los distintos componentes del sistema y ejecuta funciones programadas en su memoria para la supervisión y control remoto.

B. Protocolo MQTT

El protocolo MQTT (Message Queuing Telemetry Transport) [4] es un sistema de mensajería ligero y eficiente, ideal para la comunicación entre dispositivos.

Su funcionamiento se basa en la publicación y suscripción a “tópicos” (topics). Cada dispositivo puede publicar información en un tópico o suscribirse para recibir los datos publicados en el mismo. La comunicación se gestiona mediante un servidor centralizado (broker), que recibe la información en los tópicos y la reenvía a aquellos que están suscritos.

C. Node-RED

Node-RED[5] es una herramienta de desarrollo basada en flujo para programación visual desarrollada para conectar dispositivos de hardware, API y servicios en línea. Su principal ventaja radica en la simplicidad con la que permite integrar tecnologías heterogéneas en un mismo entorno, ofreciendo flexibilidad y escalabilidad.

En este sistema, se eligió Node-RED debido a que el PLC empleado no cuenta con soporte para el protocolo MQTT, lo que hizo necesario implementar un software intermedio que gestione la comunicación. Node-RED no solo resolvió esta limitación, sino que también permitió centralizar la lógica de integración y sentar las bases para una posible ampliación del sistema en el futuro.

D. FUXA

FUXA[6] es una herramienta de software de código abierto para crear aplicaciones de supervisión, control y adquisición de datos (SCADA) e Interfaces Hombre-Máquina (HMI) para la web. Permite diseñar *dashboards* o paneles de control interactivos para visualizar y controlar procesos industriales o de automatización.

Su enfoque web lo hace accesible desde cualquier dispositivo con navegador, una característica indispensable a la hora de cumplir con el objetivo del laboratorio remoto. Además, es una opción open source, ofreciendo flexibilidad y adaptabilidad frente a otras posibilidades, garantizando independencia de licencias propietarias y fomentando la escalabilidad del sistema.

E. PLC Siemens LOGO 8!

El PLC LOGO 8![7] es un controlador lógico programable compacto diseñado para tareas de automatización básica, usualmente en entornos industriales y comerciales. En este proyecto se utilizó para ejecutar la lógica de control secuencial de los cilindros neumáticos.

V. Descripción del desarrollo

El desarrollo del proyecto requirió tanto la implementación de soluciones de software enfocadas en tecnologías como el microcontrolador ESP32 y la plataforma FUXA, como la realización de conexiones eléctricas.

A. Microcontrolador ESP32

Ante la ausencia de un sistema de encendido y apagado dedicado – el equipo solo se activaba o desactivaba al ser energizado, se incorporó e microcontrolador ESP32 para el manejo básico de encendido/apagado, como así también, una parada de emergencia, abriendo la posibilidad de integrar nuevas funcionalidades, dado a la comunicación por Wi-Fi y MQTT para comunicarse con el broker EMQX ya instalado en la infraestructura de la Universidad.

En esta nueva implementación, el ESP32 se convirtió en el núcleo de la arquitectura, actuando como puente entre el sistema físico del PLC y la red. Para ello, se programaron sus pines para monitorear las señales de entrada (finales de carrera) y gestionar las señales de salida (activación de electroválvulas), supervisando y extendiendo la lógica del PLC.

Entre sus responsabilidades más relevantes se encuentran la gestión de la conexión Wi-Fi, la comunicación vía MQTT, el manejo de interrupciones para asegurar respuestas en tiempo real y la incorporación de la función de parada de emergencia.

Para garantizar un acoplamiento seguro entre el ESP32 y el PLC, se implementaron tres optoacopladores, que actúan

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

como aislamiento eléctrico entre ambos dispositivos. Estos permiten transmitir las señales sin riesgo de daños por diferencias de potencial o picos de tensión

En la Fig. 5 muestra el esquema de conexión de los optoacopladores y su integración en la placa de control.

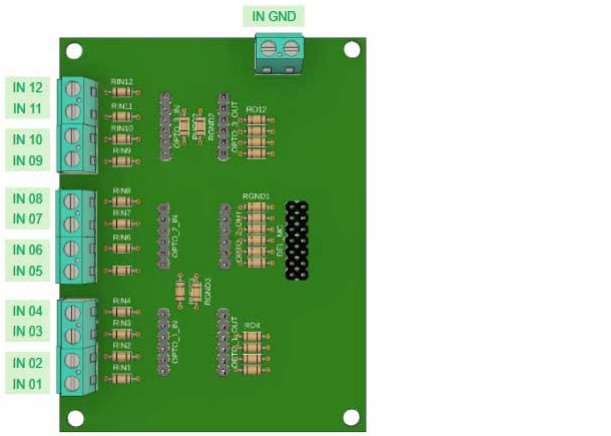


Fig. 5. Esquema de conexión de los optoacopladores.

Asimismo, en la Tabla I se detalla la distribución de pines del ESP32 y su correspondencia con cada entrada/salida del sistema físico.

TABLE I. DISTRIBUCIÓN DE PINES DEL ESP32

Distribución de pines		
Interfaz	***Pin***	***Conexión***
IN 01	26	Fin de carrera 1, Cilindro neumático 1
IN 02	25	Fin de carrera 2, Cilindro neumático 1
IN 03	33	Fin de carrera 1, Cilindro neumático 2
IN 04	21	Fin de carrera 2, Cilindro neumático 2
IN 05	19	Fin de carrera 1, Cilindro neumático 3
IN 06	18	Fin de carrera 2, Cilindro neumático 3
IN 07	5	Electroválvula, Cilindro neumático 1
IN 08	17	Electroválvula, Cilindro neumático 2
IN 09	13	Electroválvula, Cilindro neumático 3
IN 10	12	
IN 11	14	ON/OFF entrada
IN 12	27	
OUT 01	22	ON/OFF salida
OUT 02	23	

a.

El sistema se programó para cumplir con tres funcionalidades principales:

a) Las señales de los finales de carrera y de las electroválvulas se envían por medio de MQTT para un posterior uso en monitoreo y control remoto. Adicionalmente, se utilizan para la parada de emergencia: si un fin de carrera inicial cambió, se debe activar el otro correspondiente al mismo cilindro neumático en un tiempo menor a 5 segundos. De no cumplirse esta condición, el sistema interpretará un error y se apagará automáticamente.
b) También tenemos el funcionamiento con el ON/OFF o encendido/apagado, que reside en escuchar el pin IN 11, para que, si se detecta un cambio, se envíe la señal contraria (apagado a encendido o viceversa) a través del pin de salida OUT 1, permitiendo así el paso o corte de corriente hacia el PLC.
c) Por último, gracias a la conexión por MQTT, el microcontrolador escucha un tópico que le permite integrar el encendido/apagado de manera remota, habilitando la realización del laboratorio remoto.

B. MQTT

Para la comunicación entre los componentes de software y hardware, se eligió el protocolo MQTT. Para ello, se configuró un servidor central (broker), que recibe los mensajes publicados en los tópicos y los reenvía a todos los clientes suscritos a dichos tópicos.

El broker EMQX[8] fue instalado y configurado en una máquina virtual de la infraestructura de la Universidad.

La función del mismo es recibir toda la información que publica el microcontrolador ESP32 y Node-RED en tópicos específicos (como el estado de los sensores) y distribuirla de manera eficiente a todos los clientes suscritos. Además, tanto la interfaz FUXA como los flujos de Node-RED se conectan a este broker para recibir los datos en tiempo real y poder visualizar el estado del proceso de forma remota. Asimismo, se utilizan tópicos de control para enviar órdenes desde las interfaces hacia el ESP32, pasando siempre a través del broker.

C. Node-RED

La plataforma Node-RED se encontraba instalada en una máquina virtual de la Universidad, resultando un ahorro de tiempo durante la ejecución del proyecto. En ella, se configuraron los nodos para visualizar las entradas y salidas del PLC, para un monitoreo claro y en tiempo real del estado del sistema.

Esta tecnología se conecta al broker MQTT para recibir y enviar la información relevante, asegurando la comunicación centralizada entre todos los componentes del laboratorio remoto.

En la Fig. 6 se puede observar el esquema de conexiones en Node-RED, donde se muestran los distintos módulos que reciben información del PLC y la reenvían por MQTT, así como también otros módulos que reciben información por la vía mencionada y disparan cambios en otros componentes.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

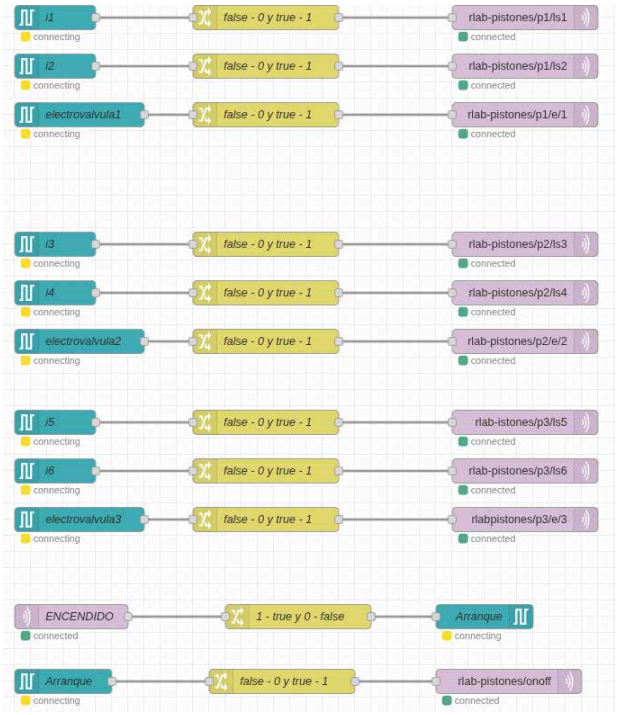


Fig. 6. Esquema de conexión en Node-RED

D. FUXA

FUXA fue la plataforma seleccionada para desarrollar la interfaz HMI web, es decir, la interfaz que el usuario final utiliza para interactuar con el laboratorio. En esta interfaz se creó un diagrama esquemático (*dashboard*) que representa visualmente el sistema de válvulas y cilindros neumáticos, cuyo estado se actualiza en tiempo real gracias a la suscripción a los tópicos MQTT.

Por último, se incorporó la funcionalidad de encendido/apagado (ON/OFF) por medio de FUXA, a través de un botón el cual envía la señal correspondiente mediante MQTT, permitiendo controlar el sistema de manera remota sin necesidad de estar físicamente en la Universidad.

La interfaz de usuario, desarrollada en FUXA, centraliza todas las funcionalidades para el estudiante, como se muestra en la Fig 7.



Fig. 7. Interfaz HMI en FUXA

VI. Resultados

El principal resultado de este proyecto es la implementación de un laboratorio remoto completamente funcional, accesible a través de una interfaz HMI. Se logró la integración exitosa de todos los componentes de hardware y software, permitiendo el control On/Off, parada de emergencia y monitoreo en tiempo real del sistema de automatización neumático.

Asimismo, se implementaron estructuras y montajes adicionales para integrar el PLC a la red de datos de la Universidad, junto con complementos eléctricos que aseguran una alimentación de energía independiente tanto para el PLC como para el microcontrolador.

Finalmente, las nuevas implementaciones quedaron instaladas físicamente en la Universidad. Gracias a ello, el equipo puede encenderse con sólo presionar un botón físico incorporado, reemplazando el procedimiento anterior que requería conectar manualmente una fuente de alimentación y un compresor de aire.

Conclusiones

En el presente trabajo se ha detallado el diseño e implementación exitosa de un laboratorio remoto para el control y monitoreo remoto de un sistema de automatización neumático basado en un PLC. Mediante la integración de un microcontrolador ESP32 y el uso de tecnologías del Internet de las Cosas (IoT) como el protocolo MQTT, Node-RED y FUXA, se logró cumplir el objetivo principal de modernizar y extender las capacidades de un equipo de laboratorio tradicional, permitiendo su acceso a distancia.

Como trabajo futuro, se planea expandir las capacidades de visualización del sistema. Para ello, se podría montar la cámara IP sobre una estructura móvil o robotizada que permita al usuario no solo cambiar entre presets fijos, sino también ajustar dinámicamente el ángulo de visión para inspeccionar partes específicas del circuito.

La principal contribución de este proyecto es la creación de una solución de bajo costo y alta accesibilidad que enriquece la experiencia educativa de los estudiantes de ingeniería en la UNNOBA. El sistema no solo facilita la realización de prácticas de laboratorio de forma remota, eliminando barreras de acceso físico, sino que también expone a los alumnos a herramientas tecnológicas actuales y relevantes. La arquitectura desarrollada demuestra la viabilidad de integrar hardware consolidado con plataformas de IoT modernas y de código abierto.

Referencias

[1] Instituto de Investigación y Transferencia en Tecnología (ITT), "Líneas de investigación," 2025. [En línea]. Disponible: https://itt.unnoba.edu.ar/investigacion/. [Accedido: 25-Ago-2025].

[2] Secretaría de Investigación, Desarrollo y Transferencia (SdIDyT), "Proyectos vigentes de investigación, desarrollo y transferencia," UNNOBA, 2025. [En línea]. Disponible: https://unnoba.edu.ar/secretaria-de-investigacion-desarrollo-y-transferencia-proyectos-vigentes/. [Accedido: 25-Ago-2025].

[3] Siemens AG, *LOGO! Soft Comfort - Engineering software for the universal relay*, Siemens AG, Munich, Germany. [En línea]. Disponible: https://www.siemens.com/global/en/products/automation/systems/industrial/plc/logo/logo-software.html. [Accedido: 25-Ago-2025].

[4] OASIS, "MQTT: Message Queuing Telemetry Transport protocol," OASIS, [En línea]. Disponible: https://mqtt.org. [Accedido: 25-Ago-2025].

[5] OpenJS Foundation & Contributors, Node-RED, [En línea]. Disponible: https://nodered.org. [Accedido: 25-Ago-2025].

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

[6] frangoteam, “FUXA: Web-based Process Visualization (SCADA/HMI/Dashboard) software,” GitHub, [En línea]. Disponible: https://github.com/frangoteam/FUXA. [Accedido: 25-Ago-2025].

[7] Siemens AG, "LOGO! 8 – The modular mini PLC," Siemens AG, Munich, Germany. [En línea]. Disponible: https://www.siemens.com/global/en/products/automation/systems/industrial/plc/logo.html. [Accedido: 25-Ago-2025].

[8] EMQX, "EMQX: The Unified MQTT and AI Platform," [En línea]. Disponible: https://www.emqx.com/en. [Accedido: 25-Ago-2025].

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Diseño y Validación de un Sistema IoT para el Monitoreo de Residuos Sólidos en Contenedores Utilizando un Sensor ToF Multi-Zona

Javier Martínez Fernández
Facultad de Ciencias de la Electrónica
Benemérita Universidad Autónoma de Puebla
Puebla, México
mf223470449@alm.buap.mx

Nicolas Quiroz Hernández
Facultad de Ciencias de la Electrónica
Benemérita Universidad Autónoma de Puebla
Puebla, México
nicolas.quirozh@correo.buap.mx

Ana María Rodríguez Domínguez
Facultad de Ciencias de la Electrónica
Benemérita Universidad Autónoma de Puebla
Puebla, México
anamaria.rodriguez@correo.buap.mx

Roberto Olmos Pimentel
Facultad de Ciencias de la Electrónica
Benemérita Universidad Autónoma de Puebla
Puebla, México
roberto.olmos@correo.buap.mx

Mayra Vega Benitez
Complejo Regional Centro Amozoc
Benemérita Universidad Autónoma de Puebla
Puebla, México
mayra.vega@correo.buap.mx

***Resumen*—Este artículo presenta el diseño, la implementación y la validación experimental de un sistema compacto, de bajo costo y basado en el IoT para medir el volumen de residuos sólidos en contenedores. El prototipo utiliza un sensor VL53L8CX multi-zona de tiempo de vuelo (ToF) y un microcontrolador ESP32-C3 que funciona como servidor web local para la visualización de datos. Se llevó a cabo una evaluación del rendimiento a través de tres escenarios experimentales: análisis frente a diferentes tipos de materiales (orgánicos, aluminio, papel), medición de volúmenes con distribución no uniforme y comparación directa con la percepción humana. Los resultados demuestran que el sistema es robusto, con mediciones precisas que no se ven afectadas por el tipo de material. Además, se validó que el sistema mide el volumen aparente y que su precisión es cuantitativamente superior a la estimación subjetiva humana. Se concluye que el sistema es una solución tecnológica viable y eficaz para automatizar la monitorización de contenedores.**

Palabras clave*—*VL53L8CX, ToF, ESP32-C3, IoT.

I. Introducción

La gestión responsable de los residuos sólidos es una prioridad de sustentabilidad en espacios educativos, donde la generación dispersa de desechos y los hábitos poco consistentes de disposición pueden traducirse en contaminación, costos operativos y emisiones evitables. La instrumentación de botes de basura con tecnologías de Internet de las Cosas (IoT) permite medir, comprender y modificar conductas de tirado de basura mediante datos objetivos y en tiempo real. Sistemas recientes muestran que sensores de nivel y conectividad inalámbrica habilitan esquemas de recolección más eficientes y decisiones informadas, reduciendo viajes innecesarios y apoyando estrategias de economía circular [1,2]. Proponemos un bote inteligente para salones con ESP32-C3 (Wi-Fi/BLE de bajo consumo) y el sensor ToF VL53L8CX (matriz 8×8, hasta 4 m), que estima nivel de llenado e infiere patrones espaciales de uso [3–5]. Además de indicar cuándo vaciar, las series de % de llenado y eventos de depósito revelan picos por recesos o cambios de clase y permiten evaluar reubicaciones del bote como "experimentos naturales". Estas evidencias facilitan el análisis (señalización, retroalimentación, micro-incentivos) para hábitos proambientales [6,7]. El sistema evita capturar imágenes y protege la privacidad. Este artículo describe su arquitectura y método para detectar y modificar patrones de conducta de disposición de residuos en aula.

II. Revisión de la Literatura

A. Estado del Arte

La implementación de sistemas IoT para la gestión de residuos sólidos ha tenido una gran relevancia en el ámbito académico y servicios públicos, impulsada por la necesidad de optimizar la recolección, reducir costos operativos y mitigar el impacto ambiental. En este sentido, podemos encontrar algunos trabajos que abordan este tema desde enfoques diferentes, pero con una tendencia importante de utilizar sensores de proximidad para medir el nivel de llenado de los contenedores, junto con microcontroladores de bajo consumo de energía que facilitan la conectividad inalámbrica.

Las soluciones existentes para el monitoreo de residuos emplean un rango de tecnologías de sensado. Algunos enfoques, como los presentados en [8] y [9], se basan en sensores de proximidad ultrasónicos e infrarrojos para determinar el nivel de llenado. El trabajo en [8] complementa esta medición con cámaras ópticas para clasificar residuos electrónicos, aunque esto introduce una considerable demanda de procesamiento, mientras que el sistema en [9] enriquece los datos con geolocalización mediante GPS.

En una línea más alineada con la presente investigación, el trabajo en [10] implementa sensores de Tiempo de Vuelo (ToF) con un microcontrolador ESP32-S3, destacando la optimización del consumo energético para el monitoreo en tiempo real.

A pesar de las diferencias en el hardware de sensado, un denominador común en estos proyectos es el uso de comunicación inalámbrica para centralizar los datos, con el objetivo final de optimizar la logística de recolección de residuos

Considerando las aportaciones que presentan los trabajos [8–10], se ha identificado un área de oportunidad en la aplicación específica de los sensores de tiempo de vuelo como el VL53L8CX. Si bien ya se han utilizado sensores de proximidad, aún no se ha realizado un análisis de su

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

comportamiento frente a diferentes tipos de residuos sólidos y en diversas condiciones de medición.

B. Principio de Funcionamiento: Tiempo de Vuelo Directo

La tecnología de sensores de Tiempo de Vuelo (ToF) permite la medición de distancia a objetos en una escena. Dentro de las técnicas existentes, el método de Tiempo de Vuelo directo (dToF) es uno de los más utilizados en la industria [11]. El principio de funcionamiento se basa en un sistema de iluminación activo. Una fuente de luz, comúnmente un láser que emite en el espectro infrarrojo (IR) como un VCSEL (Láser de Emisión Superficial de Cavidad Vertical), proyecta un pulso de luz hacia el objetivo. La luz se refleja en la superficie del objeto y una fracción de esta es captada de vuelta por un fotodetector en el sensor [Figura 1], como un arreglo de diodos de avalancha de fotón único (SPADs) [4].

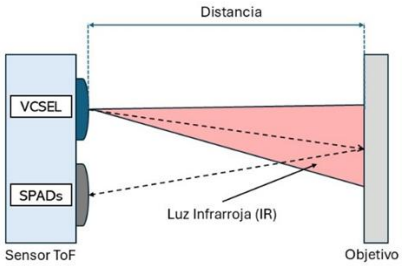


Figura 1. Principio de funcionamiento de los sensores de Tiempo de Vuelo Directo.

La distancia se determina midiendo el lapso entre la emisión del pulso de luz y la recepción de los fotones reflejados. Este intervalo, conocido como tiempo de vuelo (t), se relaciona directamente con la distancia (d) utilizando la siguiente ecuación 1 [12,13]:

$$d = \frac{c \cdot t}{2} \qquad \textit{Ecuación (1)}$$

donde:

d es la distancia al objeto.

c es la velocidad de la luz en el medio (aproximadamente $3 \times 10\text{^}8\ m/s$ en el aire).

t es el tiempo de vuelo medido.

El factor de $1/2$ es necesario porque el tiempo medido (t) corresponde al recorrido completo de la señal: desde el sensor hasta el objeto y de regreso [13].

III. Metodología Experimental

Esta sección está dividida en subsecciones que proporcionan una descripción detallada del sistema experimental, así como las diferentes configuraciones y escenarios en los que se implementó el hardware y software para la toma de datos del contenedor.

A. Implementación del Sistema y Configuración del Hardware

La Figura 2 muestra el sistema de medición que está diseñado como una solución de monitoreo local, basada en la arquitectura de una red de área local (LAN) inalámbrica. El sistema utiliza un microcontrolador ESP32-C3, que opera en modo estación, conectándose a un punto de acceso Wi-Fi convencional, como un *router*. La adquisición de datos se realiza mediante un sensor de tiempo de vuelo (ToF) modelo

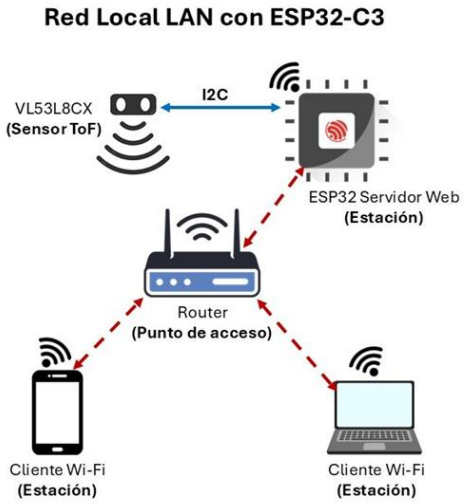


Figura 2. Red local LAN implementada con ESP32-C3.

VL53L8CX, el cual se comunica con el microcontrolador a través del protocolo I2C. Así mismo, el ESP32-C3 actúa como un servidor web, permitiendo que cualquier dispositivo cliente conectado a la misma red local, como un teléfono inteligente o una computadora portátil, pueda acceder a los datos recolectados con el sensor ToF.

El VL53L8CX es un sensor de Tiempo de Vuelo (ToF) multi-zona que integra todos los componentes necesarios en un único módulo compacto. Sus elementos principales incluyen un emisor láser VCSEL *(Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser*) que opera a una longitud de onda de 940 nm, un arreglo de fotodetectores SPAD (*Single Photon Avalanche Diode*) como receptor, y un microcontrolador de bajo consumo de energía integrado para el procesamiento de las mediciones [14]. A diferencia de los sensores de un solo punto, el VL53L8CX permite realizar un mapeo de profundidad al dividir su campo de visión (*FoV*) en múltiples zonas independientes. Además, tiene una resolución programable que puede alcanzar un máximo de 64 zonas (en una configuración de 8x8), lo que permite la creación de un mini mapa de profundidad de una escena. Para la comunicación con un sistema anfitrión (host), el módulo soporta interfaces I2C (hasta 1 MHz) y SPI (hasta 3 MHz) [4].

Después de analizar la arquitectura general del sistema, en la Figura 3 se presenta el diagrama de conexiones de los diferentes módulos y componentes que se utilizaron para este trabajo.

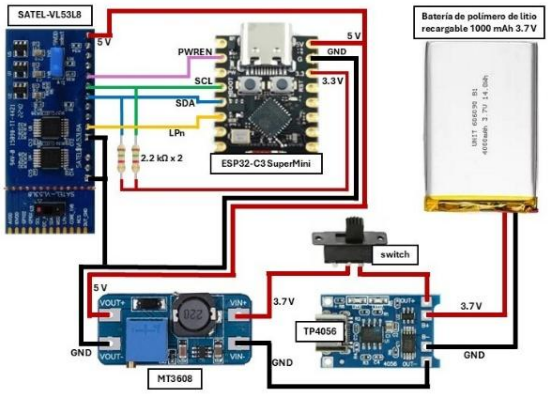


Figura 3. Diagrama de conexiones de los módulos y componentes del sistema.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

El sistema está diseñado para tener un tamaño compacto que le permita una gestión eficiente de la energía. El subsistema de alimentación se basa en una batería recargable de polímero de litio de 3.7 V y 1000 mAh, que constituye la fuente de energía primaria. La gestión de la batería se realiza mediante un módulo TP4056, que facilita la carga a través de una entrada estándar USB-C de 5 V e incorpora circuitos de protección esenciales. La salida nominal de 3.7 V de la batería y el módulo cargador es regulada por un convertidor elevador de voltaje DC-DC MT3608. Este componente eleva el voltaje a 5 V estables, que luego alimenta tanto la placa del microcontrolador ESP32-C3 SuperMini como el sensor de Tiempo de Vuelo (ToF) SATEL-VL53L8, garantizando que ambos componentes reciban el voltaje operativo requerido. Un interruptor principal controla el paso de la corriente desde la batería hacia el resto del circuito. Adicionalmente, el sistema ofrece una modalidad de operación dual: con el interruptor principal en la posición de apagado, es posible conectar el ESP32-C3 directamente a una computadora mediante su puerto USB-C. Esta conexión no solo permite alimentar todo el circuito, sino que también facilita la carga de nuevo firmware y las tareas de depuración, aunque se debe evitar estrictamente conectar el cable USB-C mientras el interruptor de la batería está activado para prevenir un conflicto de alimentación.

El núcleo del sistema es el microcontrolador ESP32-C3 SuperMini, que organiza todas las funciones de procesamiento y control. Esta placa proporciona una salida regulada de 3.3 V que se utiliza para alimentar el sensor de Tiempo de Vuelo (ToF) SATEL-VL53L8, garantizando un suministro limpio y de voltaje compatible para los componentes ópticos sensibles. La comunicación y el control entre el microcontrolador y el sensor ToF se gestionan a través de una interfaz de múltiples pines. El intercambio de datos se realiza mediante el protocolo I2C, utilizando las líneas SCL y SDA conectadas a los pines GPIO7 y GPIO6, respectivamente. Para disminuir errores y asegurar una comunicación I2C confiable, se han implementado resistencias pull-up externas de 2.2 kΩ en ambas líneas. Estas resistencias se alimentan con la salida de 3.3 V del propio ESP32, si bien el microcontrolador ya integra resistencias internas, es una medida de diseño que permite reforzar una comunicación más confiable de los datos por I2C.

El control sobre el sensor se completa mediante los pines de propósito general: GPIO8 se conecta al pin PWREN para habilitar o deshabilitar el sensor por software, mientras que el GPIO9 está vinculado al pin LPn, que puede usarse para el control del modo de bajo consumo o como una señal de interrupción de datos listos [14].

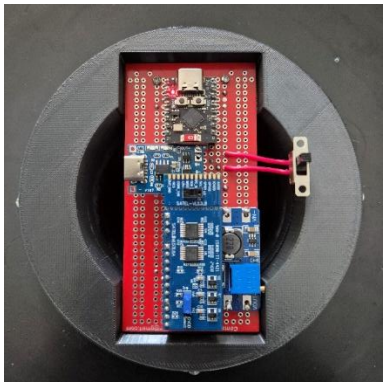


Figura 4. Módulos y componentes del sistema montados sobre una placa de PCB perforada, colocada en el centro de la tapa del contenedor.

Para el montaje final del sistema, los componentes electrónicos fueron soldados a una placa PCB perforada. Esta placa se alojó en una carcasa impresa en 3D, la cual fue posicionada en el centro de la tapa del contenedor, como se observa en la Figura 4. La ubicación central del montaje asegura que el campo de visión del sensor abarque el interior del contenedor de forma omnidireccional y equilibrada, mejorando así la adquisición de datos.

B. Escenarios de Prueba

En este trabajo se utilizó un contenedor cilíndrico de plástico con un diámetro de 36 cm en la base y 45 cm en la parte superior, con una altura (sin incluir la tapa) de 75 cm, como se observa en la Figura 5.



Figura 5. Contendor cilíndrico de plástico utilizado para las pruebas.

Las mediciones iniciales del sistema, realizadas con el contenedor vacío, se muestran en la Figura 6. Un análisis de la matriz de datos completa (8x8 zonas) nos mostró que las zonas perimetrales contenían valores no representativos. Estas lecturas son el resultado de la interferencia causada por la reflexión de la señal del sensor en las superficies laterales del contenedor. Por lo tanto, para disminuir este efecto y mejorar la precisión del cálculo de llenado, se decidió utilizar exclusivamente los datos de la región central de 6x6 zonas.

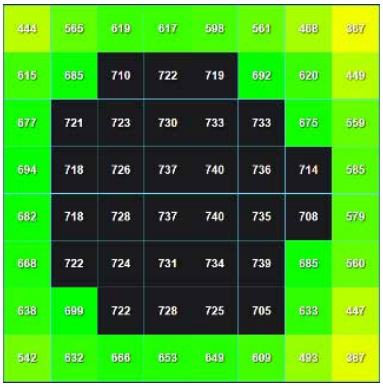


Figura 6. Área de interés efectiva dentro del campo de visión del sensor ToF mientras el contenedor está vacío.

Para evaluar el desempeño y la precisión del sistema, se diseñaron tres escenarios experimentales. Cada uno se centró en analizar la respuesta del sensor ToF frente a factores específicos que influyen en la medición del nivel de llenado, como el tipo de material, la distribución irregular de los residuos y la comparación con la percepción humana.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Escenario 1: Caracterización del sensor y calibración con diferentes materiales

El primer escenario tuvo como objetivo caracterizar la respuesta del sensor ante distintos tipos de residuos sólidos: orgánicos, latas de aluminio y papel [Figura 7]. Adicionalmente, se realizó una prueba de calibración utilizando una superficie homogénea como línea base, la cual



Figura 7. Residuos sólidos utilizados en el escenario 1: orgánicos, latas de aluminio y papel.

se elevó en incrementos controlados de 10 cm. Esta prueba base permitió establecer mediciones de referencia para determinar con precisión el porcentaje de error del sistema y validar el cálculo del volumen de llenado en condiciones ideales.

Escenario 2: Medición de volúmenes con distribución no uniforme

El segundo escenario se diseñó para evaluar la capacidad del sistema al medir objetos superpuestos que generan una topografía irregular y huecos entre los objetos. Esta distribución no homogénea representa un desafío para el cálculo del volumen ocupado. Para validar los resultados, se calculó el volumen teórico de los objetos introducidos y se comparó con la estimación volumétrica obtenida por el sensor ToF, permitiendo cuantificar la desviación en condiciones complejas.

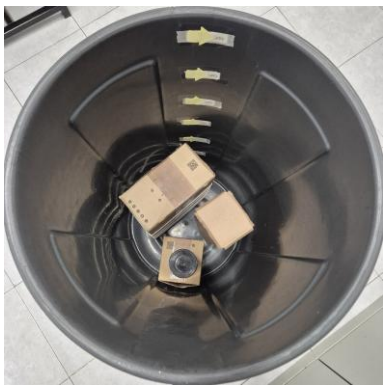


Figura 8. Objetos con distribución no uniforme.

Escenario 3: Comparación con la percepción humana

El tercer escenario tuvo como objetivo comparar la precisión del sistema con la estimación visual humana del nivel de llenado. Para ello, se solicitó la participación de tres voluntarios, quienes debían observar el contenido del contenedor y registrar su estimación del porcentaje de llenado en una tarjeta, asegurando así que sus respuestas no se vieran influenciadas por los otros participantes. Los niveles de llenado se presentaron de forma aleatoria (aumentando o disminuyendo el volumen) para evitar sesgos secuenciales en las estimaciones de los participantes. Los datos recopilados se contrastaron con las mediciones simultáneas del sistema.

C. Diagrama de Flujo e Interfaz Gráfica

En la Figura 9 se observa el diagrama de flujo que corresponde al software del sistema. El firmware del sistema inicia con una secuencia de configuración. Primero, se

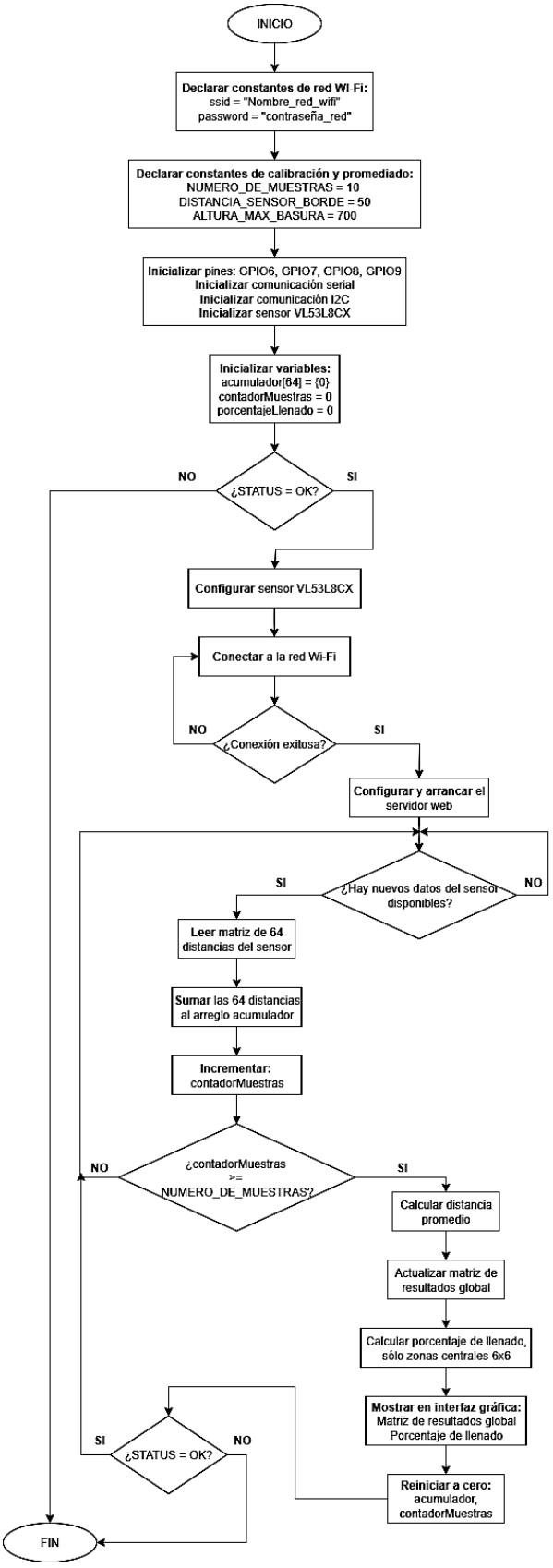


Figura 9. Diagrama de flujo del sistema.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

inicializan las interfaces de comunicación serial e I2C, y se configura el sensor de Tiempo de Vuelo (ToF) VL53L8CX, estableciendo su resolución en modo 8x8 zonas y activando el modo de medición continua. A continuación, el microcontrolador ESP32-C3 establece una conexión con una red local Wi-Fi, operando en modo estación. Una vez integrado en la red, el dispositivo inicia un servidor web que responde en el puerto 80, configurando dos puntos de acceso (*endpoints*): una ruta raíz (/) que sirve la interfaz de usuario y una ruta (/*data*) dedicada a la transmisión de los datos del sensor.

El ciclo (loop) principal del sistema es un bucle continuo que gestiona la adquisición y el procesamiento de los datos. Para asegurar la fiabilidad y minimizar el ruido en las mediciones, se implementa un filtro de promediado temporal. El algoritmo acumula un total de diez muestras consecutivas de la matriz de 64 zonas del sensor antes de realizar cualquier cálculo. Una vez recolectado el conjunto de muestras, se procede a calcular el nivel de llenado. Este cálculo se realiza de forma selectiva, se utiliza únicamente una submatriz central de 6x6 para promediar las distancias válidas, excluyendo así posibles lecturas erróneas en los bordes. El valor de distancia promedio resultante se mapea linealmente a un porcentaje de llenado, utilizando constantes de calibración predefinidas que corresponden a las distancias del contenedor vacío y lleno.

La información procesada se muestra a través del servidor web embebido. El punto de acceso (/data) responde a las solicitudes de los clientes con un objeto en formato JSON, el cual encapsula tanto el porcentaje de llenado calculado como la matriz completa de 64 distancias promediadas. La interfaz de usuario, como se observa en la Figura 10, es enviada desde la ruta raíz, contiene código JavaScript que realiza solicitudes asíncronas (*AJAX*) cada dos segundos. Al recibir la respuesta JSON, el script actualiza dinámicamente la página web, mostrando el porcentaje en un medidor gráfico y representando la matriz de distancias como un mapa de calor, lo que permite una monitorización visual del estado del sistema en tiempo real sin necesidad de recargar la página.



Figura 10. Interfaz gráfica de usuario.

IV. Resultados

En esta sección se presentan los resultados experimentales obtenidos al evaluar el rendimiento del sistema. Las pruebas se dividen en tres áreas clave: la precisión del sistema frente a diferentes tipos de residuos, su capacidad para manejar volúmenes complejos y una comparación directa entre la medición del sistema y la percepción humana.

A. Rendimiento del Sistema con Diferentes Tipos de Residuos Solidos

Se realizaron mediciones con tres tipos de residuos sólidos comunes: orgánicos (restos de frutas y verduras), aluminio (latas de refresco compactadas) y papel (hojas de papel y cartón). El objetivo de esta prueba fue determinar si las propiedades físicas y reflectancia de los materiales afectaban significativamente la precisión del sensor ToF.

Los datos recopilados en estas pruebas están resumidos en la Tabla I y Tabla II.

Tabla I. Medición del porcentaje de llenado; tres tipos de residuos sólidos y una prueba base.

Llenado del contenedor (cm)	Prueba base (%)	Orgánico (%)	Aluminio (%)	Papel (%)
0	3	3	3	3
10	14	13	16	14
20	29	25	30	28
30	43	44	47	40
40	57	54	58	55
50	71	67	74	69
60	86	88	90	85
70	100	99	100	99

Tabla II. Desviación porcentual del llenado respecto al volumen teórico.

Llenado del contenedor (cm)	Orgánico (%)	Aluminio (%)	Papel (%)
0	3	3	3
10	-1	2	0
20	-4	1	-1
30	1	4	-3
40	-3	1	-2
50	-4	3	-2
60	2	4	-1
70	-1	0	-1

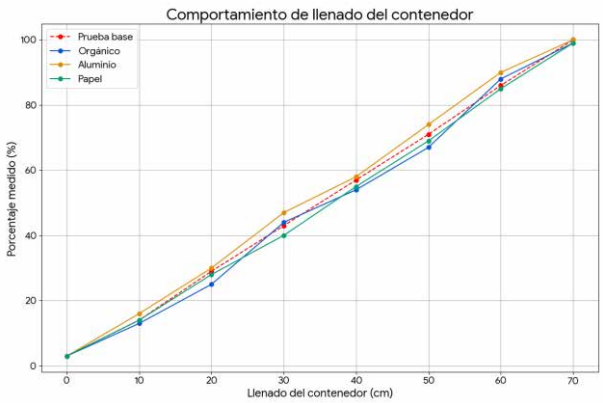


Figura 11. Porcentaje de llenado del contenedor; tres tipos de residuos sólidos y una prueba base.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Como se puede observar en la Figura 11, el sistema demostró un rendimiento estable y preciso para los tres tipos de materiales. Los resultados, expresados como el porcentaje de error entre la medición del sistema y la altura real del material, se muestran en la Figura 12.

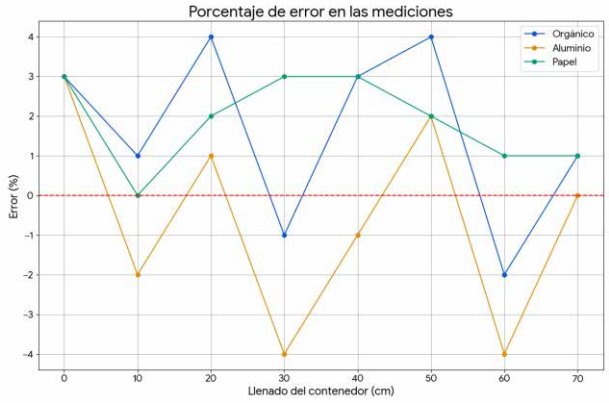


Figura 12. Porcentaje de error con respecto a la prueba base.

El error porcentual en la mayoría de las mediciones se mantuvo dentro de un rango de ±4%.

Para los residuos orgánicos, el error fluctuó entre -4% y +3%. Este comportamiento demuestra que los cambios en la composición y la humedad característicos de estos materiales no afectan de manera significativa el rendimiento del sensor.

En el caso del aluminio, a pesar de tener una superficie reflectante que podría representar un desafío para los sensores ópticos, el error se mantuvo en un rango de 0% a +4%. Lo que demuestra la capacidad del sensor VL53L8CX para manejar materiales con distintas propiedades de reflexión.

Finalmente, con el papel, se obtuvo el comportamiento más estable de todos, con un error que no excedió el ±3%.

El análisis cuantitativo revela un error absoluto promedio de 2.375% para residuos orgánicos, 2.250% para aluminio y 1.625% para papel. Estos resultados indican que, si bien existen fluctuaciones mínimas, el sistema no presenta una desviación significativa asociada a un tipo de material específico.

B. Rendimiento del Sistema para Residuos Sólidos con Volúmenes Complejos

Una de las principales dificultades en la medición de residuos sólidos es la presencia de objetos con geometrías irregulares que, al ser depositados en un contenedor, generan espacios vacíos. Esto provoca que el volumen aparente ocupado sea significativamente mayor que el volumen neto de los materiales. Para evaluar el comportamiento del sistema en este escenario, se diseñó una prueba utilizando cuatro objetos de formas diversas, tres cajas rectangulares y una lata de aerosol cilíndrica, depositados en un contenedor.

Sus dimensiones y volúmenes se muestran a continuación:

- Caja 1: $21\ cm \times 11\ cm \times 32.5\ cm$
- Caja 2: $12\ cm \times 11\ cm \times 29\ cm$
- Caja 3: $12\ cm \times 18\ cm \times 12\ cm$
- Lata de aerosol: diámetro = 6.5 cm, altura = 20 cm

- Volumen caja 1 = $7507.5\ cm^3$
- Volumen caja 2 = $3822\ cm^3$
- Volumen caja 3 = $2592\ cm^3$
- Volumen lata de aerosol = $663.66\ cm^3$

El volumen neto de cada objeto se calculó a partir de sus dimensiones, resultando en un total de $14{,}591.16\ cm^3$. Considerando el volumen total del contenedor cilíndrico ($87{,}964.59\ cm^3$), el porcentaje de llenado teórico, correspondiente únicamente al material de los cuatro objetos, fue de 16.59 %.

Al realizar la medición, como se observa en la Figura 13, el sistema reportó un porcentaje de llenado de 39 %. La interfaz de datos del sensor mostró que la matriz de detección 8x8 del sensor ToF identificó diferentes alturas en las superficies superiores de los objetos.



Figura 13. Porcentaje de llenado del contenedor; residuos sólidos con volúmenes complejos.

La diferencia entre el valor teórico (16.59 %) y el valor medido por el sensor ToF (39 %) demuestra una característica importante del sistema: mide el volumen aparente, no el volumen neto de los residuos. El nivel de llenado se determina con base en la distancia a las superficies más altas de los objetos, incluyendo los espacios de aire intermedios que son en ciertos casos inaccesibles para depositar más residuos.

Si bien la discrepancia entre el volumen teórico y el medido es considerable, es importante destacar que este escenario fue diseñado deliberadamente para evaluar el comportamiento del sistema en condiciones de baja compactación. En una aplicación real, es habitual que los grandes espacios vacíos entre objetos voluminosos sean ocupados por residuos de menor tamaño, lo que resulta en una topografía de superficie más homogénea, similar a la evaluada en el primer escenario.

C. Percepción Humana vs Percepción del Sistema

El objetivo final de un sistema de monitoreo de residuos es superar las limitaciones de la inspección manual, que es a menudo subjetiva e inconsistente. Para analizar esta ventaja, se llevó a cabo un experimento comparativo en el que se revisó la medición del sistema con la estimación visual de tres voluntarios.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Para esta prueba, el contenedor se llenó con residuos sólidos del tipo papel, en cinco niveles de altura diferentes (15, 35, 40, 55 y 65 cm), el orden de llenado se observa en la Tabla III.

Tabla III. Porcentaje de llenado reportado por los tres participantes de la prueba y el sistema de medición con sensor ToF.

Orden de medición	Sistema (%)	Voluntario 1 (%)	Voluntario 2 (%)	Voluntario 3 (%)
1	81	75	70	74
2	23	25	10	23
3	59	50	50	55
4	96	90	95	96
5	51	50	60	52

En cada nivel, se pidió a los tres voluntarios que observaran el contenido y estimaran el porcentaje de llenado según su criterio. Simultáneamente, el sistema realizó su propia medición. Ambos resultados se compararon con un valor de prueba base, que representa el porcentaje de llenado teórico o ideal, calculado a partir de la altura de los residuos. Esta comparación se observa en la Figura 14.

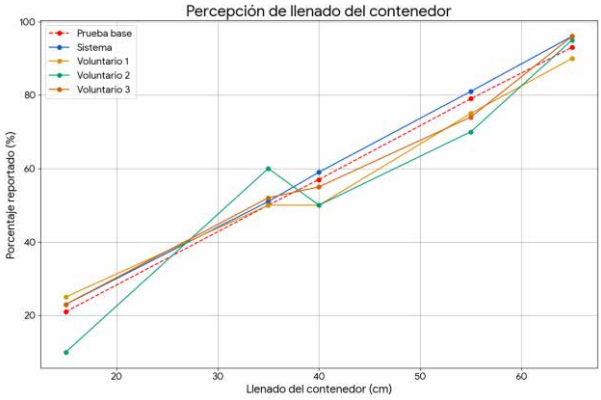


Figura 14. Porcentaje de llenado del contendor percibido por los participantes y el sistema de medición.

Los errores porcentuales de cada medición (sistema y voluntarios) con respecto a la prueba base se observan en la Tabla IV.

Tabla IV. Comparación del porcentaje de error con respecto al valor ideal esperado.

Llenado del contenedor (cm)	Sistema (%)	Voluntario 1 (%)	Voluntario 2 (%)	Voluntario 3 (%)
15	2	4	-11	2
35	1	0	10	-5
40	2	-7	-7	-9
55	2	-4	-9	-5
65	3	-3	2	3

Como se observa en la línea azul de la Figura 15, el sistema presento un error bajo y estable en todos los niveles de prueba. El error de medición se mantuvo en un rango de +1% a +3%, con un error absoluto medio de solo 2.0%.

En contraste, las estimaciones de los voluntarios mostraron una variabilidad y errores de mayor magnitud. Estos errores individuales oscilaron desde -11% hasta +10%.

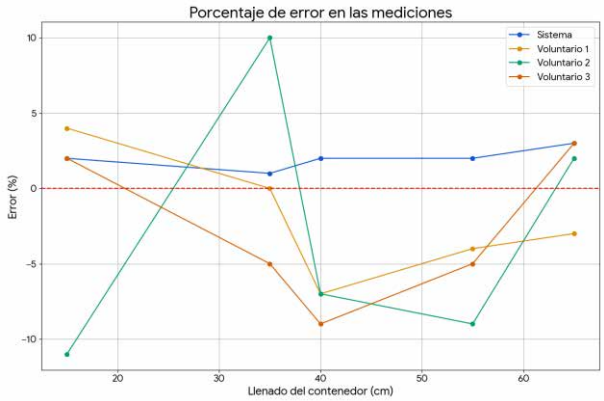


Figura 15. Porcentaje de error con respecto al valor ideal calculado.

El error absoluto medio para los voluntarios fue de 3.6%, 7.8% y 4.8% respectivamente. Con base en estos resultados, es evidente la diferencia que existe entre el sistema de medición y un observador humano.

V. Conclusiones

El presente trabajo detalla el diseño, la implementación y la validación experimental de un prototipo compacto basado en IoT para la medición del volumen de residuos sólidos en contenedores. Dicho sistema ha demostrado ser una solución eficaz para el monitoreo del nivel de llenado, operando a través de una red Wi-Fi para presentar los datos de forma precisa mediante una interfaz web.

La evaluación experimental, estructurada en tres escenarios clave, permitió validar el rendimiento del sistema. En primer lugar, se demostró la robustez del sensor ToF, el cual proporciona mediciones fiables con un margen de error bajo, independientemente del tipo de residuo (orgánico, aluminio o papel). En segundo lugar, el análisis de volúmenes no uniformes reveló que el sistema mide el volumen aparente. Esta métrica, que incluye los espacios de aire entre los objetos, es operativamente más relevante para la logística de recolección que el volumen neto, ya que representa la capacidad funcional real del contenedor. Finalmente, la comparación con la percepción humana demostró cuantitativamente las ventajas del sistema, al ofrecer datos objetivos y repetibles que eliminan la alta variabilidad y subjetividad inherentes a la inspección visual.

Como trabajo a futuro, se propone la migración del sistema a una plataforma en la nube. Esta arquitectura permitiría crear una red de monitoreo escalable, capaz de gestionar múltiples dispositivos y centralizar un registro histórico de datos por cada contenedor. El análisis de estos datos haría posible el estudio de patrones de generación de residuos en entornos específicos, como el contexto escolar propuesto, permitiendo evaluar el impacto de iniciativas de reciclaje e identificar horarios de mayor uso.

Referencias

[1] Addas, A., & Rehman, S. (2024). Waste management 2.0: Leveraging Internet of Things for an eco-friendly system. Sensors, 24.

[2] Pires, L. M., et al. (2025). IoT-Enabled Real-Time Monitoring of Urban Garbage Levels. Sensors, 25(7), 2152. https://doi.org/10.3390/s25072152.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

[3] Espressif Systems. (2023). ESP32-C3 series datasheet (v2.14). https://www.espressif.com/.

[4] STMicroelectronics. (2022). VL53L8CX: Low-power, high-performance 8×8 multizone ToF ranging sensor (Datasheet). https://www.st.com/.

[5] STMicroelectronics. (2025). UM3109: A guide for using the VL53L8CX (User manual). https://www.st.com/.

[6] Nuojua, S., et al. (2024). Global scoping review of behavioral interventions to reduce plastic consumption and improve recycling. Conservation Science and Practice, 6(…).* https://doi.org/10.1111/csp2.13174.

[7] Saulītis, A., et al. (2024). Nudging pro-environmental behaviour in a subsidized recycling system. Journal of Environmental Psychology, 89, 102234. https://doi.org/10.1016/j.jenvp.2024.102234.

[8] Ushasree R., et al., "IoT-Based Smart Bin Sensors for Efficient Landfill Management and Sustainable Disposal". Nanotechnology Perceptions, vol. 20, no. S14, pp. 1794-1805, 2024.

[9] Raju M. M., et al., "Smart Waste Management System Using ESP32," International Research Journal of Innovations in Engineering and Technology (IRJIET), vol. 8, no. 4, pp. 280-284, 2024. doi: 10.47001/IRJIET/2024.804043.

[10] Pires L. M., et al., "IoT-Enabled Real-Time Monitoring of Urban Garbage Levels Using Time-of-Flight Sensing Technology," Sensors, vol. 25, no. 7, p. 2152, 2025. doi: 10.3390/s25072152.

[11] G. Di Giulio, et al., "Modeling and Analysis of a Direct Time-of-Flight Sensor Architecture for LiDAR Applications," Sensors, vol. 19, no. 24, p. 5464, 2019.

[12] F. Pezzimenti, et al., "Joint Temperature-Lasing Mode Compensation for Time-of-Flight LiDAR Sensors," Sensors, vol. 16, no. 1, p. 71, 2016.

[13] F. Heide, et al., "Full-Waveform Modeling for Time-of-Flight Measurements based on Arrival Time of Photons," arXiv preprint arXiv:2208.03426, 2022.

[14] STMicroelectronics, "UM3183 - A guide for using the artificial intelligence enabler VL53L7CH and VL53L8CH multizone Time-of-Flight (ToF) sensors," User manual, Rev 5, Nov. 2024.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Automatización y monitoreo IoT en tiempo real de pH y metano en un biorreactor anaeróbico piloto de tratamiento de aguas residuales

José Manuel Ortellado Cabañas
Grupo de Investigación en Electrónica y Mecatrónica GIEM
Universidad Nacional de Asunción, Facultad Politécnica
Asunción, Paraguay
manujoselo97@fpuna.edu.py

Santiago Ezequiel Ozuna Cabrera
Grupo de Investigación en Electrónica y Mecatrónica GIEM
Universidad Nacional de Asunción, Facultad Politécnica
Asunción, Paraguay
santiagoozuna@fpuna.edu.py

Norma Graciela Silva Ortiz
Grupo de Investigación en Electrónica y Mecatrónica GIEM
Universidad Nacional de Asunción, Facultad Politécnica
Asunción, Paraguay
norma.silva@pol.una.py

Ever Arnaldo Quiñonez González
Grupo de Investigación en Electrónica y Mecatrónica GIEM
Universidad Nacional de Asunción, Facultad Politécnica
Asunción, Paraguay
ever.qg@pol.una.py

Mabel Díaz
Grupo de Investigación en Biotecnología Ambiental
Universidad Nacional de Asunción, Facultad de Ciencias Exactas y Naturales
Asunción, Paraguay
mabel.diaz@edu.uah.es

McGahan Shaun
Grupo de Investigación en Biotecnología Ambiental
Universidad Nacional de Asunción, Facultad de Ciencias Exactas y Naturales
Asunción, Paraguay
patrick.slv2@gmail.com

***Abstract*—Este artículo presenta un sistema de automatización y monitoreo para un reactor anaerobio semicontinuo en laboratorio, orientado al proceso de digestión de lodos contaminantes en aguas residuales. El sistema controla la agitación, la temperatura y la toma de datos durante la etapa mesofílica de la producción de gas metano mediante el microcontrolador ESP32, sensores de pH y metano. Al finalizar el tiempo hidráulico, el sistema decanta, descarga el efluente, mide el pH y realiza una nueva carga para iniciar otro ciclo. El censado del pH y metano se transmiten en tiempo real a una plataforma web y a una aplicación móvil, además se visualiza en una pantalla LCD las variables del proceso. El proyecto desarrollado en conjunto con los grupos de investigación GIEM y GIBTA de la Universidad Nacional de Asunción ofrece gráficos, historial de datos y la opción de exportar los datos en formato de hojas de cálculo con las mediciones para análisis inmediato y toma de decisiones.**

Keywords*— *Aplicación móvil, Automatización, Biodigestor semicontinuo, IoT, Supervisión remota.

I. INTRODUCTION

La digestión anaeróbica de lodos en aguas residuales es una tecnología ampliamente estudiada por su capacidad de reducir la carga contaminante y la generación de biogás, principalmente metano y dióxido de carbono, con beneficios ambientales y energéticos significativos [1]. En particular, los reactores anaerobios semicontinuos permiten una operación continua con fases de alimentación periódica, manteniendo condiciones adecuadas para la actividad de microorganismos metanogénicos [2].

Los consorcios microbianos son sensibles a variaciones de las condiciones en el funcionamiento, por lo que, si el proceso no se realiza adecuadamente, la producción de biogás podría verse reducida [3].

Para la producción adecuada se deben considerar las condiciones de temperatura, pH, sólidos totales y tipo de residuo orgánico [4], [5].

En entornos de laboratorio y pilotaje, la operación de reactores anaerobios se beneficia de enfoques de control que mantengan condiciones mesofílicas estables (temperatura típica entre 30 y 38 °C) y una alimentación periódica que preserve la actividad de microorganismos metanogénicos [6]. Sin embargo el monitoreo de la producción de biogás dentro de los reactores incluye el uso de equipos muy costosos como el caso de los cromatógrafos, que al no disponer da como resultado la falta de monitoreo de la calidad del biogás producido, impidiendo hacer modificaciones en las mezclas de la biomasa y seleccionar el momento adecuado de introducir un nuevo lote al biodigestor para aumentar la eficiencia de producción del mismo [7].

En el Laboratorio de Biotecnología Ambiental de la Facultad de Ciencias Exactas de la UNA (FACEN-UNA) los reactores anaerobios actualmente operan sin sensores electrónicos que registren información en tiempo real sobre el estado del proceso químico, y carecen de un sistema de registro de datos para la acumulación histórica de mediciones. Esta carencia dificulta la evaluación continua del rendimiento, la detección temprana de desviaciones y la toma de decisiones basadas en evidencia. Además, la metodología de cuantificación de biogás, con frecuencia dependiente del ensayo de llama por su menor coste, implica limitaciones en la precisión y trazabilidad para garantizar una alta calidad de inflamación y seguridad en la operación, especialmente cuando se busca cuantificar la producción de metano.

Sin embargo, la complejidad de este proceso exige sistemas de control y monitoreo que integren variables físicas y químicas, garantizando la estabilidad operativa, la seguridad y la optimización de la producción de metano.

El avance de Internet de las Cosas (IoT) y la disponibilidad de microcontroladores de bajo costo han abierto nuevas posibilidades para la automatización y monitorización de procesos biotecnológicos. Dispositivos como ESP32 integran conectividad Wi Fi y Bluetooth, sensores de temperatura, actos para control de agitación y módulos de adquisición de datos, permitiendo la recopilación en tiempo real de variables críticas y la implementación de estrategias de control a bajo costo [8]. Varios estudios destacan que la integración de sensores y plataformas de visualización en web/móvil facilita

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

la supervisión remota, la supervisión de tendencias y la trazabilidad de operaciones, reduciendo la necesidad de intervención manual y mejorando la reproducibilidad de los experimentos [9], [10], [11].

Este trabajo presenta un sistema de automatización y monitoreo aplicado a un reactor anaerobio semicontinuo ubicado en el Laboratorio de Biotecnología Ambiental de la Universidad Nacional de Asunción. El sistema gestiona la activación de la agitación y el control de la temperatura, además de realizar la adquisición de datos durante la etapa mesofílica de la producción de biogás. Al finalizar cada periodo hidráulico, el sistema transita a las fases de decantación y descarga del efluente, y mide el pH para determinar el estado de la operación. Posteriormente, se realiza una nueva carga para iniciar un nuevo ciclo de trabajo, cerrando un bucle completo de operación del proceso.

La infraestructura propuesta ofrece transmisión de datos en tiempo real a una plataforma web y a una aplicación móvil, posibilitando su visualización en pantalla LCD local y la generación de gráficos, históricos y exportación de datos en formato Excel para análisis inmediato y toma de decisiones. Esta capacidad de datalogging y visualización multiplataforma facilita la evaluación del rendimiento del reactor, la detección temprana de desviaciones y la optimización de parámetros operativos, con potenciales aplicaciones en laboratorios académicos y entornos industriales a pequeña escala.

Con base en lo anterior, el objetivo principal del presente trabajo es (i) diseñar e implementar un sistema de automatización y monitoreo basado en ESP32 y sensores para un reactor anaerobio semicontinuo. A partir de este se derivan los objetivos específicos, que son: (ii) integrar la adquisición de datos mediante una interfaz de usuario local basada en una pantalla LCD, complementada con un sistema de visualización y gestión remota a través de una plataforma web y una aplicación móvil, (iii) proporcionar herramientas de análisis mediante la exportación a Excel y la generación de historiales de proceso, y (iv) evaluar la operatividad y confiabilidad del sistema bajo condiciones mesofílicas típicas de la digestión de lodos en aguas residuales.

El presente proyecto presenta la evaluación de los parámetros de control del sistema de automatización de acuerdo a los parámetros de funcionamiento provistos por los encargados del laboratorio y las pruebas del programa lógico del sistema de monitoreo en una placa ESP32 para la adquisición de datos (gas metano, pH) permitiendo realizar la cuantificación de la lectura de los sensores y la interfaz de usuario aplicando IoT.

II. MÉTODOS

El sistema fue diseñado utilizando componentes de libre acceso y bajo costo, con el objetivo de asegurar su viabilidad económica, en el marco de una investigación aplicada de carácter tecnológico. El desarrollo se llevó a cabo mediante la colaboración entre el Grupo de Investigación en Electrónica y Mecatrónica (GIEM-FPUNA) y el Grupo de Investigación en Biotecnología y Tecnología Ambiental (GIBTA-FACEN).

En una primera fase, se recopilaron datos operativos del biorreactor anaeróbico del laboratorio, incluyendo volumen, tipo de alimentación y descarga, temperatura de operación (mesofílica), parámetros críticos y régimen de agitación. Esta información fue complementada mediante entrevistas semiestructuradas dirigidas a los responsables del laboratorio, lo que permitió identificar las necesidades técnicas y operativas del sistema existente.

A partir de estos insumos, y con base en una revisión del estado del arte, se procedió al diseño estructural del biorreactor, así como al diseño del sistema de automatización y monitoreo. La selección de sensores y componentes electrónicos se realizó mediante una matriz de ponderación multicriterio. Cada opción fue evaluada en una escala del 1 al 5, asignando pesos específicos a criterios como precisión, costo, disponibilidad, compatibilidad y facilidad de integración. La puntuación final se calculó mediante una suma ponderada, lo que permitió priorizar los elementos más adecuados para los objetivos del proyecto.

Posteriormente, se elaboró el esquema de conexión del sistema, se integraron los componentes electrónicos y se desarrolló la lógica de programación utilizando la plataforma Arduino IDE 2.3.6. El sensor MQ4 fue calibrado utilizando las curvas características proporcionadas por el fabricante, mientras que el sensor de pH fue verificado mediante un equipo patrón EDGE multiparamétrico (pH, conductividad eléctrica y oxígeno disuelto), con el fin de garantizar la confiabilidad de las mediciones.

La adquisición de las señales analógicas generadas por los sensores fue digitalizada mediante el convertidor ADS1115 y transmitidas al microcontrolador ESP32 a través del protocolo I^2C.

Para la visualización local, se incorporó una pantalla LCD que mostró en tiempo real la etapa operativa del proceso y su duración. De manera simultánea, los datos fueron enviados vía Wi-Fi a la plataforma ThingSpeak, donde fueron registrados y visualizados en formatos gráficos y numéricos. Los registros también pudieron descargarse en archivos CSV para facilitar su análisis histórico, la generación de gráficos y la evaluación de tendencias. Asimismo, el sistema permitió el acceso remoto a través de una aplicación móvil.

Adicionalmente, se implementó un sistema de control térmico mediante un termostato digital y una manta calefactora, con el propósito de mantener condiciones mesofílicas estables (37 °C). El desempeño térmico fue monitoreado mediante registros diarios durante varios días de operación continua del biorreactor, lo que permitió validar la estabilidad del entorno de digestión.

A. Diseño Propuesto

Se planteó el diseño y la implementación de un biorreactor anaerobio de operación semicontinua [12], compuesto por un recipiente de vidrio de 5000 ml, provisto de una tapa diseñada y sellada de manera hermética para posibilitar la carga controlada del sustrato, el almacenamiento del biogás producido y la toma de muestras para su posterior análisis. La estructura fue concebida de modo que permitiera albergar adecuadamente la biomasa, como se aprecia en la Fig. 1.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

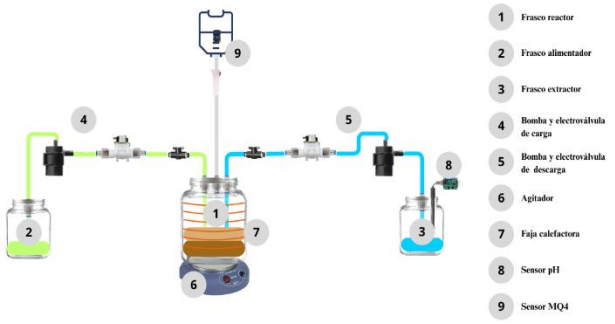


Fig. 1 Diseño propuesto del biodigestor experimental.

En dicha figura se observa el biorreactor conectado a dos frascos de vidrio de 2000 ml: uno destinado al almacenamiento del sustrato y otro a la recolección del efluente. La alimentación y la descarga se efectúan mediante bombas y electroválvulas que operan bajo control de tiempo. El ciclo de funcionamiento inicia con una fase de agitación y mantenimiento de la temperatura a 37 °C durante el tiempo de retención hidráulica (TRH); posteriormente, se da paso a la sedimentación, la extracción de una muestra para la medición de pH y la incorporación de un volumen equivalente de sustrato, lo que asegura el modo semicontinuo. Durante la etapa de agitación, el biogás generado es monitoreado en tiempo real mediante un sensor MQ4 colocado en una bolsa de suero que actúa como cámara de acumulación.

El sistema está constituida por dos bloques principales, controlados por una unidad central basada en una placa electrónica ESP32, la Fig. 2 presenta el diagrama de bloque dividida en dos módulos: el módulo de Automatización, responsable de gestionar las fases de agitación, sedimentación, alimentación, extracción y control térmico; y el módulo de Monitoreo, que procesa los datos de los sensores y los transmite a ThingSpeak [13], una plataforma IoT en la nube que permite la visualización y análisis de la información en tiempo real, con acceso remoto vía web y aplicación móvil.

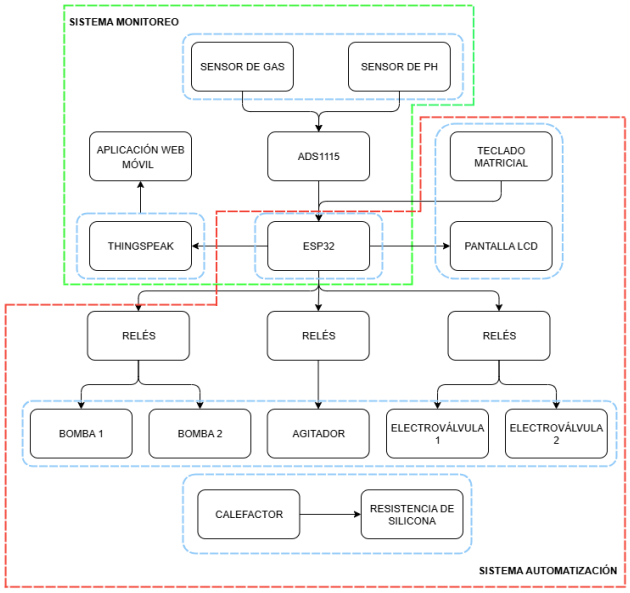


Fig. 2 Diagrama de bloque del sistema de automatización y monitoreo.

La Fig. 3 muestra el diagrama de flujo de control del sistema de automatización diseñado para el biodigestor experimental. El sistema se inicia mediante un interruptor doble: el verde energiza la fuente de alimentación de 12 V, habilitando todos los módulos electrónicos, mientras que el rojo activa un termostato conectado a una resistencia calefactora, permitiendo el calentamiento controlado del frasco reactor.

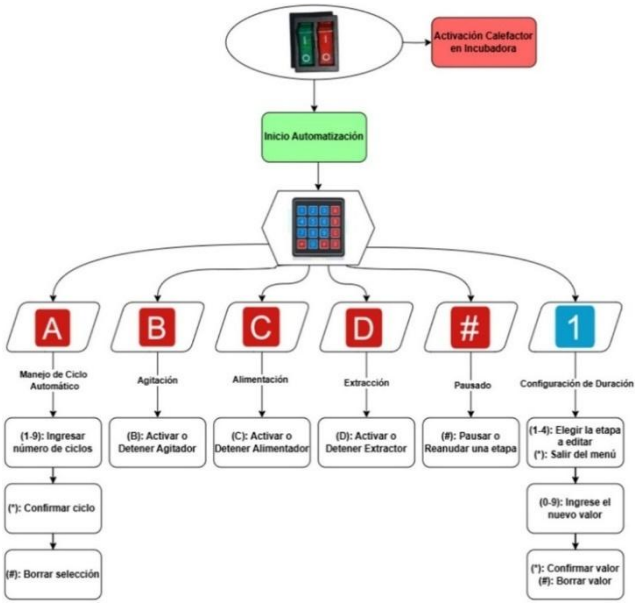


Fig. 3 Diagrama de flujo del sistema de automatización

Al energizar el sistema, se habilita la interfaz principal mediante un teclado matricial, que permite al usuario interactuar con las funciones del biodigestor automatizado:

- Ciclo Automático (A): definir y ejecutar la cantidad de ciclos.
- Agitación (B): activar o detener el agitador.
- Alimentación (C): controlar válvula y bomba para introducir sustrato.
- Extracción (D): controlar válvula y bomba para descargar el efluente.
- Pausado (#): detener temporalmente cualquier etapa del proceso.
- Configuración de Duración (1): ajustar el tiempo de cada etapa del ciclo automático (agitación, sedimentación, alimentación, extracción).

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

B. *Esquema de funcionamiento de monitoreo de datos*

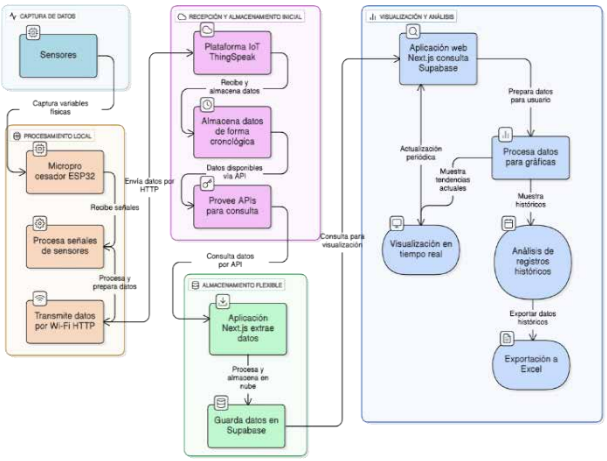


Fig. 4 Esquema del sistema de monitoreo

La Fig. 4 muestra el flujo de datos desde los sensores MQ4 y pH, cuyos valores analógicos son digitalizados por el convertidor ADS1115 y enviados al ESP32 mediante el protocolo de comunicación I²C.

El microcontrolador ESP32 procesa la información recibida y la transmite a través de conexión Wi-Fi, utilizando el protocolo HTTP, hacia la plataforma IoT ThingSpeak. En esta plataforma, los datos quedan registrados y gestionados cronológicamente, habilitando además el acceso mediante API keys para consultas externas.

Los datos almacenados en ThingSpeak son consumidos por la aplicación web desarrollada en Next.js, la cual se encarga de organizarlos y respaldarlos en la base de datos Supabase. Desde allí, la aplicación accede nuevamente a los registros para generar gráficas de tendencias e históricos, ofreciendo al usuario una visualización clara, en tiempo real, del comportamiento del sistema.

Asimismo, la plataforma permite que los datos puedan visualizarse en dashboards web o móviles, y también descargarse en formato CSV para análisis en Excel, lo que facilita la generación de historiales, la evaluación de patrones y el análisis de tendencias de las variables monitoreadas.

III. RESULTADOS

A. *Estructura del biodigestor experimental*

La Fig. 4a muestra una vista completa del sistema, compuesto por un biorreactor cilíndrico de vidrio junto con los frascos de alimentación y extracción. La Fig. 4b detalla la tapa hermética del biorreactor, la cual ha sido diseñada con cuatro orificios para propósitos específicos: una salida para la recolección de biogás, dos puertos para la carga y descarga de líquidos (sustrato y efluente), y un puerto adicional para alojar el sensor de temperatura .



a) Estructura del biodigestor. *b) Tapa con cuatro orificios.*

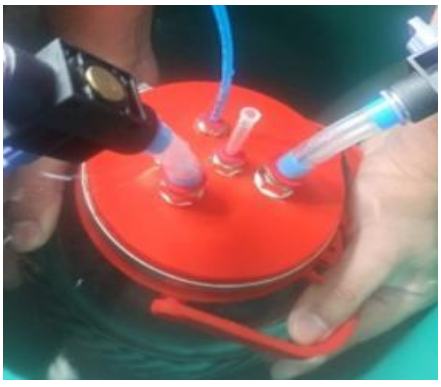
Fig. 4 Biorreactor Semicontinuo.

La Tabla 1 detalla las especificaciones técnicas del biorreactor experimental, incluyendo su material, componentes principales y tipo de operación, para asegurar que el diseño cumpla con los requisitos establecidos por el Grupo de Investigación en Biotecnología Ambiental (GIBTA).

TABLE I. CARACTERÍSTICAS DEL BIORREACTOR.

Características	**Escala Laboratorio**
Material	Vidrio
Componentes	Recipiente de 2000 ml para alimentación de sustrato, recipiente de 2000 ml para toma de muestra, recipiente de 5000 ml para la digestión
Tipo	Superficial de cúpula fija
Régimen	Semiautomático
Biomasa	Prepara en Laboratorio
Conectores	Tipo push

El biorreactor se sometió a una serie de pruebas rigurosas para confirmar su hermeticidad, un factor crítico para el éxito de la digestión anaerobia y la retención del biogás. La Fig. 6 ilustra las pruebas de hermeticidad, la Fig. 6a muestra la prueba de burbujeo, donde la inmersión del reactor bajo presión permitió identificar la aparición de burbujas, indicando cualquier punto de escape. En la Fig. 6b, se realizó una prueba con una solución de jabón diluido para detectar posibles fugas superficiales, finalmente la hermeticidad se validó con un monitoreo de presión constante a lo largo de 24 horas Fig. 6c, para asegurar la integridad del sistema a largo plazo.



a) Prueba de burbujeo.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025



a) b) Prueba con jabón diluido. *c) Prueba de presión*
Fig. 6 Pruebas de hermeticidad

B. Selección de componentes

Para seleccionar la plataforma más adecuada para el monitoreo remoto con capacidades de IoT, se evaluaron cuatro opciones: ThingSpeak, Ubidots, Blynk y Losant. La selección se basó en una matriz de ponderación multicriterio que consideró tanto aspectos técnicos como económicos. Los criterios se evaluaron de acuerdo con su relevancia para el proyecto y se les asignó un peso específico que, en total, suma 1.0. Los criterios y sus ponderaciones fueron: Compatibilidad (0.25), Protocolos (0.20), Precio (0.20), Integración (0.15), Visualización (0.10), y Análisis de datos (0.10).

Cada criterio fue calificado en una escala del 1 al 5, donde 1 representa la puntuación más baja (peor desempeño) y 5 la puntuación más alta (mejor desempeño) en relación con los requerimientos del proyecto.

Los resultados de esta evaluación, que se presentan en la Tabla 2, mostraron que ThingSpeak obtuvo la puntuación total más alta. Aunque Ubidots y Losant son plataformas más robustas, su costo las hizo menos viables, mientras que Blynk, a pesar de destacar en visualización móvil, presentó limitaciones en los protocolos y análisis de datos. La elección de ThingSpeak se justificó por su excelente compatibilidad con el sistema propuesto, su licencia gratuita en el ámbito educativo y su integración con herramientas de análisis como MATLAB.

TABLE II. EVALUACIÓN DE PLATAFORMAS DE MONITOREO IOT.

Plataforma	Comp.	Prot.	Precio	Int.	Vis.	Análi.	Total
ThingSpeak	5	5	5	4	4	5	4.75
Ubidots	5	4	2	5	5	3	4.00
Losant	4	5	2	5	4	4	3.95
Blynk	4	3	4	3	5	2	3.55

Una vez seleccionada la plataforma IoT, el siguiente paso fue la elección de los sensores más apropiados para el monitoreo del biogás. Para la medición de metano, se evaluaron los sensores MQ-4, TGS 2611, ZE07-CH_4 y Senseair S8 LP en función de criterios específicos. Los criterios y sus ponderaciones fueron: integración (0.25), costo (0.20), rango de detección (0.15), precisión (0.20), tiempo de respuesta (0.10) y robustez (0.10). Cada sensor fue calificado con las mismas puntuaciones y escalas que la plataforma IoT.

Como se presenta en la Tabla 3, el sensor MQ-4 fue la mejor opción. Su bajo costo, facilidad de uso y la amplia disponibilidad de documentación lo hicieron ideal para un entorno de prototipado. A pesar de que su precisión es menor en comparación con los sensores digitales, su relación costo-beneficio fue un factor determinante para su selección.

TABLE III. EVALUACIÓN DE SENSORES DE METANO.

Sensor	Int.	Cos.	Ran.	Prec.	T. Re.	Rob.	Total
MQ-4	5	5	4	3	4	4	4.17
TGS 2611	4	4	5	5	5	5	4.67
ZE07-CH_4	3	2	4	5	4	4	3.67
Senseair S8 LP	2	1	5	5	4	5	3.67

Para la medición de pH, se evaluaron cuatro opciones: PH-4502C + electrodo E201, Atlas Scientific pH Kit, Gravity Analog pH Meter y DFRobot pH Meter V2. La selección se basó en los mismos criterios ponderados que se aplicaron para el sensor de metano: integración (0.25), costo (0.20), rango (0.15), precisión (0.20), tiempo de respuesta (0.10) y robustez (0.10).

Como se detalla en la Tabla 4, el sensor PH-4502C con el electrodo E201 fue el mejor calificado. Sus puntos fuertes, incluyendo su excelente compatibilidad, bajo costo y la documentación disponible, lo convirtieron en la opción más conveniente para un sistema experimental.

TABLE IV. EVALUACIÓN DE SENSORES DE PH.

Sensor	Int.	Cos.	Ran.	Prec.	T. Re.	Rob.	Total
PH-4502C	5	5	5	4	4	5	4.67
Atlas Sci.	4	1	5	5	5	5	4.17
Gravity Analog	5	4	4	3	4	4	4.00
DFRobot	4	4	4	3	4	4	3.83

Para la unidad de procesamiento central del sistema, se evaluaron los microcontroladores ESP32, Arduino Uno, Raspberry Pi Pico y MKR. La selección se basó en los criterios de conectividad inalámbrica (0.30), capacidad de procesamiento (0.25), compatibilidad con sensores (0.50), precio (0.10) y respaldo de la comunidad de desarrollo (0.10). Se utilizó la misma escala de calificación del 1 al 5 nuevamente.

Como se detalla en la Tabla 5, el ESP32 obtuvo la puntuación más alta. Su equilibrio entre conectividad, capacidad de procesamiento y su amplia compatibilidad con los sensores elegidos lo destacaron por encima de sus competidores. Adicionalmente, el gran respaldo de la comunidad de desarrolladores y la versatilidad de este

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

microcontrolador fueron factores determinantes para su selección.

TABLE V. EVALUACIÓN DE MICROCONTROLADORES.

Micro	Conect.	Proc.	Comp.	Prec.	Com.	Total
ESP32	5	5	5	5	5	5.00
Arduino Uno	1	2	4	5	5	2.85
Raspberry Pi Pico	4	4	4	5	4	4.15
MKR	5	3	4	3	5	4.00

C. *Sistema de automatización del biorreactor experimental*

En esta sección se detalla la implementación del sistema de automatización para el biorreactor experimental. Como se observa en la Fig. 7, el sistema consta de dos partes principales: la caja de control y el sistema de calefacción.

El circuito de control Fig. 7a se integra en una caja diseñada para alojar y proteger los componentes electrónicos, garantizando la gestión de las distintas etapas de operación del biorreactor. La faja calefactora Fig. 7b se instala externamente al biorreactor cilíndrico de vidrio, permitiendo una transferencia de calor eficiente y uniforme, sin contacto directo con la biomasa, lo que es crucial para mantener las condiciones mesofílicas estables necesarias para la digestión anaerobia.



a) Circuito de control. *b) Faja calefactora*

Fig. 7 Sistema de automatización

D. *Calibración de Sensores*

El proceso de calibración de los sensores utilizados en este proyecto se llevó a cabo gracias a la colaboración entre los grupos de investigación GIEM y GIBTA de la Universidad Nacional de Asunción. Estas actividades se realizaron en los laboratorios de GIBTA y en el Laboratorio de Química de la FACEN, lo que permitió validar la precisión y confiabilidad de los datos recolectados. A continuación, se detallan los procedimientos y los resultados obtenidos para la calibración individual de cada sensor.

- Calibración del Sensor de pH

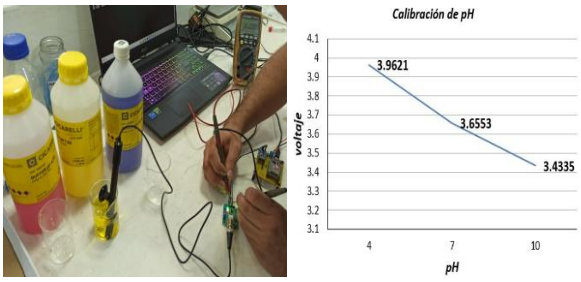
La calibración del sensor de pH se realizó utilizando soluciones estándar comerciales con valores de pH 4, 7 y 10.

La Tabla 6 presenta los resultados de este proceso, mostrando los valores promedios obtenidos por el sensor en cada una de las soluciones buffer. Los datos revelan una estrecha correlación entre las lecturas del sensor y los valores de referencia. El bajo coeficiente de variación (CV) calculado para cada punto de calibración confirma la estabilidad y consistencia del sensor, garantizando su fiabilidad para las mediciones dentro del biorreactor.

TABLE VI. RESULTADOS DE LAS MEDICIONES DE PH

Buffer (pH)	Promedio obtenido (pH)	Desviación estándar	Coeficiente de variación (%)
4	4.324	0.109	2.521
7	7.348	0.207	2.817
10	10.081	0.361	3.581

El proceso de calibración del sensor de pH se presenta en la Fig. 8. En la Fig. 8a se observa la conexión del módulo de medición a soluciones patrón de pH, procedimiento necesario para obtener valores de referencia en el laboratorio. Posteriormente, Fig. 8b se muestra la curva característica resultante, donde se registran los voltajes entregados por el sensor frente a diferentes valores de pH. Esta curva permite ajustar la linealidad del sensor y establecer la relación voltaje–pH utilizado en el sistema de monitoreo.



a) Calibración sensor pH. *b) Curva característica*

Fig. 8 Proceso de calibración del sensor de pH

- Calibración del sensor MQ4

Para calibrar el sensor MQ4, se generó metano de manera controlada en el laboratorio de FACEN. Para la producción química del gas, se utilizaron reactivos como óxido de calcio, nitrato de sodio y acetato de sodio. La mezcla se calentó en un tubo de ensayo, lo que provocó la liberación de metano (CH_4) y dióxido de carbono (CO_2).

En la Fig. 9 se ilustra el sistema por el cual los gases producidos se transportaron a una bolsa de suero fisiológico, la cual sirvió como cámara de recolección. Antes de llegar a la bolsa, los gases pasaron por una trampa de agua, la cual eliminó selectivamente el dióxido de carbono, permitiendo así la recolección de metano puro para la calibración del sensor.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025



Figura 9 Sistema de recolección de gas

La Tabla 7 muestra los valores obtenidos, utilizando disoluciones de metano generado químicamente en aire con concentraciones entre 300 ppm y 10 000 ppm. Los valores medidos para cada concentración de gas, y las columnas de desviación estándar (DE) y coeficiente de variación (CV) confirman la alta consistencia de las mediciones. La baja DE indica que las lecturas en un mismo punto son estables, mientras que el bajo CV demuestra que esta estabilidad se mantiene en todo el rango de trabajo[13] .

TABLE VII. RESULTADOS DE LAS MEDICIONES DE METANO

Vol. de disolución CH4 (ml)	Vol. de CH4 puro (ml)	Conc. de CH4 teórico en aire (ppm)	Conc. Prom. de CH4 medido en aire (ppm)	DE	CV
3.0	0	300	272.58	3.49	1.28
5.0	0	500	527.48	14.50	2.75
7.0	0	700	759.22	18.59	2.45
10.0	0	1000	1079.60	6.00	0.56
10.0	2.0	3000	2693.46	43.49	1.61
10.0	4.0	5000	5173.43	79.30	1.53
10.0	6.0	7000	7245.25	21.00	0.29
10.0	9.0	10000	11110.38	224.29	2.02

En la Fig. 10 se presenta la curva de sensibilidad del sensor MQ-4 en función de la concentración de metano (ppm). En el eje vertical se representa la relación Rs/R0, donde Rs corresponde a la resistencia del sensor expuesto a diferentes concentraciones de gas y R0 es la resistencia en aire limpio. El eje horizontal muestra las concentraciones controladas de metano aplicadas durante la calibración.

La curva azul corresponde a la proporcionada por el fabricante [14], la cual sirve como referencia para la caracterización del sensor. Las demás curvas (Calibración 1, 2, 3 y 4) fueron obtenidas experimentalmente en el laboratorio a partir de estímulos controlados de gas. Se observa que, aunque existen ligeras variaciones entre las curvas experimentales, todas ellas mantienen una tendencia decreciente similar a la establecida por el fabricante, lo que indica un comportamiento consistente del sensor frente a variaciones en la concentración de metano.

Este procedimiento permitió comparar el desempeño real del sensor respecto a la especificación teórica, evidenciando que las curvas obtenidas en las prácticas de laboratorio presentan una correlación aceptable con la curva de sensibilidad del fabricante, lo cual valida la metodología de calibración aplicada.

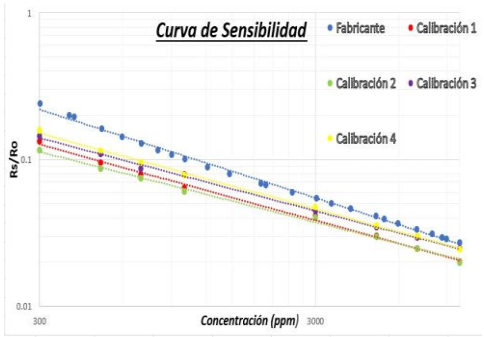


Fig. 10 Curva de sensibilidad de sensor MQ4

E. *Visualización de datos*

En el sistema desarrollado, la visualización de datos se implementa tanto de manera local como externa. A nivel local, una pantalla LCD integrada en la unidad de control permite al usuario observar en tiempo real el estado de las distintas etapas del proceso —como agitación, decantación, carga y descarga— junto con sus respectivos tiempos de trabajo, lo que facilita el seguimiento directo de la operación en curso. De forma complementaria, los datos son transmitidos a una plataforma en la nube, donde pueden ser consultados a través de una aplicación móvil y una interfaz web. Este enfoque híbrido garantiza un monitoreo inmediato en sitio, a la vez que ofrece accesibilidad remota para análisis avanzados, almacenamiento histórico y supervisión continua del biodigestor desde cualquier ubicación.

- Visualización de datos de manera local

De manera local se observa mediante una pantalla LCD en tiempo real la etapa operativa: Fig. 11a agitación, Fig. 11b sedimentación, Fig. 11c extracción y por último Fig. 11d alimentación, junto con el tiempo de ejecución.



a) Agitación



b) Sedimentación



c) Extracción



d) Alimentación

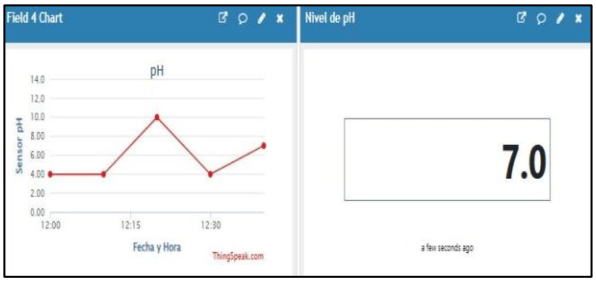
Fig. 11 Visualización local en LCD

- Visualización de datos en ThingSpeak

La Fig. 12 presenta la visualización en tiempo real de los datos registrados por los sensores en la plataforma ThingSpeak. En ella se incluyen gráficos de tendencia para las dos variables monitoreadas —pH y metano—, así como indicadores que muestran los valores instantáneos: pH 7.0 y

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

596 ppm de metano, respectivamente (Figs. 12a y 12b). Esta visualización confirma el correcto funcionamiento del sistema de monitoreo IoT, al permitir un seguimiento continuo y remoto de los parámetros críticos del proceso, garantizando tanto la supervisión inmediata como el análisis histórico de la información.



a) Visualización de lecturas de pH.

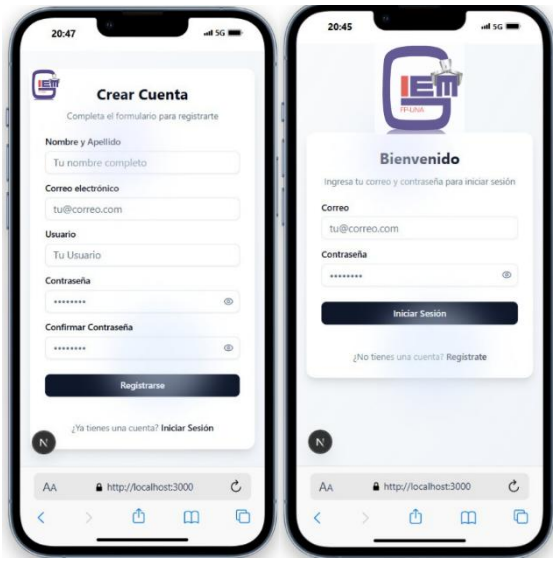


b) Visualización de lecturas de metano.

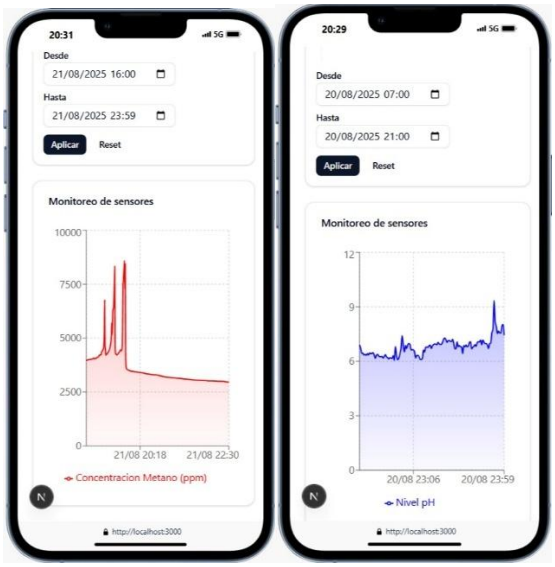
Figura 12 Visualización local en LCD

- Visualización previa de la aplicación web

En la figura 13 se muestran las principales interfaces de la aplicación: creación de cuenta (12a), inicio de sesión (12b) y visualización de gráficos de metano (12c) y pH (12d).



a) Primera vista. *b) Segunda vista.*



c) Vista CH4. *d) Vista pH.*

Fig. 13 Interfaz de la aplicación web.

F. Control de temperatura

En la Tabla 8 se ven los registros diarios de la temperatura el cual cumple con las condiciones requeridas por el Laboratorio de FACEN.

Fecha	Temperatura promedio registrada (C°)
27-07-2025	37.5
28-07-2025	36.8
29-07-2025	37.2
30-07-2025	37.7
31-07-2025	36.9
01-08-2025	38.1
02-08-2025	37.7
03-08-2025	37.1

IV. DISCUSIÓN

El biorreactor anaerobio semicontinuo con sistema electrónico de automatización y monitoreo permite realizar pruebas de digestión de lodos contaminantes, controlando pH, metano, temperatura, agitación y la carga y descarga de sustrato, facilitando la comparación de datos entre distintos inóculos, similar a diseños previos [16]-[17]-[18], que utilizaron biodigestores de vidrio y sensores de temperatura [19]. El agitador magnético evita formación de espuma y gradientes de temperatura.

El sistema de monitoreo IoT transmite en tiempo real las lecturas de pH y metano mediante MQ4 [9], controla la temperatura entre 35 y 39 °C usando ESP32 y resistencia calefactora [16], permite visualizar la producción de biogás, coincidiendo con estudios previos [20]-[21], con la diferencia del uso de ESP32 [10].

El análisis experimental de metano y pH mostró un error relativo menor al 5 % en la ecuación de los sensores, resultados que concuerdan con trabajos similares que también lograron mejorar la precisión de sensores de metano de bajo costo mediante aprendizaje automático [23]. Además, se prevé evaluar de manera integral el control de parámetros durante la digestión anaerobia y estimar la producción de

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

metano para distintos inóculos y tiempos de retención hidráulica, en colaboración con el Grupo de Investigación de Biotecnología.

V. CONCLUSIÓN

Se desarrolló con éxito un sistema de automatización y monitoreo basado en ESP32 y sensores para un reactor anaerobio semicontinuo, junto con una aplicación móvil que transmitiera datos en tiempo real durante la digestión anaerobia de aguas residuales. Los resultados demostraron el correcto funcionamiento del sistema, cumpliendo con el objetivo planteado.

El sistema automatiza y controla variables clave del proceso, mostrando la información en una pantalla LCD y en la app móvil, permitiendo el seguimiento en tiempo real del metano y pH. El usuario puede realizar ajustes manuales ante anomalías u oportunidades de optimización.

Durante el proyecto se resolvieron problemas como la calibración del sensor de metano, la generación de biomasa, errores de programación y fallas en la instalación, que requirieron tiempo y paciencia para solucionarse sin dañar otros componentes. La aplicación móvil ofrece una interfaz fluida y de bajo consumo de recursos, con un uso reducido de datos móviles al cargar información solo cuando el usuario navega por cada sección.

REFERENCIAS

[1] E. Vivanco, R. Yaya, and R. Chamy, *Manual técnico sobre tecnologías biológicas anaerobias aplicadas al tratamiento de aguas y residuos industriales*, RED TRITÓN 316RT0508, PROGRAMA CYTED, 2019, ISBN 978-84-09-08638-2. mdpi.com+1

[2] L. E. Urbina and M. A. Ramos, "Diseño de un biodigestor anaerobio de flujo semicontinuo para la obtención de biogás a partir de residuos de higuera y excretas bovinas," Tesis / trabajo técnico, 2024. (Referencia en repositorios / documentación institucional sobre diseño semicontinuo). ri-ng.uaq.mx

[3] A. R. Ambulkar and A. V. Shekdar, "Prospects of biomethanation technology in the Indian context: a pragmatic approach," *Resour. Conserv. Recycl.*, vol. 40, no. 2, pp. 111–128, Jan. 2004, doi:10.1016/S0921-3449(03)00037-5. ScienceDirect

[4] L. Castrillón, I. Vázquez, E. Marañón, and H. Sastre, "Anaerobic thermophilic treatment of cattle manure in UASB reactors," *Waste Manage. Res.*, vol. 20, no. 4, pp. 350–356, Aug. 2002, doi:10.1177/0734247X0202000406. PubMed+1

[5] A. H. Igoni, M. J. Ayotamuno, C. L. Eze, S. O. T. Ogaji, and S. D. Probert, "Designs of anaerobic digesters for producing biogas from municipal solid-waste," *Appl. Energy*, vol. 85, no. 6, pp. 430–438, Jun. 2008, doi:10.1016/j.apenergy.2007.07.013. ScienceDirect+1

[6] P. F. Juan Benito, "Rediseño y ensayo de un biodigestor en la granja experimental de la Universidad Autónoma de Chapingo," Tesis, Univ. Autónoma de Chapingo, 2011. (Versión disponible en repositorios / Academia). academia.edu

[7] V. A. Ramírez, L. M. Cuevas, A. Vargas, and F. R. Pérez, "Generación de biogás en un biodigestor automatizado," *Revista de Energía Química y Física*, vol. 4, no. 12, pp. 8–13, 2017. (Trabajo / artículo asociado a Univ. Tecnológica de Querétaro). ecorfan.org+1

[8] H. A. H. Hernández, "Diseño de un biodigestor instrumentado electrónicamente para la generación de biogás en casa habitación," Tesis (Maestría), UNAM, 2012. Registro repositorio UNAM. bibmacro-descubridor.dgb.unam.mx

[9] C. A. Gamboa and J. C. Cubillos, "Sistema de monitoreo autónomo del control para proceso de digestión anaerobia con transmisión de datos en tiempo real," Tesis de grado, Univ. de Ibagué, 2019. Repositorio: Univ. de Ibagué. repositorio.unibague.edu.co

[10] L. M. Mosquera, "Diseño e implementación de un prototipo IoT para el monitoreo de parámetros ambientales aplicados al cultivo de arroz utilizando ESP32 y ThingSpeak," Tesis de grado, Univ. Politécnica Salesiana (sede Guayaquil), 2022. Repositorio UPS (PDF). dspace.ups.edu.ec+1

[11] G. C. Ramírez, "Valoración de la producción de biogás durante un proceso de digestión anaerobia con contenido ruminal de origen bovino bajo condiciones de tiempo, carga y temperaturas

[12] M. J. Gil, A. M. Soto, J. I. Usma, and O. D. Gutiérrez, "Contaminantes emergentes en aguas, efectos y posibles tratamientos," *Producción + Limpia*, vol. 7, no. 2, pp. 52–73, 2012. scielo.org.co

[13]] L. Badura, P. Batog, A. Drzeniecka-Osiadacz, and P. Modzel, "Evaluation of low-cost sensors for ambient PM2.5 monitoring," *SN Applied Sciences*, vol. 1, no. 6, p. 622, 2019. doi: 10.1007/s42452-019-0630-1.

[14] WinSen Electronics Technology Co., "MQ-4 Methane Gas Sensor / Nature Gas Detection Gas Sensor — Bought & Online Datasheet", *WinSen-Sensor.com*. [Online]. Available: https://www.winsen-sensor.com/sensors/combustible-sensor/mq4.html. [Accessed: Sept. 14, 2025].

[15] MathWorks, "Configure accounts and channels," in *ThingSpeak™ User's Guide*, MathWorks (ThingSpeak documentation), (s.f.). (Consulta en línea — sección "User Accounts and Channels" / "Configure Accounts and Channels"). mathworks.com+1

[16] C. A. Vides Herrera, A. P. García, and A. J. Ospino Castro, "Automatización de un digestor anaerobio con sistema embebido para la producción de biogás a partir de residuo del aceite de palma," *Rev. Colomb. Tecnol. Avanzada (RCTA)*, vol. 2, no. 44, pp. 65–73, 2024, doi:10.24054/rcta.v2i44.2992. Dialnet+1

[17] N. Kesharwani and S. Bajpai, "Pilot scale anaerobic co-digestion at tropical ambient temperature of India: Digester performance and techno-economic assessment," *Bioresour. Technol. Rep.*, vol. 15, p. 100715, 2021, doi:10.1016/j.biteb.2021.100715. ScienceDirect+1

[18] C. de S. Guimarães and D. R. da S. Maia, "Development of anaerobic biodigester for the production of biogas used in semi-continuous system bioprocesses: an efficient alternative for co-digestion of low biodegradability biomass," *Biomass*, vol. 3, no. 1, p. 2, 2023, doi:10.3390/biomass3010002. mdpi.com

[19] M. E. Merino Chumacero, "Diseño e implementación de reactor anaerobio semicontinuo para aprovechamiento de cáscaras de cacao," Tesis (Ing. Mecánico-Eléctrico), Univ. de Piura, Fac. de Ingeniería, Piura, Perú, 2019. Repositorio / PDF disponible. ResearchGate+1

[20] A. Mukasine, L. Sibomana, K. Jayavel, K. Nkurikiyeyezu, and E. Hitimana, "Correlation Analysis Model of Environment Parameters Using IoT Framework in a Biogas Energy Generation Context," *Future Internet*, vol. 15, no. 8, Art. 265, 2023, doi:10.3390/fi15080265. mdpi.com+1

[21] I. S. P. Nagahage, E. A. D. R. Nagahage, and T. Fujino, "Assessment of the applicability of a low-cost sensor-based methane monitoring system for continuous multi-channel sampling," *Environ. Monit. Assess.*, 2021, doi:10.1007/s10661-021-09290-w. link.springer.com+1

[22] Y. Yang, "On the prediction of biogas production from vegetables using anaerobic digestion models," *Front. Energy Res.*, vol. 9, Art. 615, 2021, doi:10.3389/fenrg.2021.615 (open access). PMC+1

[23] E. Kiplimo, M. T. H. van der Veen, M. A. F. J. L. de Lange, A. M. J. Ragas, and J. R. de Gouw, "Addressing low-cost methane sensor calibration using machine learning," *Atmosphere*, vol. 15, no. 11, Art. 1313, 2024, doi:10.3390/atmos15111313. mdpi.com+1

Eje Temático

Aplicaciones en Lógica Digital programable



AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Lógica de Funcionamiento Daisy Chain

Emiliano S. Gallo*, Ricardo L. Cayssials*, Christian L. Galasso*† y Alan E. Arias*
*Depto. de Ingeniería Electrónica, Universidad Tecnológica Nacional - F.R.B.B.
Bahía Blanca, Argentina
{emilianogallo2019, rcayssials, christiangalasso81, ariasalanemir}@gmail.com
†Universidad de la Defensa Nacional – FADARA – ESOA, Punta Alta, Argentina.
†Servicio de Análisis Operativos, Armas y Guerra Electrónica de la Armada, Punta Alta, Argentina

***Resumen*— Las consolas de operaciones son interfaces humanas instaladas en las Unidades de Superficie del Comando de la Flota de Mar. Estas consolas permiten visualizar información crítica y operar sistemas mediante el ingreso de comandos por parte del personal. No obstante, su funcionamiento y posibilidad de modernización se encuentran limitados por la dependencia del hardware propietario.**

El trabajo que se presenta en este informe forma parte de un proyecto mayor cuyo objetivo es reemplazar una "Consola de Control de Sensor Optrónico" (en adelante, CCSO) por una computadora comercial (PC). Esta modernización permitirá adaptar el sistema a nuevas necesidades operativas, habilitar el desarrollo de funcionalidades adicionales y eliminar la dependencia de módulos propietarios.

En este artículo se aborda específicamente la lógica de funcionamiento de una topología Daisy Chain, utilizada como estrategia de interconexión entre dispositivos. Se presenta su concepto, su implementación digital en VHDL y la validación mediante un testbench en SystemVerilog, destacando su rol en la arquitectura propuesta y su contribución al cumplimiento de los requisitos de tiempo real duro.

Palabras clave— daisy chain, diseño digital, FPGA, modernización, VHDL.

I. Introducción

Los sistemas embarcados en unidades navales suelen presentar restricciones operativas asociadas a su naturaleza de tiempo real duro, al uso de hardware propietario y a la dependencia de protocolos específicos. Estos factores dificultan las tareas de mantenimiento, encarecen la reposición de componentes y limitan la incorporación de nuevas funciones.

En el caso particular del subsistema de control de un sensor optrónico, la arquitectura original estaba basada en una consola dedicada —la CCSO—, módulos intermedios denominados "Placas de Transporte" y una computadora naval (en adelante, CN). Con el paso del tiempo, la obsolescencia de los componentes, el alto costo de repuestos y la dependencia de proveedores únicos hicieron necesaria una modernización.

El presente trabajo se enmarca en el proyecto "Modificación de la lógica de la placa ETHER-TMIO para implementar una conexión entre una computadora naval y una comercial". El objetivo general de dicho proyecto es desarrollar un diseño digital que permita reemplazar la CCSO por un sistema compuesto por una PC y un microcontrolador, comunicados mediante Ethernet, manteniendo la compatibilidad con el protocolo original y cumpliendo los requisitos temporales establecidos por la CN.

Dentro de este contexto, uno de los primeros desafíos abordados fue la resolución de las incompatibilidades temporales entre la CN y la PC. Para ello, se implementó en una FPGA [1,2] una topología daisy chain[3,4], cuya lógica de funcionamiento se describe en este artículo, junto con las razones que justifican su adopción.

Habiendo establecido la necesidad de modernizar el subsistema de control del sensor optrónico debido a las limitaciones del hardware propietario, a continuación se detalla la arquitectura y funcionamiento del sistema original, cuya comprensión es esencial para abordar las problemáticas de la modernización.

II. Sistema original

El sistema original estaba diseñado con una arquitectura distribuida basada en hardware propietario y protocolos específicos del fabricante. Su función principal era vincular la CN con la CCSO, permitiendo al operador visualizar información proveniente del sensor y enviar comandos de control.

A. Elementos principales

Computadora Naval (CN): Unidad principal de control, actúa como servidor del sistema. Es la encargada de dar instrucciones, y recibir o enviar información a los distintos periféricos que componen la CCSO. Esta transmite y recibe datos en formato paralelo mediante el Bus de Entrada/Salida (BES), que presenta un ancho de palabra y temporizado definidos por el fabricante.

Placa de Transporte 1 (PT1): Ubicada junto a la CN, la PT1 recibía datos desde el BES y los serializaba para enviarlos por el Bus Serie (BS) hacia la segunda placa de transporte. El flujo inverso también era posible: datos provenientes de la CCSO eran paralelizados por la PT1 antes de ser entregados a la CN.

Placa de Transporte 2 (PT2): Instalada junto a la CCSO, la PT2 cumplía la función inversa de la PT1. Recibía datos seriales desde el BS y los convertía a formato paralelo para entregarlos a la consola a través del Bus de Unidad de Control (BUC). También serializaba datos generados por la consola para transmitirlos hacia la PT1.

Consola de Control de Sensor Optrónico (CCSO): Interfaz física de operación, compuesta por una pantalla alfanumérica, controles de mando y módulos electrónicos específicos. El control de periféricos se realizaba a través de placas denominadas Lógica de Control de Dispositivo (LCD), teniendo una por cada periférico que integra la consola.

Buses de comunicación:

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

- **Bus de Entrada/Salida (BES):** enlace paralelo entre la CN y la PT1.
- **Bus Serie (BS):** enlace serie entre la PT1 y la PT2.
- **Bus de Unidad de Control (BUC):** enlace paralelo entre PT2 y la CCSO.

B. Flujo de datos

Los datos generados por la CN se enviaban a través del BES hacia la PT1, que realizaba la serialización para su transmisión por el BS. La PT2 paraleliza la información y la entregaba al BUC, permitiendo la comunicación con la CCSO, ya fuera para el envío de instrucciones o el intercambio de datos.

En el sentido inverso, desde la CCSO hacia la CN, el recorrido era el mismo pero en dirección opuesta: los datos provenientes de los periféricos eran enviados en formato paralelo a la PT2, que los serializaba para su envío a través del BS y, finalmente, la PT1 los convertía nuevamente a formato paralelo para su entrega a la CN.

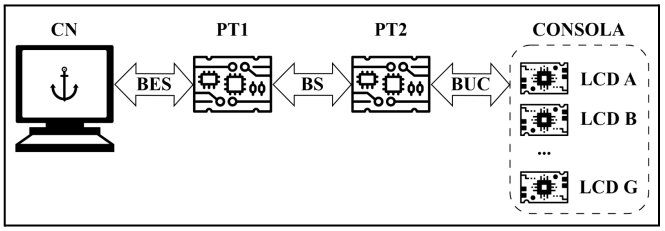


Fig. 1. Sistema original.

C. Protocolo de comunicación

La comunicación entre la CN y los periféricos que componen la consola sigue un protocolo específico. Antes de describir la secuencia, se listan las señales involucradas.

1) Señales de comunicación

- **BDOUT:** bus de datos de salida de la CN. Compuesto por 24 bits.
- **BDIN:** bus de datos de entrada de la CN. Se compone por 24 bits.
- **FE:** denominada "función externa". Esta señal es saliente de la CN. Con un estado activo, la CN emite instrucciones al periférico:
  - **FE BEGIN:** mediante esta función externa la computadora naval le indica el inicio de la comunicación al periférico.
  - **FE INTERRUPT:** Con esta instrucción, la CN interrumpe la comunicación con un periférico, concluyendo con la misma.
  - **FE REPORT:** Esta instrucción es realizada por la CN para obtener el estado de un determinado periférico.

  Algo a tener en cuenta es que una función externa, de tipo INTERRUPT solo puede ser emitida cuando hay intercambio de datos entre la CN y la CCSO.
- **REQ:** denominada como solicitud de dispositivo. Mediante esta señal, que es entrante a la CN, el periférico solicita a la CN establecer comunicación.
- **HAB:** señal de habilitación, mediante esta señal la CN habilita al periférico para establecer comunicación. Señal saliente de la CN.
- **REQ_IN:** señal denominada como "Solicitud de datos de entrada". Entrante a la CN, utilizada para indicar dirección de datos desde periférico hacia CN.
- **REQ_OUT:** nombrada como "Solicitud de datos de salida". Entrante a la CN, utilizada para indicar dirección de datos desde CN a periférico.
- **DA:** bus de 6 bits, dirigido a la CN. Se utiliza para que la CN pueda identificar cual es el dispositivo con el que se está comunicando.
- **IE:** Señal denominada "Interrupción externa", es entrante a la CN, utilizada por el periférico para indicar que realiza el envío de su estado a la CN.
- **ACK:** Señal de acuse de recibo.
- **STOP:** Señal de finalización de mensaje.

2) Secuencia de comunicación

El proceso de comunicación entre la computadora naval (CN) y los periféricos se desarrolla de manera secuencial y estrictamente controlada por la CN. En primer lugar, toda transacción comienza cuando la CN activa una función externa de tipo BEGIN. En ese momento, o bien cuando se produce un evento en la señal EF, la CN coloca en el bus BDOUT un paquete inicial que contiene información de control: 6 bits que indican la dirección del dispositivo y 2 bits adicionales que especifican el tipo de instrucción.

Transcurrido un intervalo predefinido, el periférico responde iniciando una solicitud. Para ello activa la señal REQ y coloca su dirección en el bus DA, de modo que la CN pueda identificar con precisión el origen de la petición. Luego, la CN confirma la recepción habilitando la señal HAB.

En ese punto, se define la dirección de los datos a transferir. El periférico utiliza la señal REQ_IN cuando los datos fluyen hacia la CN, o REQ_OUT cuando la transferencia se produce en sentido inverso. La validez de los datos queda establecida cuando la CN genera un evento en la señal ACK, lo cual indica que los valores en el bus de datos son aptos para lectura o escritura.

Este procedimiento se repite de manera cíclica, desde la solicitud hasta el acuse de recibo, hasta que finalmente la CN emite un evento en la señal STOP. Dicho evento indica explícitamente que la última palabra de datos del mensaje ha sido transmitida.

Una vez finalizada la transmisión principal, el periférico debe enviar su estado a la CN. Para ello realiza una nueva solicitud y, tras la habilitación de la CN, en lugar de direccionar datos coloca un evento en la señal de interrupción externa. En este contexto, el bus de datos de entrada de la CN contiene la información de estado del periférico, la cual será válida únicamente cuando se produzca un nuevo acuse de recibo (ACK).

III. Propuesta de Modernización

Con el objetivo de reemplazar la consola original por una computadora comercial, surgieron nuevas problemáticas derivadas de este cambio. En particular, la diferencia en el comportamiento temporal entre la CN y la PC provocaba incompatibilidades que podían afectar la correcta transmisión de datos y el cumplimiento del protocolo original.

Para abordar este desafío, se implementó una FPGA como intermediario, configurada con una topología de tipo daisy chain. Esta solución permite coordinar la secuencia de

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

comunicación, asignar prioridades y asegurar que los tiempos de respuesta requeridos por el protocolo se cumplan, sin alterar la funcionalidad de los periféricos ni del sistema original.

A. Problemáticas identificadas

La sustitución de la CCSO por la PC genera principalmente las siguientes dificultades:

- **Incompatibilidad temporal entre CN y PC:** La CN opera bajo tiempos de respuesta estrictos y determinísticos, mientras que la PC introduce variaciones que pueden violar la secuencia temporal del protocolo.
- **Manejo de prioridades:** En el sistema original, la CN gestiona de manera implícita la prioridad de los periféricos. Con la PC, esta coordinación requiere un mecanismo intermedio para evitar colisiones o pérdidas de datos.
- **Mensajes apropiativos y gestión de estado:** Los mensajes en el protocolo original son apropiativos, lo que permite que la CN controle de manera flexible el uso del medio de comunicación. Esto significa que la CN puede alternar entre envío y recepción de palabras de distintos periféricos, según las necesidades de cada intercambio. Para asegurar la correcta transmisión de datos, es necesario mantener el estado de la comunicación de cada periférico por separado, de modo que cada mensaje se complete sin pérdidas y se aproveche eficientemente la capacidad del bus.
- **Comunicación full-duplex:** La CN tiene la capacidad de leer y escribir de manera simultánea, haciendo máximo provecho del medio de comunicación.

Estas problemáticas motivaron la implementación de la FPGA como intermediario, encargada de garantizar la compatibilidad temporal y funcional entre ambos extremos del sistema, preservando el aprovechamiento del medio y la operación full-duplex del protocolo original.

B. Sistema moderno

El sistema moderno mantiene la CN como controlador principal y utiliza a la FPGA[5] como interfaz para comunicarse con la PC y el microcontrolador. En esta arquitectura, las placas de transporte del sistema original (PT1 y PT2 de la Fig. 1) son reemplazadas por la FPGA, manteniendo el bus BES de comunicación con la CN y aprovechando el cableado serie —compuesto por pares trenzados— fue reutilizado para implementar un puerto Ethernet (ETH), permitiendo aprovechar la infraestructura física existente para establecer una nueva capa de comunicación digita. Las partes que lo componen son las siguientes:

- **FPGA:** Está implementa un diseño digital encargado de resolver las incompatibilidades temporales, asignar prioridades a los distintos periféricos que integran la consola y maximizar el aprovechamiento del medio. Además, la FPGA se encarga de la transmisión y recepción de tramas Ethernet, resolviendo los requisitos asociados a tiempos diferidos.
- **PC/Microcontrolador:** Componen el reemplazo de la CCSO, donde la PC emula la consola original y el microcontrolador se encarga de realizar conversiones analógico-digitales.

En conjunto, esta arquitectura permite reemplazar la consola original sin comprometer la integridad del protocolo, manteniendo la funcionalidad de todos los periféricos y habilitando la incorporación de nuevas funciones en la PC.

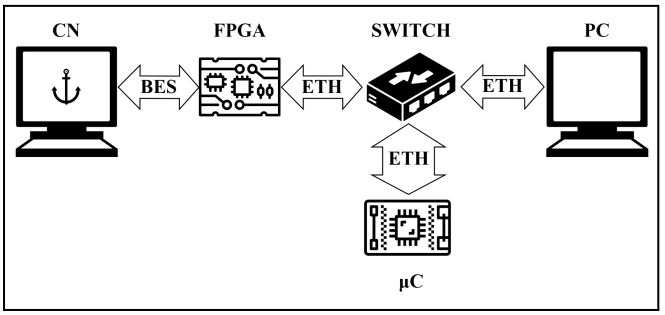


Fig. 2. Sistema moderno.

Habiendo establecido la necesidad de una FPGA para resolver las incompatibilidades del sistema moderno, a continuación se describe el fundamento de la topología Daisy Chain, destacando sus características y su idoneidad para cumplir con los requisitos del protocolo original.

IV. Fundamento de la topología Daisy Chain

La topología Daisy Chain[6,7] consiste en la conexión secuencial de múltiples módulos, o componentes, conformando una cadena lineal de dispositivos. En este esquema, la información ingresa de manera simultánea a cada eslabón, pero solo el dispositivo al que le corresponde la procesa, mientras que el resto actúa como repetidor. De esta forma, se establece un flujo de información ordenado, donde la prioridad y la secuencia de transmisión quedan determinadas por la posición dentro de la cadena.

Otra capacidad a tener en cuenta de la topología Daisy Chain es que permite el manejo eficiente del canal de comunicación. Para esta aplicación en particular, donde los periféricos comparten el medio de comunicación, se debe hacer una gestión eficiente del mismo. Para ello, cada eslabón de la cadena mantiene un estado interno de la comunicación asociado a un periférico particular, lo que permite un arbitraje con los demás eslabones, evitando colisiones o pérdidas de información. Esta característica es fundamental, ya que, como se mencionó en la sección de problemáticas, se requiere de un máximo aprovechamiento del canal, ya que los tiempos de inactividad, o de ocio, pueden ser utilizados por otros dispositivos para transmitir, o recibir, información.

Además, al ser una arquitectura modular, ofrece flexibilidad para la incorporación o el reemplazo de periféricos sin necesidad de rediseñar completamente el sistema de interconexión.

En conclusión, la topología Daisy Chain posee el conjunto de características necesarias para satisfacer los requisitos planteados en este proyecto. Por lo tanto, su rol es el de reproducir el comportamiento original del sistema, garantizando que los periféricos se comuniquen de manera ordenada y bajo las mismas reglas de arbitraje que en la consola original. De esta manera, se asegura tanto la compatibilidad con los equipos ya existentes como la posibilidad de expandir la funcionalidad mediante la PC y el microcontrolador.

V. Implementación de la topología Daisy Chain

Teniendo en cuenta las problemáticas identificadas y la solución propuesta, en esta sección se presenta la implementación funcional de la topología Daisy Chain en el diseño digital. El objetivo es mostrar cómo cada componente implementado en la FPGA gestiona la comunicación con un

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

periférico específico, resolviendo la secuencia y los tiempos establecidos por el protocolo original de la CN.

Cada eslabón de la cadena corresponde a un módulo autónomo, replicable y descrito en VHDL, encargado de manejar independientemente la comunicación de un periférico particular. De esta manera, la arquitectura garantiza la correcta transmisión de datos y maximiza el aprovechamiento del medio de comunicación, tal como lo hacía el sistema original.

La construcción de la cadena completa se logra a partir de la integración de múltiples eslabones, que interactúan de manera ordenada y coordinada para reproducir el comportamiento global del protocolo. La interconexión entre los módulos permite definir prioridades de comunicación, respetando las establecidas por el sistema original y asegurando que cada periférico pueda transmitir y recibir datos según su relevancia operativa.

En los subapartados siguientes se detalla en primer lugar la estructura y funcionalidad de un eslabón individual, y luego se explica cómo dichos eslabones se integran para conformar la cadena completa, garantizando que se respete los tiempos y reglas de arbitraje del protocolo original.

A. Componente LCD

Como se mencionó anteriormente, cada uno de los eslabones, denominados “LCD”, gestiona la secuencia del protocolo y asegura el cumplimiento de los tiempos de comunicación asociados a un periférico específico.

La identificación del periférico con el que debe interactuar el componente se realiza mediante dos “generics”: la dirección del dispositivo y el tipo de dispositivo.

Antes de describir la lógica interna, se presentan los puertos del componente en cuestión.

1) Puertos

En primer lugar, se muestra una figura del componente LCD, en la que los puertos fueron organizados según su función, con el fin de facilitar la posterior explicación y diferenciación de las interfaces de entrada, salida y control.

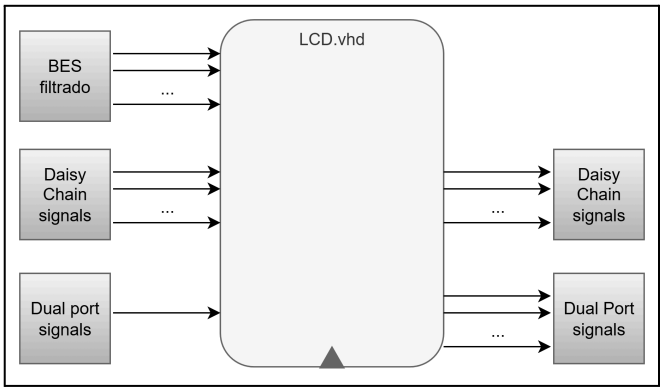


Fig. 3. Componente “LCD.vhd”.

La Fig. 3 ilustra distintos bloques que agrupan puertos o señales según su función. A continuación, se enumeran los bloques y se describen las señales que los integran.

BES filtrado

Como se mencionó en secciones anteriores, este proyecto forma parte de una iniciativa más amplia, en la cual el diseño digital se organiza en componentes con funciones claramente definidas. Esto es relevante ya que las señales provenientes de la computadora naval pasan previamente por un filtrado antes de su procesamiento, de ahí la denominación de este conjunto de señales.

Este bloque está conformado por los buses y señales descritos en la sección II.C.1, exceptuando aquellas señales que son entrantes a la CN. Estas señales son:

- ff_BDOUT.
- ff_FE.
- ff_HAB.
- ff_ACK.
- ff_STOP.

Como se mencionó previamente, estas señales se emplean para garantizar la correcta ejecución del protocolo de comunicación.

Daisy Chain signals

Este conjunto de señales, a su vez, se divide en dos subgrupos: las entrantes al componente y las salientes del mismo.

Para el caso de las entrantes, tenemos las siguientes señales:

- DA_ANT.
- HAB_ANT.
- REQ_OUT_ANT.
- REQ_IN_ANT.
- IE_ANT.
- BDIN_ANT.

Estas corresponden a las señales descritas en la sección II.C.1, con la particularidad de que este conjunto es entrante a la CN. A través de ellas, el componente progresa en la secuencia del protocolo y actúa como interfaz de interconexión de la Daisy Chain.

Un detalle a tener en cuenta es que, en el caso del primer eslabón —de menor prioridad, como se explicará más adelante—, los datos entrantes al componente corresponden al estado de reposo.

Las señales salientes del componente son:

- DA_NEXT.
- HAB_NEXT.
- REQ_OUT_NEXT.
- REQ_IN_NEXT.
- IE_NEXT.
- BDIN_NEXT.

Por último, se incluye una señal que forma parte del conjunto de entradas del componente, aunque no pertenece a la interfaz de interconexión de la cadena. Esta señal, denominada “DA_SELECTED”, se utiliza específicamente para identificar cuál es el eslabón habilitado para acceder al medio.

Dual Port signals

Este último conjunto de puertos se emplea para la gestión de memorias dual port. Incluye señales de escritura: WR_DP, AD_WR y Din_DP, que representan respectiva-

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

mente la señal de escritura, la dirección en la que se pretende escribir y el dato que se envía a la memoria de doble puerto.

Por otro lado, se incluyen las señales destinadas a la lectura de memoria: RD_DP, AD_RD y Dout_DP, las cuales corresponden a la señal de lectura, la dirección a acceder y el dato leído de la memoria.

Cada eslabón gestiona una memoria, o a lo sumo dos. Esto se debe a que hay periféricos cuya información es transmitida de manera unidireccional —caso en el cual se utiliza una sola memoria—, y otros en los que la comunicación es bidireccional.

2) Generalización de los tiempos

Previo al inicio del desarrollo del diseño digital, durante la etapa de investigación del funcionamiento del sistema original, además de comprender la progresión del protocolo, se buscó determinar los tiempos asociados a su ejecución. Para ello, además de la consulta de manuales técnicos, se realizaron capturas lógicas con el fin de validar los tiempos en cuestión.

Se observó que los tiempos no solo varían entre los distintos periféricos, sino que también lo hacen según la instancia de ejecución del protocolo. Por este motivo, se decidió realizar una generalización de los tiempos, con el objetivo de simplificar la implementación.

Como se mencionó anteriormente, la CN puede ejecutar distintos tipos de instrucciones FE, cada una con un tiempo específico de respuesta. Asimismo, al iniciarse la comunicación existe un intervalo entre palabra y palabra; dicho intervalo es constante dentro de un mismo periférico, pero difiere entre periféricos. A partir de este análisis, se definió la siguiente clasificación de tiempos:

- **T0:** corresponde al intervalo entre una función externa de tipo BEGIN y la primera palabra que compone el mensaje transmitido por, o hacia, el periférico.
- **T1:** tiempo presente entre palabra y palabra dentro del mensaje mencionado.
- **T2:** intervalo entre una función externa de tipo INTERRUPT y la palabra de presentación de estado del periférico.
- **T3:** corresponde al tiempo entre una función externa de tipo REPORT y la palabra de presentación de estado del periférico.

En algunos casos, para determinados periféricos, se detectó que algunos tiempos resultaban iguales (por ejemplo, T0 = T1). No obstante, se consideró oportuno mantener la clasificación por eventos. De esta forma, independientemente de los valores específicos de los tiempos, el diseño digital verifica el cumplimiento de T0, T1, T2 o T3, según lo requiera el sistema.

3) Lógica de funcionamiento

Antes de iniciar con la explicación de la lógica de funcionamiento, vale la pena recordar que en este caso se hace referencia a un escenario de un único eslabón, para posteriormente extrapolar la explicación a la cadena completa.

Teniendo en cuenta esto y considerando que la CN siempre es la encargada de iniciar la transacción de datos, se procederá a detallar cada caso posible.

Adicionalmente, vale la pena recordar que cada eslabón cuenta con dos parámetros configurables(generics): una dirección de dispositivo y un tipo de dispositivo (ver Anexo A, Listado 1). En el ejemplo desarrollado, el eslabón está asociado al periférico A, de modo que internamente se asignan estas constantes y se generan señales que identifican al dispositivo(THIS) y permiten su clasificación dentro de la cadena(LCD_TYPE).

FE BEGIN

Como se mencionó en secciones anteriores, existen distintos tipos de funciones externas. En este caso se explicará cómo el componente atiende a una instrucción del tipo BEGIN.

1) Evento FE BEGIN

Con la llegada de un evento en la señal FE, el componente verifica si la instrucción recibida está dirigida al periférico que gestiona. Cuando ocurre este evento la CN presenta en el bus BDOUT la dirección de dispositivo a la que está destinada la instrucción y el tipo de instrucción.

Entonces, con la llegada del evento, el componente compara la dirección presente en BDOUT con el valor de la señal THIS, que contiene su propia dirección. En caso de coincidencia, se produce una clasificación de la función externa (FE) para determinar si corresponde a los tipos BEGIN, INTERRUPT o REPORT (ver Anexo A, Listado 2).

Paralelamente, una variable de estado denominada LCD_STATUS cambia de estado INACTIVE (reposo) a otro estado, dependiendo de los eventos que se produzcan(ver Anexo A, Listado 3). Los posibles estados son:

- **ACTIVE:** el evento que produce este cambio de estado es la llegada de una FE de tipo BEGIN dirigida al componente.
- **IEINCOMING:** en caso de que llegue una FE de tipo REPORT o INTERRUPT. También ocurre este cambio cuando se produce un evento en la señal STOP, dado que siempre que finaliza la comunicación con un periférico la CN recibe el estado de dicho periférico.
- **INACTIVE:** se retorna a este estado con un flanco ascendente de la señal EI.

Como en este caso el evento corresponde a una FE de tipo BEGIN, esta variable toma el estado ACTIVE.

Adicionalmente, a un temporizador se le asigna el tiempo T0 (ver Anexo A, Listado 4). Cuando este temporizador vence, el componente debe dar una respuesta a la CN.

2) Lógica de difusión

Hasta el momento, el componente verificó que la función externa fuera destinada al periférico que gestiona, la clasificó e inició la cuenta de un tiempo T0.

Además, como se clasificó la FE y se conoce el tipo de dispositivo, también se conoce la dirección de transmisión. En este caso, por simplicidad, la comunicación será unidireccional, donde el flujo de palabras va de la CN al periférico A.

Entonces, una señal denominada ESCRITURA pasa de un estado lógico inactivo a un estado lógico activo desde el inicio de la comunicación (FE BEGIN) hasta que finaliza con la presentación del estado del periférico.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Posteriormente, cuando el temporizador vence se produce un evento en la señal WR_RQ, pasando de un estado lógico inactivo a uno activo. Cuando esta señal está activa, el componente deja de actuar como repetidor y, en lugar de retransmitir lo entrante por los puertos "Daisy Chain", comienza a transmitir sus propios datos por los puertos salientes (ver Anexo A, Listado 6).

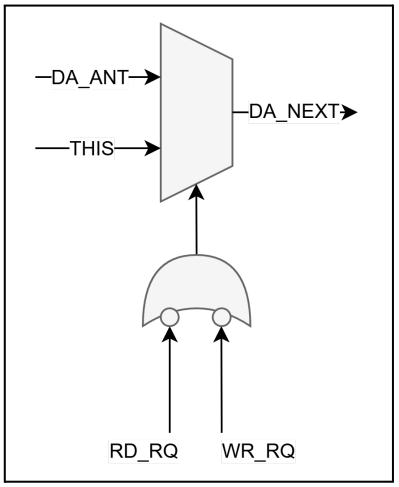


Fig. 4. Lógica de difusión.

Así, como en este caso se trata de un único eslabón, a la salida de la cadena (puertos "Daisy Chain" salientes) aparecen los datos correspondientes al LCD del periférico A, incluyendo la dirección de dicho dispositivo. Por ello, la señal DA_SELECTED identifica al componente LCD del periférico A como el seleccionado para hacer uso del medio de comunicación(ver Anexo A, Listado 7).

3) Progresión del protocolo

Como se explicó en la sección II.C.2, posterior a la llegada de una instrucción FE BEGIN, el componente debe realizar una solicitud a la CN mediante un evento en la señal REQ (ver Anexo A, Listado 8).

Instantes después de realizada la solicitud a la CN, esta presentará un evento en la señal HAB, por lo que el componente debe indicar que el flujo de palabras es de la CN hacia el periférico mediante la activación de la señal REQ_OUT (ver Anexo A, Listado 9) e indicar la dirección de dispositivo en el bus DA (ver Anexo A, Listado 10).

Una vez que la CN presente un evento de activación en la señal de acuse de recibo, el componente almacena en memoria la palabra contenida en el bus BDOUT.

Este proceso se repite hasta que la CN presente un evento en la señal STOP, provocando un cambio de estado de la variable LCD_STATUS. Cuando esto se produce, se alcanza el fin del mensaje, por lo que el periférico debe presentar su estado a la CN. Por este motivo, un tiempo T1 posterior al evento de la señal STOP, el componente presenta la activación de la IE (ver Anexo A, Listado 11), además de escribir en el bus BDIN el estado del periférico que gestiona el componente.

De esta manera, el componente logra replicar el funcionamiento del protocolo de comunicación, con los tiempos asociados al mismo y manteniendo el estado del mensaje.

FE INTERRUPT

Cuando la CN está en proceso de comunicación con un periférico, puede enviarle al componente una instrucción INTERRUPT. La llegada de este tipo de instrucción provoca una interrupción de la comunicación, finalizando la misma, y produce un cambio de estado de la señal LCD_STATUS de ACTIVE a IEINCOMING. Por esta razón, un tiempo T2 posterior a la interrupción, el componente presenta un evento en la señal IE e indica el estado del periférico en el bus BDIN.

FE REPORT

Esta instrucción es utilizada por la CN para indicar al componente que presente el estado del periférico al que se dirige. Tras un intervalo T3 después de recibida la instrucción, el componente presenta un evento en la señal IE e indica el estado del periférico en BDIN.

Además de las instrucciones externas, otro aspecto fundamental en el diseño es la forma en que los periféricos se interconectan, lo cual se logra mediante la topología Daisy Chain.

B. Daisy Chain

Como se adelantó en secciones anteriores, el conjunto de puertos denominados "Daisy Chain", por donde ingresan y egresan las señales correspondientes ("Daisy Chain signals") de la Fig. 5, conforma la interfaz de interconexión por la que se vincula cada componente LCD, conformando así la daisy chain.

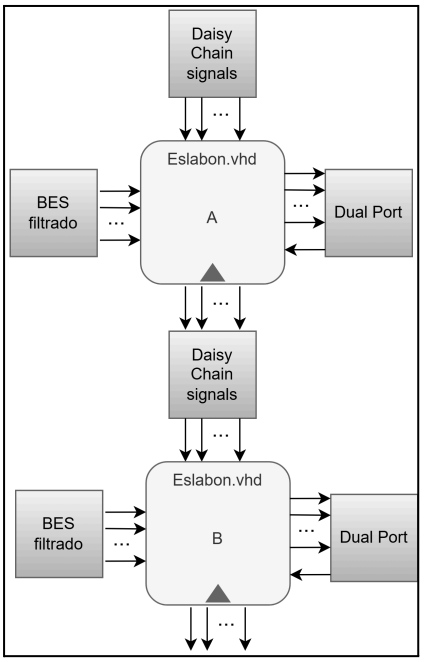


Fig. 5. Daisy Chain.

En la Fig. 5 se busca ilustrar cómo los puertos "Daisy Chain" de salida del periférico A están interconectados con los puertos "Daisy Chain" de entrada del componente que se encarga de la gestión del protocolo del periférico B. De esta forma se vinculan los componentes que se instancian. Más allá de la conexión física, esta topología introduce un mecanismo adicional: la gestión de prioridades entre periféricos.

Esta topología, como se explicó anteriormente, permite asignar una determinada prioridad a los periféricos según la forma en que se realice la interconexión. El eslabón seleccionado será aquel cuya dirección de dispositivo logre propagarse hasta el final de la cadena, estableciendo así un mecanismo de prioridad entre eslabones.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Por ejemplo, si se recibe una señal de función externa con una dirección correspondiente al periférico asociado al primer eslabón, y luego otra con la dirección correspondiente al quinto eslabón, ambos intentarán enviar su dirección mediante el conjunto de “Daisy Chain signals”. Sin embargo, solo la dirección del quinto eslabón llegará al final de la cadena, ya que al momento de recibir la función externa, cada eslabón detiene la propagación de las señales entrantes para enviar sus propios datos.

A continuación, en la Fig. 6, se muestra una imagen representativa de lo mencionado. En la figura se ilustra el mecanismo de prioridades en la cadena Daisy Chain, donde el eslabón A representa el de menor prioridad. En contraste, el eslabón E, es decir, el quinto en la secuencia, posee una prioridad superior a los cuatro eslabones anteriores (A, B, C y D).



Fig. 6. Topología Daisy Chain - Prioridades.

De esta forma se logra satisfacer los requisitos de gestionar las prioridades entre periféricos, además de ofrecer versatilidad para añadir periféricos sin necesidad de modificar toda la lógica, basta con agregar un componente LCD, instanciar la/s memoria/s asociada/s al mismo y así expandir las funcionalidades de la CCSO original.

Una vez desarrollada la implementación de la topología Daisy Chain en VHDL, era crucial validar su correcto funcionamiento y cumplimiento de los requisitos temporales y funcionales del protocolo. A continuación, se describe el proceso de verificación realizado mediante un testbench en SystemVerilog.

VI. Verificación

La validación del diseño digital implementado en la FPGA es crucial para garantizar la compatibilidad con el protocolo de la computadora naval (CN) y el cumplimiento de los requisitos de tiempo real duro. Para ello, se desarrolló un entorno de verificación basado en SystemVerilog, aprovechando sus capacidades para modelar entornos de prueba complejos y realizar simulaciones exhaustivas.

Este entorno incluyó un testbench que simula las interacciones entre la CN y el sistema moderno, abarcando la lógica de la topología Daisy Chain. En este contexto, se combinaron pruebas dirigidas para validar casos específicos del protocolo con pruebas aleatorias restringidas para explorar diferentes escenarios operativos.

A continuación, se describen la metodología de verificación, los componentes del testbench, los casos de prueba implementados y los resultados obtenidos, con el fin de demostrar la robustez del diseño propuesto.

A. Metodología de verificación

La estrategia de verificación combinó pruebas dirigidas y pruebas aleatorias con restricciones, con el objetivo de validar las secuencias críticas del protocolo y explorar un amplio rango de escenarios operativos. Las pruebas dirigidas se centraron en verificar el comportamiento de las instrucciones BEGIN, INTERRUPT y REPORT, asegurando que cada eslabón de la cadena Daisy Chain respondiera adecuadamente a las señales de control (FE, HAB, ACK, STOP, entre otras) y respetara los tiempos definidos (T0, T1, T2, T3). Por otro lado, las pruebas aleatorias con restricciones generaron secuencias de instrucciones con direcciones de dispositivo y tipos de instrucción restringidos a los valores válidos del protocolo, emulando condiciones operativas representativas de un entorno real..

El dispositivo bajo prueba (DUT) fue la implementación completa de la topología Daisy Chain, formada por múltiples instancias del componente LCD interconectadas. La verificación se realizó mediante el análisis visual de formas de onda generadas durante las simulaciones, lo que permitió confirmar la correcta progresión del protocolo y la interacción entre eslabones. Este enfoque inicial priorizó la validación funcional y temporal básica, aunque en el futuro se planea refinar el testbench incorporando componentes como un monitor, un scoreboard y assertions en SystemVerilog para automatizar la detección de errores y mejorar la cobertura del proceso de verificación.

B. Componentes del testbench

El testbench se estructuró en torno a una interfaz (Main_if) que modela las señales del protocolo de la CN (BDIN, BDOUT, FE, HAB, ACK, etc.). Los componentes principales son:

- **Clase de transacción:** representa las instrucciones enviadas por la CN. Define un campo aleatorio (ver Anexo B, Listado 1) de 6 bits para la dirección del dispositivo (DA), restringido a las direcciones válidas de los periféricos, y un campo de 2 bits para el tipo de instrucción externa (FE), limitado a BEGIN (2'b10), INTERRUPT (2'b11) y REPORT (2'b01). Los bits restantes del bus BDOUT (3 bytes) se completan con un valor fijo ya que no representan información (don’t care). La clase incluye una función (generate_bDOUT) que concatena DA, FE y DontCare para formar el paquete de 24 bits enviado al bus BDOUT.

- **Tareas de estímulo:** incluyen rutinas específicas para emular el comportamiento de la CN. La tarea FE_CYCLE (ver Anexo B, Listado 2) genera un evento en la señal FE, presentando el paquete de instrucción en BDOUT usando la función generate_BDOUT. La tarea HAB_CYCLE (ver Anexo B, Listado 3) gestiona la secuencia de habilitación (HAB), acuse de recibo (ACK) y finalización (STOP). Para instrucciones BEGIN, se simula un número aleatorio de palabras por mensaje (entre 1 y 10), enviando STOP en el último ciclo (ver Anexo B, Listado 4), mientras que para INTERRUPT y REPORT se emplea un único ciclo, replicando el protocolo descrito.

C. Casos de prueba

Las pruebas dirigidas incluyeron casos específicos para cada tipo de instrucción:

- **FE BEGIN:** se verificó la secuencia completa de un mensaje multi-palabra, desde la activación de FE hasta el evento STOP, comprobando la correcta respuesta en REQ, la asignación de la dirección en DA, y la transferencia de datos en BDOUT (para REQ_OUT) o BDIN (para REQ_IN).

- **FE INTERRUPT:** se validó la interrupción de una comunicación en curso, asegurando que el eslabón correspondiente cambiará al estado IEINCOMING y presentará el estado del periférico en BDIN tras el intervalo T2.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

- **FE REPORT:** se comprobó la solicitud de estado, verificando que el eslabón respondiera con un evento IE y el estado correcto en BDIN tras el intervalo T3.

Las pruebas aleatorias, ejecutadas en un bucle continuo, generaron secuencias de instrucciones con direcciones y tipos de FE aleatorios, verificando el manejo de prioridades y la robustez del sistema frente a transiciones entre periféricos. La inspección de las formas de onda permitió confirmar que las señales DA_SELECTED y los temporizadores internos cumplían con los requisitos temporales.

D. Resultados

El análisis de las formas de onda demostró que la implementación de la topología Daisy Chain cumple con los requisitos funcionales y temporales del protocolo original. Cada eslabón gestionó correctamente las secuencias de comunicación, respetando los tiempos T0, T1, T2 y T3, y manteniendo el estado de los mensajes sin pérdidas de datos. La asignación de prioridades se verificó exitosamente, con los eslabones de mayor prioridad prevaleciendo en el acceso al bus, incluso en escenarios de alta concurrencia. El diseño mostró capacidad para operar en modo full-duplex, maximizando el aprovechamiento del medio de comunicación.

La validación inicial basada en formas de onda confirmó la funcionalidad del diseño, pero se identificó la necesidad de mejorar el entorno de verificación. En el futuro, se planea incorporar un monitor para capturar y analizar las transacciones, un scoreboard para comparar los resultados esperados con los obtenidos, y assertions para verificar automáticamente propiedades temporales y funcionales. Estas mejoras permitirán una verificación más robusta y automatizada, aumentando la confianza en el diseño y facilitando su escalabilidad para soportar nuevos periféricos.

VII. Detalles técnicos de implementación

El desarrollo digital del sistema fue realizado íntegramente en lenguaje VHDL, empleando una FPGA Xilinx Spartan-6 XC6SLX25 como dispositivo de destino. Esta elección respondió a la disponibilidad de recursos lógicos, su bajo consumo. La Spartan-6 [8] ofrece 24,051 LUTs, 30,064 flip-flops y 52 bloques de RAM de 18 Kb, totalizando 936 Kb, resultando suficiente para alojar la lógica de los once eslabones de la topología Daisy Chain.

Por su parte, las conversiones analógicas y digitales con los periféricos externos fueron gestionadas mediante una placa Nucleo-STM32F429ZIT6[9]. Este microcontrolador, perteneciente a la familia STM32F4 de STMicroelectronics, integra un núcleo ARM Cortex-M4 con FPU, operando a una frecuencia de hasta 180 MHz. Cuenta con tres ADCs de 12 bits y dos DACs de 12 bits, todos con resolución completa (0–4095).

VIII. Conclusión

La implementación de la topología Daisy Chain en VHDL, presentada en este trabajo, logra satisfacer los requerimientos planteados para posibilitar el reemplazo de la CSSO por una PC, manteniendo la compatibilidad con el protocolo de comunicación existente y cumpliendo con los requisitos de tiempo real duro. La arquitectura diseñada, basada en múltiples instancias del componente LCD interconectadas, gestiona eficientemente la comunicación full-duplex [10] entre la CN y los periféricos, asegurando la correcta asignación de prioridades según la posición de los eslabones en la cadena. La verificación del diseño, realizada mediante un entorno en SystemVerilog, combinó pruebas dirigidas y aleatorias con restricciones para validar las secuencias de las instrucciones BEGIN, INTERRUPT y REPORT, así como el manejo dinámico de mensajes multipalabra y prioridades entre periféricos.

El testbench desarrollado, descrito en la sección de verificación, utiliza una clase de transacción que genera paquetes de instrucción mediante la función generate_bDOUT(), los cuales son procesados por las tareas FE_CYCLE, HAB_CYCLE y O_CYCLE para emular el comportamiento de la CN. La tarea O_CYCLE orquesta las transacciones completas, manejando mensajes de longitud variable para BEGIN y ciclos únicos para INTERRUPT y REPORT, mientras que HAB_CYCLE implementa la secuencia REQ-HAB-ACK con flexibilidad para enviar STOP según el tipo de instrucción. La inspección de formas de onda permitió confirmar que el diseño respeta los tiempos T0, T1, T2 y T3 definidos en el protocolo, así como la correcta transferencia de datos en los buses BDOUT y BDIN.

Sin embargo, la verificación actual presenta limitaciones, ya que depende del análisis manual de formas de onda debido a la ausencia de un monitor, scoreboard o assertions en el testbench. Esto sugiere una oportunidad para futuras mejoras, incluyendo la incorporación de componentes de verificación automatizada para aumentar la robustez y la cobertura funcional. Además, la escalabilidad del diseño permite la integración de nuevos periféricos, lo que abre la puerta a la modernización de sistemas navales mediante la adición de funcionalidades avanzadas.

En conclusión, este trabajo demuestra la viabilidad de implementar una topología Daisy Chain en una FPGA para satisfacer los requisitos de tiempo real duros, lo que resulta necesario para realizar el reemplazo de la consola por la PC, manteniendo la funcionalidad del sistema existente y ofreciendo un camino hacia la mejora continua. Los resultados obtenidos validan el diseño propuesto y sientan las bases para futuros desarrollos, como la optimización del entorno de verificación y la incorporación de nuevos protocolos de comunicación, fortaleciendo la capacidad de la CN para operar en entornos modernos.

Anexos

A. Fragmentos de descripción en VHDL

Listado 1 - Instancia de generics, componente LCD.

```
A : LCD

generic map(

    DEVICE_ADDRESS      => A_DA,

    DEVICE_TYPE         => A_TYPE

)
```

Listado 2 - Clasificación de FE

```
FE_TYPE_NEXT <=

NO_OPERATIONAL when RST = '0' or DCL_TYPE = LCD_TYPE_ERROR else

NO_OPERATIONAL when ( IE_N_NEXT = '1' and IE_N_int = '0') and DA_SELECTED = THIS else

FE_TYPE when ff_BDOUT(24 downto 19) /= THIS else

FE_TYPE when ff_FE /= '0' else

INTERRUPT_A when DCL_TYPE = A and ff_BDOUT( 18 DOWNTO 17) = "11" else
```

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

REPORT_A *when DCL_TYPE = A and ff_BDOUT(18 DOWNTO 17) = "01" else*

BEGIN_A *when DCL_TYPE = A and ff_BDOUT(18 DOWNTO 17) = "10" else*

FE_TYPE*;*

Listado 3 - LCD_STATUS

LCD_STATUS_NEXT <=

ACTIVE *when (ff_FE_N_prev = '1' and ff_FE = '0') and ff_BDOUT(24 downto 19) = THIS and LCD_STATUS = INACTIVE else*

IEINCOMING *when ff_BDOUT(24 DOWNTO 19) = THIS and (FE_TYPE = REPORT_A or EFD_TYPE = INTERRUPT_A) and LCD_STATUS = ACTIVE else*

IEINCOMING *when (ff_STOP_N_prev = '0' and ff_STOP = '1') and DA_SELECTED = THIS else*

INACTIVE *when (IE_N_NEXT = '1' and IE_N_int = '0') and DA_SELECTED = THIS else*

LCD_STATUS*;*

Listado 4 - Lógica de temporizador

TIMER_NEXT <=

to_unsigned(T3, TIMER'length) *when (ff_FE_N_prev = '1' and ff_FE = '0') and ff_BDOUT(24 downto 19) = THIS and ff_BDOUT(18 DOWNTO 17) = "01" else*

to_unsigned(T2, TIMER'length) *when (ff_FE_N_prev = '1' and ff_FE = '0') and ff_BDOUT(24 downto 19) = THIS and ff_BDOUT(18 DOWNTO 17) = "11" else*

to_unsigned(T0, TIMER'length) *when (ff_FE_N_prev = '1' and ff_FE = '0') and ff_BDOUT(24 downto 19) = THIS and LCD_STATUS = INACTIVE else*

to_unsigned(T1, TIMER'length) *when DA_SELECTED = THIS and (ff_ACK_N_prev = '1' and ff_ACK = '0') else*

TIMER - 1 *when TIMER > to_unsigned(0, TIMER'length);*

Listado 5 - Lógica de señal WR_RQ

WR_RQ_NEXT <=

'0' *when (TIMER = to_unsigned(1, TIMER'length) and ESCRITURA = '1') else*

'1' *when (ff_ACK_N_prev = '0' and ff_ACK = '1') and DA_SELECTED = THIS else*

WR_RQ*;*

Listado 6 - Lógica Daisy Chain

DA_NEXT <= ***THIS*** *when WR_RQ = '0' or RD_RQ = '0' else* ***DA_ANT****;*

REQ_NEXT <= ***REQ_int*** *when WR_RQ = '0' or RD_RQ = '0' else* ***REQ_ANT****;*

REQ_IN_NEXT <= ***IDRP_N_int*** *when WR_RQ = '0' or RD_RQ = '0' else* ***REQ_IN_ANT****;*

REQ_OUT_NEXT <= ***ODRP_N_int*** *when WR_RQ = '0' or RD_RQ = '0' else* ***REQ_OUT_ANT****;*

IE_NEXT <= ***IE_N_int*** *when WR_RQ = '0' or RD_RQ = '0' else* ***IE_ANT****;*

BDIN_NEXT <= ***I_N_int*** *when RD_RQ = '0' else* ***BDIN_ANT****;*

Listado 7 - Lógica DA_SELECTED

DA_SELECTED_NEXT <=

"111111" *when ff_ACK_prev = '0' and ff_ACK = '1' else*

DA_NEXT_LASTLCD *when DA_SELECTED = "111111" else*

DA_SELECTED*;*

Listado 8 - Lógica REQ

RQ_N_NEXT <=

'1' when LCD_STATUS = INACTIVE else

'1' when (ff_ACK_N_prev = '1' and ff_ACK = '0' and DA_SELECTED = THIS) else

'0' when (LCD_STATUS = ACTIVE and (WR_RQ = '0' or RD_RQ = '0') and RQ_FLAG = '1' and DA_SELECTED = THIS) else

'0' when (LCD_STATUS = IEINCOMING and (WR_RQ = '0' or RD_RQ = '0') and RQ_FLAG = '1' and DA_SELECTED = THIS) else

REQ_int;

Listado 9 - Lógica REQ_OUT

REQ_OUT_NEXT <=

'1' when LCD_STATUS = INACTIVE else

'0' when LCD_STATUS = ACTIVE and FE_TYPE = BEGIN_A and ff_HAB = '0' and DA_SELECTED = THIS else

'1' when LCD_STATUS = ACTIVE and (ff_ACK_N_prev = '0' and ff_ACK = '1') and DA_SELECTED = THIS else

REQ_OUT_int;

Listado 10 - Lógica DA

DA_NEXT <=

"111111" when LCD_STATUS = INACTIVE else

THIS when ff_HAB = '0' and DA_SELECTED = THIS else

DA_int;

Listado 11 - Lógica IE

IE_N_NEXT <=

'1' when LCD_STATUS /= IEINCOMING else

'0' when LCD_STATUS = IEINCOMING and ff_HAB = '0' and DA_SELECTED = THIS else

'1' when LCD_STATUS = IEINCOMING and (ff_ACK_N_prev = '0' and ff_ACK = '1') else

IE_N_int;

B. Fragmentos de testbench en SystemVerilog

Listado 1 - Clase de transacción

class transaction_class;

rand enum logic [5:0]

{DA_A=6'bXXXXXX,DA_B=6'b,..., DA_G=6'bXXXXXX } DA;

rand enum logic [1:0]

{BEGIN=2'b10, INTERRUPT=2'b11, REPORT=2'b01} FE;

constraint DevAdd

{ (DA == DA_A) || (DA == DA_B) || ... || (DA == DA_G); }

constraint FunExt

{ (FE == BEGIN) || (FE == INTERRUPT) || (FE == REPORT); }

logic [15:0] DontCare = 16'hFFFF;

function logic [23:0] generate_bDOUT();

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

```
    return {DA, FE, DontCare};
endfunction
endclass;
```

Listado 2 - Tarea FE_CYCLE

```
task FE_CYCLE (logic [23:0] Function);
    BDOUT = Function;
    FE <= 1;
    #500 FE <= 0;
    #500 FE <= 1;
endtask;
```

Listado 3 - Tarea HAB_CYCLE

```
task HAB_CYCLE(bit do_stop);
  wait( REQ == 0 );
  #20
  HAB = 0;
  #300
  if( do_stop ) begin
    STOP <= 0;
  end
  #300
  ACK <= 0;
  #200
  HAB = 1;
  STOP <= 1;
  ACK <= 1;
endtask;
```

Listado 4 - Tarea O_CYCLE

```
task O_CYCLE (transaction_class transaction);
  FE_CYCLE(transaction.generate_bDOUT());
  if (transaction.FE == 2'b10) begin
    integer num_words = $urandom_range(1,10);
    repeat (num_words - 1) begin
      HAB_CYCLE(0);
    end
    HAB_CYCLE(1);
  end else begin
    HAB_CYCLE(1);
  end
endtask;
```

REFERENCIAS

[1] Desarrollo de un prototipo basado en FPGA. Galasso Ch. L.; Friedrich G. R.; Antonini A. A.; Díaz G. J. IV Congreso Microelectrónica Aplicada, UEA 2013, Memorias del Congreso. Friedrich G., Reggiani G., Coppo R., Baldini P., Iparraguirre J., Pellegrino S., Cayssials R (Editores); pp. 59 - 64. ISBN 978-987-1896-18-9.

[2] FPGA del Kit al prototipo. Galasso Ch. L.; Friedrich G. R. Congreso Argentino de Sistemas Embebidos, CASE 2013, Libro de Trabajos, Modalidades Foro Tecnológico y Póster. Brengi D., De Micco L., Lipovetzky J., Lutenberg A. (Editores); pp. 50. ISBN 978-987-9374-88-77.

[3] Implementación de Daisy Chain en VHDL. Gallo E. S.; Cayssials R. L.; Galasso Ch. L.; Arias A. E. Congreso Argentino de Sistemas Embebidos, CASE 2025, Libro de Trabajos, Modalidades Foro Tecnológico y Póster. Brengi, D., Zacchigna, F. De Micco, L. Cebedio, C. Antonelli, M (Editores). ISBN 978-631-90145-3-2.

[4] Analog Devices, "Daisy chain," [Online]. Available: https://www.analog.com/en/resources/glossary/daisy_chain.html.

[5] C. Galasso, A. Laiuppa, J. Ermantraut, S. Leoni, D. Martinez, y M. Paz. "Aplicación práctica de co-diseño de HW y SW para la apertura de un sistema de tiempo real," 53° JAIIO - SAIC, Simposio Argentino de Ingeniería en Computación, pp. 67–80, 12–16 de agosto de 2024. ISSN 2451-7496.

[6] Texas Instruments, "BQ79616-Q1 Daisy Chain Communications", SLVAEP4, Application Report, 2019. [Online]. Available: https://www.ti.com/lit/an/slvaep4/slvaep4.pdf.

[7] M. M. Mano, M. D. Ciletti, "Digital Design with an Introduction to the Verilog HDL, VHDL, and SystemVerilog", 6th ed., Pearson, 2017.

[8] Xilinx Inc. "XC6SLX45T-2FGG484I – Spartan-6 FPGA Family." Hoja de datos técnica, Digi-Key Electronics. [Online] Available: https://www.digikey.com.mx/es/htmldatasheets/production/623728/0/0/1/xc6slx45t-2fgg484i.

[9] STMicroelectronics. "STM32F429ZI – High-performance STM32F4 MCU with DSP and FPU instructions." [Online] Available: https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32f429zi.html

[10] J. D. Gibson, Ed., The Communications Handbook, 2nd ed., CRC Press, 2002.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Diseño autocontenido y fabricación con Sky 130 de un CPU mínimo inspirado en la Máquina de Post

Gerardo Abel Laguna-Sánchez
Área de Sistemas de Información y Ciencias Computacionales
Universidad Autónoma Metropolitana
CDMX, México
g,laguna@correo.ler.uam.mx

Jorge Alejandro Juárez-Lora
UPIEM/UPIITA
Instituto Politécnico Nacional
CDMX, México
ORCID: 0000-0003-0686-5200

Ricardo Barrón-Fernández
Centro de Investigación en Computación
Instituto Politécnico Nacional
CDMX, México
rbarron@cic.ipn.mx

***Abstract*—En este trabajo se presenta una propuesta de diseño digital para una unidad de procesamiento (CPU) mínima, inspirada en la máquina de Emil L. Post, que incluye una interfaz de comunicación SPI para acceder a sus espacios de código y datos. El diseño es completamente funcional y se ha sometido para su fabricación mediante la iniciativa Tiny Tapeout.**

Keywords*— *CPU, Máquina de Post, RISC, RTL, Sky 130, Tiny Tapeout.

I. Introducción

La máquina de Emil L. Post es una abstracción mental de una computadora universal [1]. Se puede considerar que, en concepto, es similar a una máquina de Turing, ya que ambas pueden ser vistas como compuestas por un espacio de datos, representado por una cinta con celdas que pueden ser manipuladas, y un espacio de código con el programa a ejecutar. La ventaja de la máquina de Post es que considera un conjunto de instrucciones más compacto que la de Turing, razón por la que la primera resulta más atractiva para fines didácticos y de introducción al mundo de las arquitecturas de computadora.

En este trabajo se presenta el diseño lógico para una implementación práctica de la máquina de Post, que parte de una versión previa [2], y que, en esta ocasión, se ofrece actualizada, optimizada y enriquecida, para su operación autocontenida.

El diseño lógico de la propuesta previa se denominó Máquina de Post Mejorada (MPM) [3] y fue probada con el FPGA Artix-7 de una tarjeta de desarrollo Basys3 [4]. Esta primera aproximación se caracteriza por el empleo de bloques de memoria de propiedad intelectual (IP, por sus siglas en inglés), disponibles en la plataforma de desarrollo Vivado, que debían ser precargados (mediante archivos de extensión *.coe) al momento de la síntesis del hardware. En la versión preliminar, también es notorio el empleo de los recursos de Entrada/Salida (interruptores, botones y LED), de la tarjeta de desarrollo Basys3, para acceder a los espacios de código y datos del sistema.

En la versión actualizada, que se presenta en este trabajo, se remplazan los bloques de memoria IP por módulos genéricos (no propietarios) de memoria RAM síncrona, lo que resulta en una reducción de terminales de control y una operación más simple. Estos cambios en el hardware de almacenamiento obligaron a revisar y adecuar los diagramas ASMD (siglas de *Algorithmic State Machine with Data path*) del autómata con los microestados del CPU, lo que resultó en una codificación optimizada en el lenguaje de descripción de hardware (HDL, por sus siglas en inglés), todo ello empleando la metodología de diseño a nivel de transferencia de registros (RTL, por sus siglas en inglés) [5].

Dado que en la nueva versión se asume que cada vez que se energiza el sistema es necesario recargar el contenido de los espacios de código y datos, esto implica que se requiere de un mecanismo para la transferencia de datos a estos espacios. Esto se solucionó mediante la incorporación de una interfaz de comunicación serial SPI.

El nuevo sistema resulta ser autocontenido, en tanto se puede reprogramar y acceder a su espacio de datos, bajo demanda, lo que lo convierte en un procesador simple (se trata de un RISC con sólo 8 instrucciones) que pudiera ser de utilidad en aplicaciones prácticas con restricciones en los recursos disponibles (tamaño de la memoria y área del silicio). Esto motivó la idea de someter el proyecto a la iniciativa Tiny Tapeout [6], para la fabricación de un chip ASIC (por las siglas de *Application-Specific Integrated Circuit*) con el sistema propuesto mediante la tecnología SkyWater de 130 nanómetros (en forma abreviada, Sky 130) [7].

En lo que sigue de este documento, en la sección II se presentan las generalidades de la arquitectura del sistema propuesto; en la sección III, se bosqueja la operación práctica del sistema, así como la especificación de la interfaz SPI empleada; en la sección IV, se refiere la metodología de diseño VLSI, para la obtención de un diseño susceptible de ser fabricado mediante la tecnología Sky 130 y la iniciativa Tiny Tapeout; en la sección V, se presentan algunas cifras representativas sobre los resultados obtenidos en la síntesis de hardware; finalmente, en la sección VI, se presentan nuestras conclusiones.

II. Arquietctura general del sistema de procesamiento

El corazón del sistema de procesamiento es esencialmente el mismo que en el diseño original de referencia en [2] y [3]. Se trata de una arquitectura Harvard, donde se cuenta con buses especializados para acceder al espacio de código (ROM), mediante el apuntador de instrucciones (IP) y el bus de código (*code*), y buses especializados para acceder al espacio de datos (RAM), mediante el apuntador de datos (DP) y el bus de datos (*data*). Las diferencias sustanciales de la versión actualizada, que se presenta aquí y que se bosqueja en la figura 1, son las siguientes:

a) Las señales de control del CPU disminuyeron, en tanto la memoria RAM genérica sólo emplea la señal de reloj, CLK, y la señal de habilitación de escritura, WE, mientras que los bloques de memoria IP requerían de la señal de habilitación, ENA.

b) La señal del reloj para la memoria genérica consiste en una versión negada de la señal de reloj del CPU, mientras que los bloques de memoria IP requqerían una señal de reloj con el doble de velocidad del reloj del CPU, además de un control más elaborado para su lectura y escritura.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

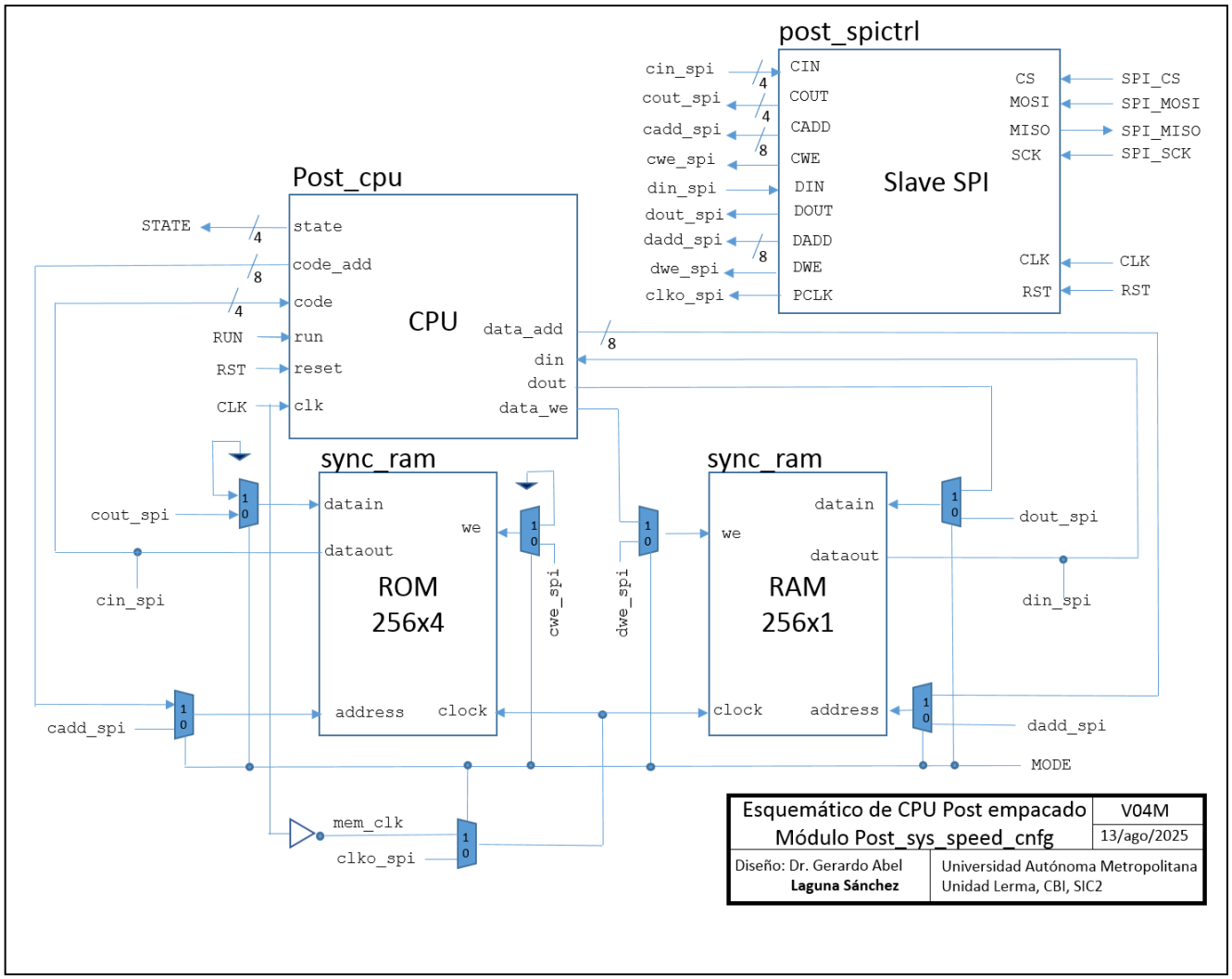


Fig. 1. Diagrama del sistema propuesto.

c) Se incluye un bloque SPI esclavo para acceder a los espacios de código y datos mediante comunicación serial.

Al igual que en el diseño original de referencia, los espacios de código y datos se limitan a 256 registros cada uno: 256 localidades con *nibbles* (tuplas de 4 bits), en el caso de la memoria ROM que almacena las instrucciones, y 256 localidades con bits, en el caso de la memoria RAM que almacena los datos a procesar. La limitación de los espacios a 256 localidades tiene fines didácticos y es claro que se puede extender si se redefine la estructura de las instrucciones.

Por ahora, dado que el conjunto de instrucciones para la Máquina de Post mejorada (MPM) se compone por 8 operaciones, que se pueden codificar cómodamente mediante 4 bits (un *nibble*), y dado que el direccionamiento del espacio de código se realiza con un apuntador de instrucciones (IP) de 8 bits, es factible que la codificación de las instrucciones pueda realizarse en términos de *nibbles*, tal y como se muestra en la tabla 1.

Como Emil L. Post lo anticipó, a pesar de ser un conjunto muy pequeño de instrucciones (razón por la que la arquitectura propuesta puede considerarse del tipo RISC), en principio permitiría resolver cualquier problema computable. Para contar con más detalles, sobre la codificación de un algoritmo con este conjunto de instrucciones, el lector interesado puede remitirse a [3].

Tabla 1. Conjunto de instrucciones

Instrucción	Nemotécnico	Nibble 1 Op code	Nibble 2	Nibble 3
No operación	nop	0x0		
Incrementa DP	incdp	0x1		
Decrementa DP	decdp	0x2		
Prende (escribe 1)	set	0x3		
Apaga (escribe 0)	clr	0x4		
Brinca	jmp	0x5	Add [7:4]	Add [3:0]
Brinca si es cero	Jz	0x6	Add [7:4]	Add [3:0]
Alto	stop	0x7		

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

III. Interacción con el sistema

En el sistema actualizado propuesto, ya no es posible precargar el contenido de la RAM y la ROM al momento de sintetizar el hardware. Entonces, antes de ejecutar un programa, los espacios de código y datos deben ser cargados mediante transferencias SPI. La ventaja es que ahora no sólo se puede acceder a los espacios de código y datos para su carga mediante transferencias SPI, sino también se puede emplear esta misma interfaz para la recuperación del resultado obtenido, por lo que ya no se requiere de la interfaz original que se sustentaba fundamentalmente en interruptores.

Entonces, la idea general para la operación del sistema de procesamiento es la siguiente:

1. Colocar al sistema en modo de programación (MODE=0).
2. Cargar el programa, en el espacio de código, mediante transferencias SPI en modo de escritura.
3. Cargar la información a procesar, en el espacio de datos, mediante transferencias SPI en modo de escritura.
4. Colocar al sistema en modo de ejecución (MODE=1) e indicar el inicio de la ejecución mediante la señal RUN=1.
5. Una vez concluida la ejecución del programa, colocar al sistema en modo de programación (MODE=0) y, mediante transferencias SPI en modo de lectura, acceder al espacio de datos para recuperar el resultado obtenido.

Como ahora toda la operación del sistema se encuentra soportada por la comunicación SPI, es necesario que comentemos brevemente los supuestos y la especificación empleada. Para empezar, debemos mencionar que la interfaz SPI asume que se trabaja con las señales que se especifican en la tabla 2.

Tabla 2. Señales SPI

Señal SPI	Descripción
CS	Chip Select. Activa en bajo para habilitar al esclavo SPI.
MOSI	Master Out - Slave In. Datos del maestro hacia el esclavo.
MISO	Master In - Slave Out. Datos del esclavo hacia el maestro.
SCK	Serial clock. Señal de reloj para las transferencias de datos proporcionada por el módulo SPI maestro.
GND	Referencia a tierra de la alimentación.

En nuestro caso, el tamaño de las palabras SPI transferidas es de 16 bits y el formato empleado se muestra en la figura 2. El bit 15, el bit más significativo, es el primero en transmitirse e indica si la operación es de lectura o de escritura. Si el bit 15 está encendido (b15=1), esto indica una operación de lectura, en otro caso se trata de una operación de escritura. En todos los casos, los 4 bits menos significativos (b3:b0) contienen información sobre el dato que se transfiere, mientras que los 11 bits en el intervalo b14:b3 especifican la localidad que se accede, de conformidad con el mapeo de la figura 3.

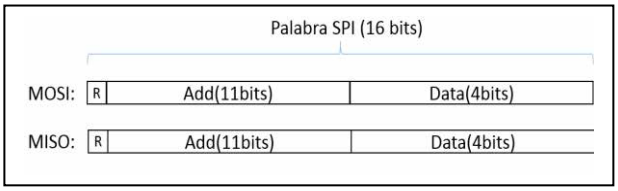


Fig. 2. Formato de la palabra SPI empleada.

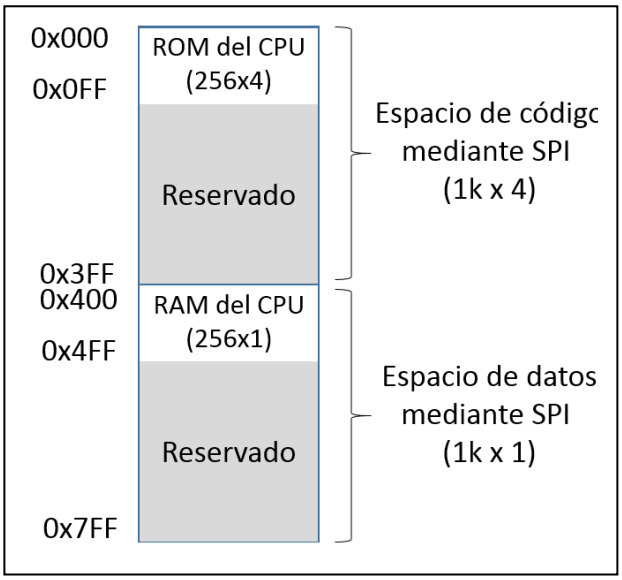


Fig. 3. Mapeo de direccionamiento para el acceso a los espacios de código y datos mediante la interfaz SPI.

Si la transferencia de una palabra SPI corresponde a una operación de lectura, a continuación, el maestro debe transmitir una palabra SPI con bits de relleno (los denominados *stuff bits*, por ejemplo, todos en uno o todos en cero) a fin de que durante esta segunda transferencia el dispositivo esclavo pueda realizar la transferencia de la palabra que incluye la información leida en el campo de datos.

Las transferencias SPI se rigen por la señal de reloj SCK y se asume que esta, igual que la señal CS, muestran actividad en un nivel lógico de cero (activas en bajo). Es decir, que mientras la comunicación está inactiva, tanto la señal CS como SCK deben permanecer en un nivel lógico de uno, a la espera de iniciar operaciones.

Una vez que la señal CS se activa en bajo, la señal de reloj puede bajar para iniciar la transferencia de las palabras en los canales MOSI y MISO, que siempre operan en forma simultánea, atrapando el dato entrante válido en el flanco ascendente de la señal SCK, mientras que el dato saliente normalmente se actualiza en el flanco descendente de la señal SCK. En este sentido, es importante mencionar que la operación de la interfaz SPI empleada asume que el primer flanco útil de la señal SCK, sea ascendente o descendente, es el segundo flanco a partir de que baja la señal CS. Como referencia, en el diagrama de tiempos SPI de ejemplo, que aparece en la figura 4, se puede observar que, al mismo tiempo, bajan las señales CS y SCK (primer flanco), pero sólo se consideran como datos útiles los que se observan a partir del siguiente flanco en SCK (segundo flanco), en este caso, el primer flanco ascendente en SCK.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

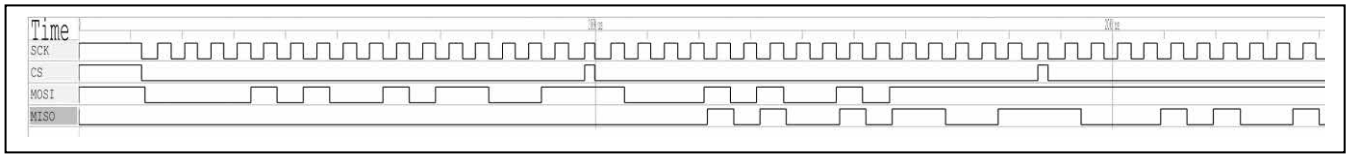


Fig. 4. Diagrama de tiempos para 3 transferencias SPI de ejemplo.

Finalmente, hay que comentar que la frecuencia de la señal SCK se encuentra definida por el reloj del sistema. En nuestro caso, el diseño digital propuesto emplea 8 ciclos del reloj de referencia (la entrada CLK del módulo SPI) para generar un ciclo SCK. Se entiende que tanto el sistema maestro como el esclavo deben ajustarse para operar con la misma frecuencia de la señal SCK.

A manera de ejemplo, en la figura 4, se muestra el diagrama de tiempos que corresponde a tres transferencias SPI. Nótese que cada transferencia se habilita con la señal CS en bajo y que en cada una de ellas se contienen 16 ciclos completos de la señal de reloj SCK. En este ejemplo, la primera transferencia SPI corresponde a la operación de escritura del dato 0x9 en la localidad 0xA5, una localidad en el espacio de código. Nótese cómo, en esta primera transferencia, la señal MOSI muestra el bit 15 (b15, el primer bit de izquierda a derecha) en cero, lo que indica una operación de escritura. Obsérvese que los cuatro bits menos significativos (b3:b0, los 4 bits a la derecha, justo antes del primer flanco ascendente de la señal CS) representan al número 5, mientras que los 11 bits intermedios (b14:b4) representan a la dirección 0xA5.

La segunda transferencia SPI, en la figura 4, corresponde a la operación de lectura de la misma localidad 0xA5 del espacio de código. Nótese cómo, en esta segunda transferencia, la señal MOSI muestra el bit 15 (b15) en uno, lo que indica una operación de lectura. Obsérvese que los cuatro bits menos significativos (b3:b0), correspondientes al campo de datos, se rellenan con unos, mientras que los 11 bits intermedios (b14:b4) presentan la dirección 0xA5. Durante esta segunda transferencia, la señal MISO retransmite la última palabra recibida (en este caso, la palabra de la operación de escritura precedente).

La tercera transferencia SPI, en la figura 4, a través de la señal MOSI, corresponde a una transferencia de 15 bits de relleno (en uno), mientras que, en la señal MISO, se transmite la palabra de respuesta a la operación previa de lectura de la dirección 0xA5 y, en consecuencia, incluye la información leída en el campo de datos.

Hasta aquí, se ha descrito brevemente la operación general del sistema de procesamiento propuesto. El lector interesado puede encontrar, en el repositorio de referencia [8], el código completo del diseño propuesto, así como un sistema SPI maestro mínimo, para poder realizar pruebas funcionales con una tarjeta de desarrollo FPGA Basys3 de relativo bajo costo [4].

IV. DISEÑO VLSI CON HERRAMIENTAS OPEN-SOURCE

Todo el sistema de procesamiento propuesto puede ser empacado en un módulo, ofreciendo capacidades de cómputo mínimas que pueden ser de utilidad en aplicaciones de cómputo distribuido, done se requieran algoritmos relativamente simples que puedan ser codificados razonablemente con el conjunto de instrucciones de la arquitectura propuesta. El diagrama esquemático, que representa a este sistema autocontenido en un módulo, se representa en la figura 5.

Cómo se puede apreciar en la figura 5, el número de puertos de entrada/salida es relativamente pequeño, con 7 puertos de entrada y 5 puertos de salida, lo que hace compatible al módulo propuesto con la restricción de puertos impuesta en la fabricación de obleas multiproyecto (*Multi Wafer Project*, MPW) que, en el caso de Tiny Tapeout, incluye una señal de reloj (clk), una señal de *reset* activa en bajo (rst_n), un puerto con 8 entrada (ui), un puerto con 8 salidas (uo) y un puerto bidireccional con 8 terminales (uio) [9].

Entonces, partiendo del proyecto funcional probado con la tarjeta Basys3, se realzó lo conducente para el desarrollo de un proyecto que fuera susceptible de ser sometido para su fabricación, con tecnología Skywater de 130nm, en la correspondiente corrida de fabricación convocada para el año 2025 (TTSKY25a) [10].

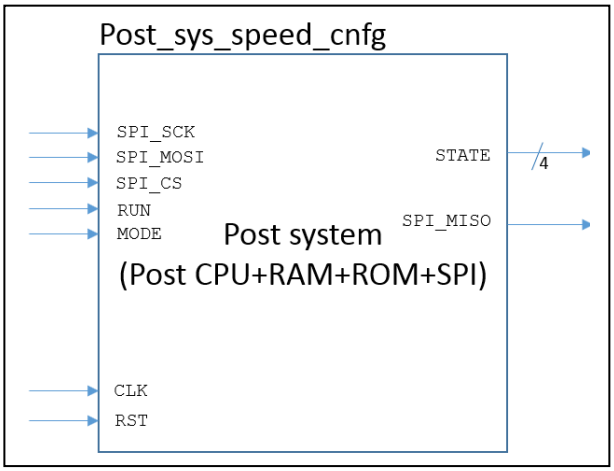


Fig. 5. Representación esquemática del módulo con el sistema propuesto empacado y autocontenido.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

En específico, el proceso requirió la instalación de las siguientes herramientas de código abierto (*open-source*):

- Herramientas de para el desarrollo VLSI, conocidas como kit de proceso de diseño (*Process Design Kit* o PDK) SkyWater Sky130 PDK [11], incluyendo el flujo de procesamiento automático OpenLane [12].
- cocotb [13] para la verificación funcional del diseño.

Mediante el flujo OpenLane se sintetiza el hardware digital (resultando en un archivo GDS), partiendo de un código de descripción de hardware y empleando componentes lógicos estándar que, a su vez, han sisdo construidos a partir de *layouts* en silicio que emplean tecnología Sky de 130 nanómetros.

Por su parte, para la verificación lógica del dispositivo, se simula la generación de señales de excitación específicas, mediante cocotb (que se ofrece como una biblioteca de Python y que sirve de interfaz para el prototipado del banco de prueba o *testbench*). Esto permite la simulación de la operación del sistema que se va a fabricar, mediante código escrito en Python, tomando en cuenta que el dispositivo ASIC final cuenta con puertos de entrada salida concretos que deben demostrar su correcto funcionamiento antes de su fabricación.

En resumen, para la posible fabricación de nuestro diseño en un ASIC, el proceso de síntesis y verificación del hardware digital se desarrolló en dos etapas. En la primera, el diseño se sometió localmente a pruebas en el flujo de síntesis y verificación. En la segunda, el diseño se sometió al flujo de síntesis y verificación en forma remota, empleando la infraestructura de software disponible en el repositorio que emplea Tiny Tapeout para tal propósito. La primera etapa contempló los siguientes pasos:

- Migración del módulo de más alto nivel del proyecto de referencia, probado en la tarjeta Basys3, hacia el módulo de más alto nivel del proyecto templete proporcionado por Tiny Tapeout. El código de referencia, asumiendo que se sintetizará hardware con la tecnología Sky 130, se encuentra en la carpeta src del repositorio en [14]
- Aplicación del flujo OpenLane, al proyecto Tiny Tapeout personalizado, hasta concluir todas las etapas de este sin detección de errores.
- Empleo de la herramienta Magic, incluida en el PDK, para estimar el área del hardware sintetizado con el flujo OpenLane.
- Realización de un código de prueba (*testbench*) en Python, empleando cocotb, para el módulo de más alto nivel del proyecto Tiny Tapeout personalizado, procurando codificar un escenario donde se reproduzca y verifique el comportamiento esperado de los puertos de salida, así como algunos buses internos de interés, a partir de las condiciones iniciales y los subsecuentes cambios en los puertos de entrada, todo regido por la señal de reloj y a partir de la aplicación de un *reset*.

Una vez que se completaron con éxito las pruebas locales, se pudo proceder con la segunda etapa. La infraestructura de software del repositorio GitHub, que emplea Tiny Tapeout, para validar las propuestas que pueden ser sometidas para su fabricación, incluyen tanto al PDK de SkyWater como al flujo OpenLane, de tal forma que la idea fundamental consiste en alimentar al repositorio con archivos HDL (codificados en Verilog o SystemVerilog) y, a partir de ellos, mediante la referida infraestructura de software, generar los archivos GDS con los que se puede proceder a la fabricación del chip. Por lo tanto, la segunda etapa consistió, a grandes rasgos, en lo siguiente:

- En el repositorio GitHub, se buscó el templete para un proyecto Tiny Tapeout con tecnología Sky 130 [14]. Después de iniciar sesión de usuario en GitHub, dentro del repositorio del templete, se oprimió el botón "*Use the templete*" y se eligió la opción "*Create a new repository*".
- Siguiendo las instrucciones del video tutorial en [15], se habilitaron las acciones para la creación de la página de resultados y se procedió a personalizar el templete, cargando los códigos fuente y ajustando el contenido de los archivos necesarios.
- Dentro de la pantalla principal del repositorio GitHub de nuestro proyecto, en la cabecera de la ventana README, aparecieron rótulos con el resultado de las acciones correspondientes a la síntesis del hardware (rótulo "GDS"), la documentación de referencia (rótulo "docs") y la verificación del hardware (rótulo "test").
- Cada vez que se actualizaban los contenidos relacionados con la síntesis del hardware, la documentación de referencia y la verificación del hardware, se disparaban, en forma automática dentro del repositorio GitHub, las acciones (*Actions*) correspondientes para ejecutar, mediante la infraestructura de software del repositorio, el flujo OpenLane, la impresión de la hoja técnica (*data sheet* con la descripción del proyecto) y la verificación del hardware.
- Se realizaron los ajustes y correcciones necesarias, hasta que apareció la etiqueta "passing" (en verde) junto a los rótulos "GDS", "docs" y "test", señal de que nuestro proyecto estaba listo para su sometimiento final y fabricación.

V. Resultados obtenidos

Para la síntesis del hardware objetivo se empleó, como identificador del proyecto, el rótulo tt_um_galaguna_PostSys. Después de concluir el referido proceso, mediante la tecnología Sky 130, se obtuvo un *layout* en silicio que ocupó una superficie de aproximadamente 330µm×340µm (ver figura 6), así como el empleo de las celdas lógicas listadas en la tabla 3.

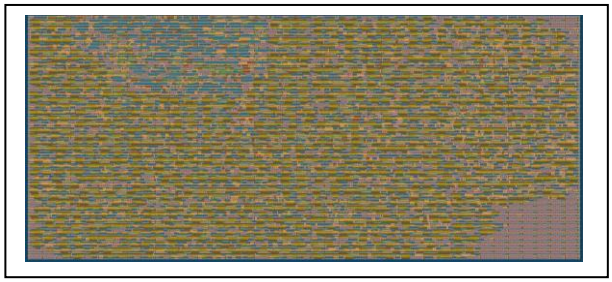


Fig. 6. Layout final, en un área de 330µm×340µm en silicio, del hardware sintetizado.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Tabla 3. Empleo de celdas lógicas resultante

Categoría	Cantidad
Relleno	5491
Multiplexor	1686
Líneas de alimentación	1577
Flip Flops	1380
Misceláneos	1376
Buffer	528
Combo lógico	389
NOR	363
NAND	214
OR	139
AND	56
Inversor	32
Diodo	23
Reloj	18
Latch	5

VI. Conclusiones

En este trabajo se ha presentado, en sus aspectos más relevantes, una propuesta para un sistema digital de procesamiento (CPU), con un mínimo de instrucciones (tan solo 8 códigos de operación) y de recursos de memoria. El CPU propuesto está inspirado en la máquina de Emil L. Post y se trata de una versión actualizada, optimizada y mejorada de un diseño previo, cuyo alcance original concluía con pruebas funcionales realizadas mediante una tarjeta de desarrollo FPGA Basys3. La versión actualizada, propuesta en este trabajo, incluye RAM genérica y una interfaz de comunicación SPI, para el acceso a los espacios de código y datos, tanto para la carga de los programas y los datos, como para la recuperación de los resultados obtenidos, lo que convierte al sistema de procesamiento propuesto en un buen candidato para posibles aplicaciones de cómputo distribuido que requieran de tareas simples que consuman poca memoria.

La relativa simplicidad del sistema también lo hace conveniente, como un recurso didáctico, en la enseñanza de los conceptos básicos sobre arquitecturas de computadoras.

Por otra parte, habiendo partido de un diseño funcional, probado con la tarjeta de desarrollo Basys3, se procedió a realizar los ajustes necesarios al código HDL para seguir la metodología involucrada en el uso de las herramientas de código abierto para el diseño VLSI, concretamente mediante el PDK para la tecnología Sky 130 y el flujo OpenLane, para obtener un diseño digital que fuera susceptible de ser sometido a la iniciativa Tiny Tapeout. El referido proceso de síntesis de hardware se concluyó en forma exitosa y el proyecto ya fue sometido para su fabricación. A manera de guía y referencia rápida, aquí se han descrito, en forma resumida, las generalidades de todo este proceso.

Finalmente, se reportaron los resultados obtenidos para la fabricación del diseño propuesto, tanto en área de silicio como en celdas lógicas consumidas. Para terminar, resaltamos que también se ha compartido un repositorio, con todos los códigos fuente HDL necesarios, para que el lector interesado pueda experimentar con en el sistema de procesamiento propuesto, mediante una tarjeta de desarrollo FPGA de relativo bajo costo, como lo es la tarjeta Basys3 o alguna otra tarjeta similar.

Agradecimientos

El Dr. Jorge Alejandro Juárez-Lora agradece al proyecto apoyado por el Gobierno del Estado de Hidalgo a través del Consejo de Ciencia, Tecnología e Innovación de Hidalgo (CITNOVA).

El Dr. Ricardo Barrón-Fernández agradece al Instituto Politécnico Nacional el apoyo recibido mediante proyecto patrocinado IPN_SIP: 20253457.

Referencias

[1] E.L. Post, "Finite combinatory processes – formulation 1," The Journal of Symbolic Logic. Cambridge, Vol. 1, No. 3, pp. 103-105, 1936.

[2] G. Laguna-Sanchez , J. Sandoval-Gutierrez, and A. Gutierrez-Gomez, "A small RISC CPU implementation inspired on the Post's Machine," Solid State Technology. USA, Vol. 63, No. 5, p.p. 8579-8589, Dec. 2020.

[3] G. Laguna-Sanchez, La máquina de Post actualizada: Diseño, puesta en marcha y programación del prototipo de un pequeño CPU funcional. CDMX: CopIt-arXives, 2021. Disponible: https://copitarxives.fisica.unam.mx/LT0002ES/LT0002ES.html

[4] "Basys 3 FPGA Board Reference Manual (DOC# 502-183)." Digilent, 2017. Disponible: https://reference.digilentinc.com/_media/basys3:basys3_rm.pdf

[5] P. P. Chu, RTL Hardware Design Using VHDL. USA: Wiley-Interscience, 2006.

[6] M. Venn, "Tiny Tapeout: A Shared Silicon Tapeout Platform Accessible To Everyone," IEEE Solid-State Circuits Magazine. USA, Vol.16, No.2, pp. 20-29, Spring 2024.

[7] SkyWater PDK Authors, "SkyWater SKY130 PDK," 2025, página web: https://skywater-pdk.readthedocs.io

[8] G. Laguna-Sanchez, "Packaged Enhanced Post's Machine," 2025, repositorio gitHub: https://github.com/galaguna/Packaged_Enhanced_Posts_Machine.git

[9] M. Venn, "Tiny Tapeout > Tech specs > GPIO pins," 2025, página web: https://tinytapeout.com/specs/gpio/

[10] M. Venn, "Tiny Tapeout Home Page," 2025, página web: https://tinytapeout.com/

[11] SkyWater PDK Authors, "SkyWater SKY130 PDK," 2025, página web: https://skywater-pdk.readthedocs.io

[12] M. Shalan and T. Edwards, "Building OpenLANE: A 130nm OpenROAD-based Tapeout- Proven Flow : Invited Paper," 2020 IEEE/ACM International Conference On Computer Aided Design (ICCAD), San Diego, CA, USA, 2020, pp. 1-6.

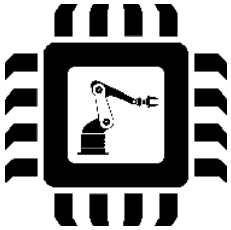
[13] FOSSi Foundation, "cocotb," 2025, página web: https://www.cocotb.org/

[14] U. Shaked, "Tiny Tapeout Verilog Project Template," 2025, repositorio gitHub: https://github.com/TinyTapeout/ttsky-verilog-template

[15] Zero To ASIC Course, "Tiny Tapeout 5 - Getting your design ready to submit," 2023, Youtube: https://youtu.be/m62HLt4BjeA?si=5KUlR6bp21n5pl9n

Eje Temático

Aplicaciones en Robótica



AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Planificación de rutas en entornos dinámicos mediante A* y visión artificial en robots móviles

Esteban A. Zapirain
Departamento de Ingeniería Electrónica y Computación - ICyTE UNMdP
Mar del Plata, Argentina
estebanzapirain@fi.mdp.edu.ar

Walter A. Gemin
Departamento de Ingeniería Electrónica y Computación - ICyTE UNMdP
Mar del Plata, Argentina
agemin@fi.mdp.edu.ar

Rodrigo E. Russo
Departamento de Ingeniería Electrónica y Computación - ICyTE UNMdP
Mar del Plata, Argentina
rodrigo.e.russo@fi.mdp.edu.ar

Juan M. López
Departamento de Ingeniería Electrónica y Computación - ICyTE UNMdP
Mar del Plata, Argentina
juanml@fi.mdp.edu.ar

Juan I. Pastore
Departamento de Ingeniería Electrónica y Computación - ICyTE UNMdP
Mar del Plata, Argentina
jpastore@fi.mdp.edu.ar

Melisa G. Kuzman
Departamento de Ingeniería Electrónica y Computación - ICyTE UNMdP
Mar del Plata, Argentina
melisakuzman@fi.mdp.edu.ar

***Resumen* — La navegación autónoma en entornos cambiantes es un problema central en robótica móvil. Este trabajo presenta una metodología basada en visión por computadora y el algoritmo A* para la planificación dinámica de trayectorias. A partir de una imagen capturada por una cámara fija, se construye una representación del entorno en forma de cuadrícula, identificando obstáculos, así como la posición y orientación del robot. Sobre esta representación se ejecuta el algoritmo A*, determinando la mejor ruta hacia el destino. Cada vez que el robot alcanza una celda objetivo, el proceso se repite con información actualizada, permitiendo adaptarse a cambios en tiempo real. Esta solución resulta eficiente, de bajo costo computacional y escalable a escenarios con múltiples robots.**

Palabras clave* — *planificación de rutas, algoritmo A*, robótica móvil, entorno dinámico, visión por computadora.

I. Introducción

La planificación de rutas consiste en llevar a un robot móvil desde una posición inicial a una final, evitando obstáculos y minimizando un cierto costo asociado, como la distancia recorrida, el consumo de energía o el tiempo de desplazamiento. Cuando el entorno en el que opera el robot contiene obstáculos estáticos, la planificación puede realizarse fuera de línea antes de comenzar el movimiento. Sin embargo, en entornos dinámicos —como ocurre frecuentemente en centros logísticos, fábricas inteligentes o laboratorios de investigación— es necesario que el sistema replantee la trayectoria en tiempo real [1][2].

Este desafío ha sido abordado desde múltiples enfoques en los últimos años. Algunas estrategias se basan en algoritmos bioinspirados como algoritmos genéticos o de enjambre [3][4], mientras que otras combinan planificación estática con mecanismos de replanificación reactiva [5][6]. No obstante, muchas de estas soluciones implican un costo computacional elevado o requieren sensores complejos para la percepción del entorno, lo cual limita su implementación práctica en sistemas de bajo costo o hardware embebido.

En este trabajo se propone una solución basada en el algoritmo A* [7], ejecutado de forma periódica en función de la información del entorno obtenida a través de una cámara web. La escena capturada se procesa mediante técnicas de visión por computadora para detectar obstáculos y la posición/orientación del robot, utilizando una cuadrícula que discretiza el espacio de trabajo. A partir de esta representación, el sistema aplica el algoritmo A* para determinar la mejor trayectoria hasta el destino, indicando al robot la siguiente celda a la que debe moverse. Una vez que el robot completa ese movimiento, se repite el proceso con información actualizada, lo que permite una navegación adaptativa y en tiempo real.

Este enfoque tiene varias ventajas: es simple de implementar, ejecutable en sistemas embebidos de bajo costo, y escalable a múltiples robots interactuando en el mismo entorno. Su diseño está orientado a aplicaciones educativas, de investigación o automatización ligera, donde se requiere flexibilidad y respuesta ante condiciones dinámicas sin recurrir a infraestructuras complejas.

II. Desarrollo

A. Entorno de Trabajo

Para las pruebas experimentales se utilizó una cámara web montada sobre un arco metálico, ubicada a una altura de 90 cm respecto al suelo. En esta configuración, la cámara capta un área de trabajo de aproximadamente 130 × 100 cm, que constituye la zona observada y procesada (véase Fig. 1). La resolución de la cámara utilizada es de 320 × 240 píxeles.

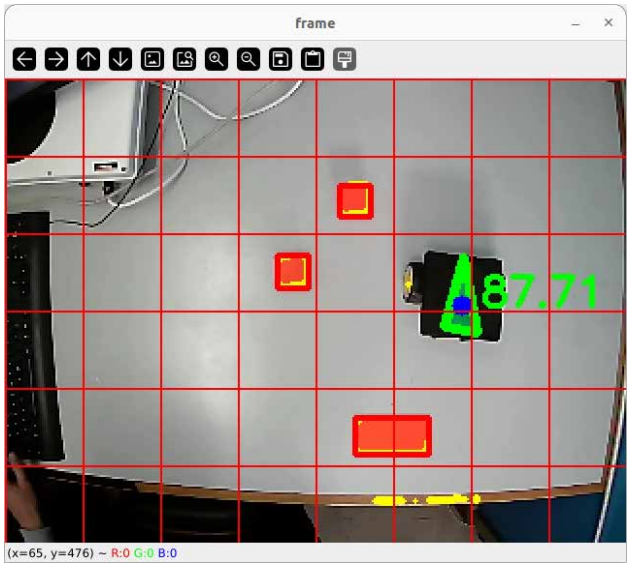


Fig. 1. Área de trabajo

Con el fin de facilitar el procesamiento de la imagen y la planificación de rutas, el área de trabajo fue dividida en una cuadrícula de 8 × 6 celdas, distribuidas uniformemente. Cada

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

celda fue enumerada siguiendo un patrón que permite su identificación unívoca, tal como se ilustra en la Fig. 2. Esta representación discreta del entorno permite aplicar algoritmos de búsqueda como A*, mapeando posiciones físicas reales a coordenadas lógicas dentro de la cuadrícula.

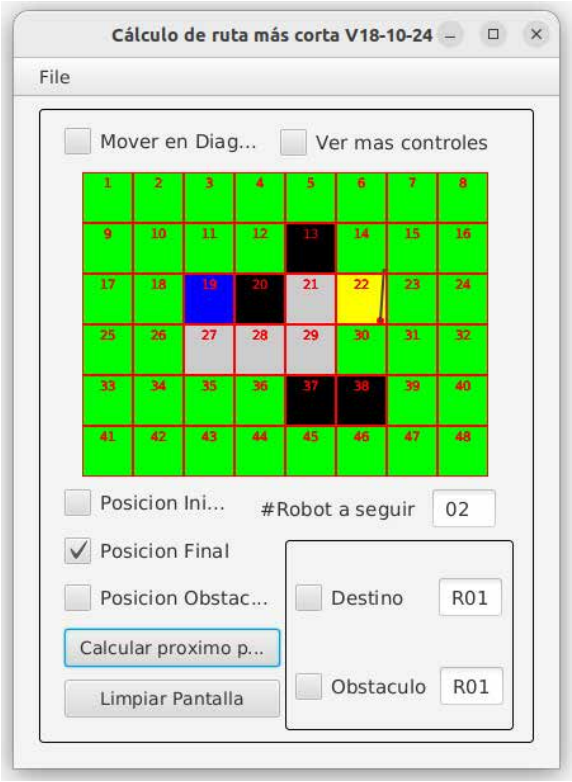


Fig. 2. Cuadrícula del área de trabajo

B. *Detección de obstáculos*

El entorno de trabajo es observado en tiempo real mediante la cámara mencionada anteriormente. A partir de la imagen capturada, se realiza un procesamiento mediante técnicas de visión por computadora para identificar la presencia de obstáculos.

Los obstáculos son marcados con un color distintivo (por ejemplo, naranja) que permite su segmentación mediante filtrado por umbral en el espacio de color HSV. Una vez binarizada la imagen, se detectan los contornos correspondientes y se determina su ubicación dentro de la cuadrícula previamente definida.

Cada celda que contiene al menos un píxel perteneciente a un contorno de obstáculo se considera ocupada y, por lo tanto, no transitable por el robot. Esta información se utiliza como entrada para el algoritmo de planificación de rutas.

C. *Representación del robot*

El robot móvil es identificado visualmente en el área de trabajo mediante un marcador distintivo de forma triangular y color verde, lo que permite su detección mediante los mismos mecanismos de filtrado por color y contornos. A partir de la forma del triángulo, se obtiene no solo la posición del robot dentro de la cuadrícula, sino también su orientación (ángulo respecto al eje horizontal).

Este enfoque permite al sistema conocer la celda actual del robot, así como su dirección de movimiento, lo cual resulta útil para ajustar las instrucciones de desplazamiento y para planificar trayectorias que consideren maniobras más eficientes.

D. *Implementación del algoritmo A**

El algoritmo A* se implementó para calcular la ruta óptima desde la celda actual del robot hasta una celda objetivo, evitando aquellas marcadas como ocupadas por obstáculos. La función de evaluación utilizada por el algoritmo combina el costo real desde el inicio hasta un nodo ($g(n)$) con una heurística que estima el costo restante hasta el objetivo ($h(n)$), utilizando como heurística la distancia de Manhattan, adecuada para entornos discretos con movimiento en cuatro direcciones.

Cada vez que el robot se desplaza a una nueva celda, se captura nuevamente la imagen del entorno, se actualiza el mapa de ocupación, y se vuelve a ejecutar el algoritmo A*. Esto permite adaptar dinámicamente la planificación ante la aparición de nuevos obstáculos o cambios en la posición de los existentes.

El resultado del algoritmo es una secuencia de celdas que el robot debe recorrer. En esta implementación, solo se transmite al robot la siguiente celda objetivo, simplificando el control de movimiento y permitiendo una ejecución más reactiva.

E. *Control del movimiento del robot*

Una vez determinada la siguiente celda objetivo mediante el algoritmo A*, se calcula el vector de desplazamiento desde la posición actual del robot hacia dicha celda. A partir de este vector y de la orientación actual del robot (obtenida por la detección del triángulo), se determina el giro necesario y el avance correspondiente para alcanzar la nueva posición.

El robot recibe instrucciones en forma de comandos simples: giro a la izquierda, giro a la derecha, avance o detenerse. Estas órdenes son transmitidas a través de una interfaz de comunicación inalámbrica y ejecutadas por un microcontrolador embebido que controla los motores del robot.

El sistema no asume movimientos perfectos, por lo que una vez ejecutado el movimiento hacia una celda, se captura nuevamente la imagen del entorno y se recalcula la trayectoria. Este enfoque permite corregir desviaciones, adaptarse a interferencias externas y responder ante la aparición de nuevos obstáculos en tiempo real.

Este control reactivo, combinado con la planificación periódica, otorga robustez al sistema sin requerir sensores de posición adicionales ni una navegación totalmente inercial o autónoma.

F. *Diagrama de flujo*

La Figura 3 muestra el diagrama de flujo correspondiente al proceso de navegación autónoma implementado en este trabajo. En él se representa la secuencia completa de pasos necesarios para la planificación dinámica y ejecución del movimiento del robot en tiempo real.

El ciclo comienza con la captura de imagen del entorno mediante una cámara montada en una posición cenital. A partir de esta imagen, se realiza el procesamiento mediante la biblioteca OpenCV para detectar y localizar los objetos relevantes del entorno: el robot y los obstáculos. La detección se basa en el análisis de color, permitiendo identificar no solo las posiciones (en coordenadas de celda) sino también el ángulo de orientación del robot.

Una vez obtenidos estos datos, se utilizan como entrada del algoritmo A*, el cual calcula la ruta óptima (mínimo costo) hasta el destino. Sin embargo, para favorecer la

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

replanificación dinámica y reducir la latencia, de esta secuencia solo se selecciona la meta inmediata: la celda siguiente hacia la cual debe desplazarse el robot, junto con la orientación deseada.

Con esta información, el sistema genera los comandos de control para los motores del robot, indicando velocidades y sentido de giro, y los envía mediante el protocolo MQTT. Una vez alcanzada la meta inmediata, el proceso completo se reinicia con una nueva captura de imagen, permitiendo así la adaptación continua ante cambios en el entorno.

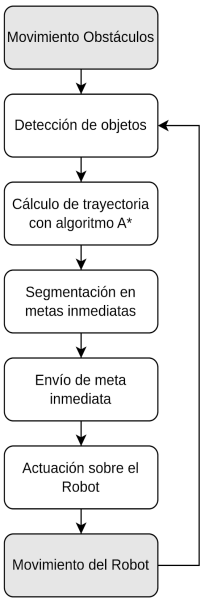


Fig. 3. Diagrama de flujo general

III. Resultados

Las pruebas experimentales se llevaron a cabo en el entorno descripto en la sección 3, con diferentes configuraciones de obstáculos y destinos. El sistema fue evaluado en términos de su capacidad para generar rutas válidas, adaptarse a cambios en el entorno, y mantener un bajo tiempo de cómputo en cada iteración.

A. Tiempo de cómputo

El algoritmo A* se ejecutó en una Raspberry Pi 400, equipada con un microprocesador Broadcom BCM2711 quad-core Cortex-A72 (ARM v8) de 64 bits a 1.8 GHz y 4 GB de memoria RAM LPDDR4-3200. Esta unidad fue responsable de ejecutar todos los procesos del sistema en tiempo real, incluyendo:

- El procesamiento de imágenes capturadas por la cámara.
- El cálculo de trayectorias mediante el algoritmo A*.
- La interfaz de usuario.
- La gestión del sistema de control a través de ROS (Robot Operating System).
- La comunicación inalámbrica con el robot mediante el protocolo MQTT (Message Queuing Telemetry Transport).

A pesar de sus especificaciones modestas en comparación con sistemas de escritorio, la Raspberry Pi 400 fue capaz de ejecutar todos estos procesos de manera fluida. El tiempo promedio requerido para una iteración completa del ciclo (captura de imagen, segmentación de obstáculos, detección del robot, cálculo de trayectoria y emisión de comandos) fue de aproximadamente 80 a 100 milisegundos, lo cual representa un tiempo despreciable frente a los tiempos mecánicos de movimiento del robot.

B. Adaptación al entorno

Durante las pruebas se introdujeron obstáculos nuevos mientras el robot se desplazaba hacia su objetivo. El sistema fue capaz de detectar dichos cambios en el entorno, invalidar rutas previamente calculadas y generar nuevas trayectorias de forma automática, sin intervención externa. Esto se logró gracias a la ejecución periódica del algoritmo A* en cada paso del robot, permitiendo una navegación adaptativa en tiempo real.

C. Precisión del movimiento

La orientación del robot se mantuvo dentro de un margen aceptable de error al utilizar detección visual basada en la forma triangular. Si bien pequeñas desviaciones angulares pueden afectar la precisión a largo plazo, el recalculo periódico de la trayectoria permite corregir estos errores acumulativos sin necesidad de sensores adicionales de posicionamiento o navegación inercial.

D. Escenarios probados

Se ensayaron distintos escenarios, incluyendo:

- Entorno libre de obstáculos (trayectoria directa).
- Obstáculos estáticos en el trayecto (recalculo con desvíos).
- Obstáculos que aparecen durante el movimiento (replanificación dinámica).

En todos los casos, el sistema logró llevar al robot al destino deseado, sin colisiones y con trayectorias eficientes.

IV. Conclusiones

Este trabajo presentó una solución práctica y eficiente para la planificación de rutas dinámicas en entornos observados mediante visión artificial. La combinación del algoritmo A* con una estrategia de replanificación periódica permitió al robot adaptarse en tiempo real a cambios en el entorno, garantizando trayectorias seguras y eficientes.

Entre las principales ventajas del enfoque propuesto se destacan:

- Bajo costo computacional, adecuado para sistemas de hardware limitado.
- Robustez ante cambios en el entorno, gracias a la detección visual y replanificación continua.
- Simplicidad de implementación, sin necesidad de sensores de navegación costosos.

Las pruebas experimentales demostraron que el sistema es capaz de operar de forma estable y confiable en una variedad de escenarios, incluyendo la aparición inesperada de obstáculos. Esta solución resulta especialmente atractiva para entornos controlados como almacenes, laboratorios o entornos educativos.

Como líneas de trabajo futuro se propone:

- Incorporar marcadores planares (fiduciales) para mejorar la precisión en la identificación y seguimiento de objetos en espacios tridimensionales, facilitando una detección más

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

robusta ante oclusiones o variaciones de iluminación.

- Explorar estrategias de planificación multirobot, permitiendo la coordinación simultánea de varios agentes móviles en el mismo entorno, con replanificación colaborativa ante interferencias o conflictos de trayectorias.
- Implementar un sistema de gestión de tareas, como el traslado de cargas o elementos entre posiciones dentro del área de trabajo, integrando aspectos de logística interna y asignación dinámica de objetivos.

REFERENCIAS

[1] J. P. van den Berg and M. H. Overmars, "Roadmap-based motion planning in dynamic environments," 2004 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS), Sendai, Japan, 2004, pp. 1598–1605, vol. 2, doi: 10.1109/IROS.2004.1389624.

[2] S. Koenig and M. Likhachev, "D* Lite," in Proceedings of the AAAI Conference on Artificial Intelligence, 2002.

[3] A. Tuncer and M. Yildirim, "Dynamic path planning of mobile robots with improved genetic algorithm," Computers & Electrical Engineering, vol. 38, no. 6, pp. 1564–1572, 2012.

[4] A. T. Mathew, A. Paul, A. Rojan and A. Thomas, "Implementation of Swarm Intelligence Algorithms for Path Planning," Journal of Physics: Conference Series, vol. 1831, no. 1, 2021, doi: 10.1088/1742-6596/1831/1/012008.

[5] D. Lin, B. Shen, Y. Liu, F. E. Alsaadi and A. Alsaedi, "Genetic algorithm-based compliant robot path planning: an improved bi-RRT-based initialization method," Assembly Automation, vol. 37, no. 3, pp. 301–309, 2017.

[6] Y. C. Pradeep, Z. Ming, M. Del Rosario and P. C. Y. Chen, "Human-inspired robot navigation in unknown dynamic environments," 2016 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation (ICMA), Harbin, China, 2016, pp. 971–976, doi: 10.1109/ICMA.2016.7558694.

[7] P. E. Hart, N. J. Nilsson and B. Raphael, "A Formal Basis for the Heuristic Determination of Minimum Cost Paths," IEEE Transactions on Systems Science and Cybernetics, vol. 4, no. 2, pp. 100–107, 1968, doi: 10.1109/TSSC.1968.300136.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Control PID asintóticamente estable aplicado a un péndulo

1st Marvin Eduardo Méndez García
Maestría en Ciencias de la Electrónica
Opción en Automatización
Facultad de Ciencias de la Electrónica, BUAP
Puebla, México
mg224470179@alm.buap.mx

2nd José Fernando Reyes Cortés
Maestría en Ciencias de la Electrónica
Opción en Automatización
Facultad de Ciencias de la Electrónica, BUAP
Puebla, México
fernando.reyes@correo.buap.mx

3rd José Eligio Moisés Gutiérrez Arias
Maestría en Ciencias de la Electrónica
Opción en Automatización
Facultad de Ciencias de la Electrónica, BUAP
Puebla, México
jose.gutierrez@correo.buap.mx

4th Pablo Sánchez Sánchez
Maestría en Ciencias de la Electrónica
Opción en Automatización
Facultad de Ciencias de la Electrónica, BUAP
Puebla, México
pablo.sanchez@correo.buap.mx

***Abstract*—En el presente trabajo de investigación se propone una nueva función candidata de Lyapunov para la ecuación lazo cerrado entre un péndulo y un regulador tipo PID lineal con ganancias constantes con el fin de analizar la estabilidad asintótica global del punto de equilibrio de la ecuación lazo cerrado. El desempeño del sistema es analizado mediante resultados de simulación.**

***Index Terms*—reguladores PID, función de Lyapunov, estabilidad asintótica global, péndulo.**

I. Introducción

En la actualidad los reguladores clásicos PD y PID son los esquemas más recurridos en los temas de investigación en diversas áreas de la ingeniería, incluyendo el área de control automático; además estos dos reguladores se encuentran estrechamente relacionados debido a que el PID surge con la necesidad de mejorar el desempeño mostrado por el PD, esta optimización es plausible de manera significativa en el estado estacionario, en donde el error de posición no converge al cero, este efecto lleva el nombre de "offset" y provoca que las variables de estado de la ecuación en lazo cerrado (error de posición y velocidad de movimiento), no lleguen a converger a cero. Debido a la problemática anterior se agrega una nueva variable de estado, la cual es determinada por la acción de control integral y además tiene la finalidad de inyectar energía mecánica al sistema, con el propósito de disminuir lo más posible al error en estado estacionario. También es relevante mencionar que el mismo control integral modifica el estado transitorio al igual que su homólogo derivativo; sin embargo, el principal beneficio es aplicado al estado estacionario, al disminuir el valor de la magnitud del error de posición. Un problema de gran relevancia respecto al análisis de estabilidad el regulador PID lineal y que hoy en día todavía persiste, este inconveniente es que no se ha podido demostrar la estabilidad asintótica global del punto de equilibrio de la ecuación en lazo cerrado en robots manipuladores de n grados de libertad (gdl) [1], [2], [3], [4], [7]. Estas son las razones por las que en este trabajo de investigación se aborda como caso de estudio un problema menor, pero el cual no demerita su relevancia en la área de automatización; por ejemplo aplicado a un sistema lagrangiano péndulo. El objetivo principal es construir una nueva propuesta sobre la estructura de la función estricta de Lyapunov, la cual permita facilitar el análisis de estabilidad de asintótica de manera global.

II. Modelo dinámico del péndulo

Para obtener el desarrollo analítico del modelo dinámico del sistema dinámico de un gdl se toma en cuenta la configuración del péndulo como un sistema del tipo lagrangiano [5], [6], [7]; para visualizar de una mejor manera el sistema a analizar y la posición de casa adoptada se tiene la Figura 1. Para desarrollar y obtener la expresión final del modelo dinámico se emplea la siguiente metodología Euler-Lagrange:

$$\tau = \mathcal{I}_p \ddot{q} + b\dot{q} + \mathrm{m}gl_c \mathrm{sen}(q) \tag{1}$$

donde:

- $\mathcal{I}_p = \mathrm{m}l_c^2 + \mathcal{I}_{zz}$: es el momento de inercia del péndulo, formado por el momento de inercia del rotor $\mathcal{I}_{zz}$, en adición al momento de inercia de la barra metálica $\mathrm{m}l_c^2$.
- m: masa.
- l_c: centro de masa.
- g: constante de aceleración gravitacional 9.81 m/seg^2.
- b: coeficiente de fricción viscosa.
- q: posición articular.
- $\dot{q}$: velocidad articular.
- $\ddot{q}$: aceleración articular.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

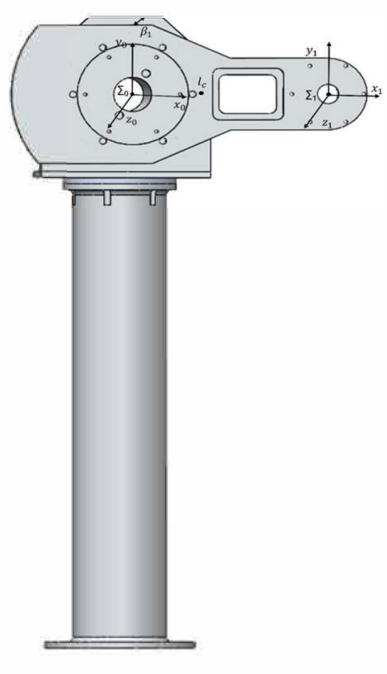


Fig. 1. Posición dinámica del sistema dinámico lagrangiano péndulo.

III. Estructura del regulador PID

Para la elección de la estructura del regulador PID se opta por una clásica, la cual se puede observar en la siguiente expresión:

$$\tau = k_p\tilde{q} + k_i\int_0^t \tilde{q}(\sigma)d\sigma - k_v\dot{q} + \mathrm{mg}l_c\mathrm{sen}(q) \tag{2}$$

donde:

- $k_p \in \mathbb{R}_+$: ganancia proporcional.
- $k_i \in \mathbb{R}_+$: es la ganancia integral.
- $k_v \in \mathbb{R}_+$: ganancia derivativa.
- $\tilde{q} \in \mathbb{R}$: el error de posición, definido como la diferencia entre la posición deseada q_d y la posición q del péndulo.

Igualando la ecuación (1) y la (2), además despejando a la variable $\ddot{q}$ se llega a la siguiente relación:

$$\ddot{q} = \frac{1}{\mathcal{I}_p}\left[k_p\tilde{q} + k_i\int_0^t \tilde{q}(\sigma)d\sigma - (k_v\dot{q} + b)\right] \tag{3}$$

Seleccionando las variables de estados adecuadas $(\tilde{q}, \dot{q}, \epsilon)$, se tiene la siguiente representación matricial:

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\tilde{q}\\ \dot{q}\\ \epsilon\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}-\dot{q}\\ \frac{1}{\mathcal{I}_p}[k_p\tilde{q} + k_i\epsilon - (b+k_v)\dot{q}]\\ \tilde{q}\end{bmatrix} \tag{4}$$

donde:

- ϵ: es la variable de estado debido a la integral; y $\epsilon(0)$ su respectiva condición inicial.

$$\epsilon(t) = \int_0^t \tilde{q}(\sigma)d\sigma \pm \epsilon(0) \tag{5}$$

Es de suma relevancia mencionar que la integral del error en el estado estacionario tiende a una constante diferente de cero (c), esto se una consecuencia directa de la disminución del error. Dicha constante de integración solo es posible conocer su valor hasta que el sistema alcance su estado estacionario.

Tomando en cuenta lo anterior el punto de equilibrio de la ecuación de lazo cerrado (4) tiene el siguiente punto de equilibrio $\begin{bmatrix}\tilde{q} & \dot{q} & \epsilon\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}0 & 0 & c\end{bmatrix}$, el cual no corresponde al origen de las variables de estado $\mathbf{0} \in \mathbb{R}^3$; para resolver este inconveniente se realiza un traslado hacia el origen, por lo que se establece una nueva variable de estado; en la ecuación (6) se define a esta variable.

$$\overset{*}{\epsilon} = \int_0^t \tilde{q}(\sigma)d\sigma = \epsilon(t) - c \tag{6}$$

Calculando la derivada temporal de la ecuación (6), se obtiene la expresión (7)

$$\frac{d}{dt}\overset{*}{\epsilon} = \epsilon(t) = \tilde{q} \tag{7}$$

Ahora la representación matricial de la ecuacion de lazo cerrado conformada por el péndulo y el regulador PID y aplicando el cambio de variable de estado es la siguiente:

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\tilde{q}\\ \dot{q}\\ \overset{*}{\epsilon}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}0 & -1 & 0\\ \frac{k_p}{\mathcal{I}_p} & -\frac{b+k_v}{\mathcal{I}_p} & \frac{k_i}{\mathcal{I}_p}\\ 1 & 0 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\tilde{q}\\ \dot{q}\\ \overset{*}{\epsilon}\end{bmatrix} \tag{8}$$

IV. Función de Lyapunov propuesta

En la sección anterior se obtuvo la representación matricial del lazo cerrado del sistema que se está estudiando, ahora en este apartado se procede a desarrollar el análisis de estabilidad asintóticamente global del punto de equilibrio de la ecuación ya mencionada. Para lograr este propósito se propone ua función candidata de Lyapunov. La estructura establecida está compuesta por los términos cuadráticos de las tres variables de estado de la ecuación (8), a estas se les agregan productos cruzados entre las variables de estado, los cuales se normalizan de forma conveniente. La ecuación candidata se presenta a continuación:

$$\begin{aligned}\mathcal{V}(\tilde{q},\dot{q},\overset{*}{\epsilon}) = \frac{1}{2}\mathcal{I}_p\dot{q}^2 + \frac{1}{2}k_p\tilde{q}^2 + \frac{1}{2}k_i\overset{*}{\epsilon}^2 - \mathcal{I}_p\dot{q}\overset{*}{\epsilon}\frac{\alpha_0}{1+\overset{*}{\epsilon}^2}\\ - \mathcal{I}_p\dot{q}\tilde{q}\frac{\alpha_1}{1+\tilde{q}^2} - \mathcal{I}_p\overset{*}{\epsilon}\tilde{q}\frac{\alpha_2}{1+\tilde{q}^2}\end{aligned} \tag{9}$$

Se puede notar que en la ecuación (9) se tienen las constantes $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2 \in \mathbb{R}_+$ son constantes positivas las cuales fungen de constantes auxiliares en el desarrollo matemático en el análisis de estabilidad, esto quiere decir que solo es necesario demostrar que estas constantes existen y no se requiere conocer sus valores numéricos.

Para demostrar que la función es asintóticamente estable se utiliza el criterio de Sylvester, el cual establece que dada una función cuadrática con la siguiente estructura $\mathcal{V}(\boldsymbol{x}) = \boldsymbol{x}^T P\boldsymbol{x}$,

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

donde P es una matriz cuadrada $P \in \mathbb{R}^{n\times n}$, en este caso particular $n = 3$, debe satisfacer una serie de condiciones para demostrar que la matriz P es definida positiva, esto es $P > 0$; y por lo tanto la función cuadrática $\mathcal{V}(\boldsymbol{x}) > 0$.
Para poder utilizar el criterio de Sylvester es necesario obtener la representación matricial de la función (9), la cual se presenta a continuación:

$$\mathcal{V}(\tilde{q},\dot{q},\overset{*}{\epsilon}) = \frac{1}{2}\begin{bmatrix}\tilde{q} & \dot{q} & \overset{*}{\epsilon}\end{bmatrix} P \begin{bmatrix}\tilde{q}\\ \dot{q}\\ \overset{*}{\epsilon}\end{bmatrix} \tag{10}$$

donde P es una matriz simétrica con la siguiente estructura:

$$P = \begin{bmatrix} k_p & -\frac{\mathcal{I}_p}{2}\frac{\alpha_2}{1+\tilde{q}^2} & -\frac{\mathcal{I}_p}{2}\frac{\alpha_1}{1+\tilde{q}^2} \\ -\frac{\mathcal{I}_p}{2}\frac{\alpha_2}{1+\tilde{q}^2} & k_i & -\frac{\mathcal{I}_p}{2}\frac{\alpha_0}{1+\overset{*}{\epsilon}^2} \\ -\frac{\mathcal{I}_p}{2}\frac{\alpha_1}{1+\tilde{q}^2} & -\frac{\mathcal{I}_p}{2}\frac{\alpha_0}{1+\overset{*}{\epsilon}^2} & \mathcal{I}_p \end{bmatrix} \tag{11}$$

Una vez se tiene la estructura de la matriz P se debe cumplir las siguientes condiciones [7]:

- La matriz P de la ecuación (10) obtenida de la expresión cuadrática (9) debe cumplir que $P = P^T$.
- El primer elemento de la matriz $P \in \mathbb{R}^{3\times3}$ debe ser positivo, $p_{11} > 0$.
- Los determinantes menores principales de la matriz $P \in \mathbb{R}^{3\times3}$ deben ser definidos positivos.
- El determinante principal de la matriz $P \in \mathbb{R}^{3\times3}$ tiene que ser definido positivo.

Una vez que se tienen las condiciones que se deben satisfacer se procede a demostrar que la función propuesta (9) las cumple.

A. Primera condición

A simple vista de puede ver que la matriz de la expresión es igual a su transpuesta, por lo que se cumple la primera condición.

B. Segunda condición

De igual manera la demostración de este apartado resulta trivial ya que, por diseño k_p es una constante definida positiva $k_p \in \mathbb{R}_+$ por ende $p_{11} > 0$.

C. Tercera condición

En este apartado se dividen en tres secciones las relaciones obtenidas a partir de los tres determinantes menores de la matriz $P \in \mathbb{R}^{3\times3}$.

1) Determinante menor con índices {1,2}: El determinante menor se obtiene de la siguiente manera:

$$\begin{vmatrix} k_p & -\frac{\mathcal{I}_p}{2}\frac{\alpha_2}{1+\tilde{q}^2} \\ -\frac{\mathcal{I}_p}{2}\frac{\alpha_2}{1+\tilde{q}^2} & k_i \end{vmatrix} = k_p k_i - \left(-\frac{\mathcal{I}_p}{2}\frac{\alpha_2}{1+\tilde{q}^2}\right)^2 \tag{12}$$

A partir de la expresión anterior se obtiene la siguiente relación:

$$4\frac{k_p k_i}{\mathcal{I}_p^2} > \frac{\alpha_2^2}{\left(1+\tilde{q}^2\right)^2} > 0 \tag{13}$$

2) Determinante menor con índices {1,3}: Este determinante se calcula como:

$$\begin{vmatrix} k_p & -\frac{\mathcal{I}_p}{2}\frac{\alpha_1}{1+\tilde{q}^2} \\ -\frac{\mathcal{I}_p}{2}\frac{\alpha_1}{1+\tilde{q}^2} & \mathcal{I}_p \end{vmatrix} = k_p\mathcal{I}_p - \left(-\frac{\mathcal{I}_p}{2}\frac{\alpha_1}{1+\tilde{q}^2}\right)^2 \tag{14}$$

Lo que conlleva a la siguiente relación:

$$4\frac{k_p}{\mathcal{I}_p} > \frac{\alpha_1^2}{\left(1+\tilde{q}^2\right)^2} > 0 \tag{15}$$

3) Determinante menor con índices 2,3: Finalmente el último determinante menor es:

$$\begin{vmatrix} k_i & -\frac{\mathcal{I}_p}{2}\frac{\alpha_0}{1+\overset{*}{\epsilon}^2} \\ -\frac{\mathcal{I}_p}{2}\frac{\alpha_0}{1+\overset{*}{\epsilon}^2} & \mathcal{I}_p \end{vmatrix} = k_i\mathcal{I}_p - \left(-\frac{\mathcal{I}_p}{2}\frac{\alpha_0}{1+\overset{*}{\epsilon}^2}\right)^2 \tag{16}$$

Obteniendo la siguiente relación:

$$4\frac{k_i}{\mathcal{I}_p^2} > \frac{\alpha_0^2}{\left(1+\overset{*}{\epsilon}^2\right)^2} > 0 \tag{17}$$

Con las relaciones obtenidas con anterioridad se consigue demostrar la existencia de las constantes $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2$, ya que, estás se encuentran en un intervalo bien definido delimitado por una cota superior constante; por lo que se demuestra y satisface que todos los determinantes menores de la matriz $P \in \mathbb{R}^{3\times3}$ son definidos positivos.

D. Cuarta condición

Calculando el determinante principal de la matriz P se obtiene la siguiente desigualdad, la cual de cumplirse garantiza que este es positivo:

$$\begin{aligned}\det(P) =& k_p k_i \mathcal{I}_p - \frac{k_p\mathcal{I}_p^2}{4}\frac{\alpha_0^2}{\left(1+\overset{*}{\epsilon}^2\right)^2} - \frac{\mathcal{I}_p^3}{4}\frac{\alpha_2^2}{\left(1+\tilde{q}^2\right)^2} \\ & - \frac{\mathcal{I}_p^3}{4}\frac{\alpha_0\alpha_1\alpha_2}{\left(1+\overset{*}{\epsilon}^2\right)\left(1+\tilde{q}^2\right)^2} - \frac{k_i\mathcal{I}_p^2}{4}\frac{\alpha_1^2}{\left(1+\tilde{q}^2\right)^2} > 0\end{aligned} \tag{18}$$

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Haciendo el correspondiente manejo de los términos se obtiene la siguiente relación:

$$\frac{4k_pk_i}{\mathcal{I}_p^2} > \frac{\alpha_2^2}{\left(1+\tilde{q}^2\right)^2} + \frac{k_p}{\mathcal{I}_p}\frac{\alpha_0^2}{\left(1+\overset{*}{\epsilon}^2\right)^2} + \frac{\alpha_0\alpha_1\alpha_2}{\left(1+\overset{*}{\epsilon}^2\right)\left(1+\tilde{q}^2\right)^2} + \frac{k_i}{\mathcal{I}_p}\frac{\alpha_1^2}{\left(1+\tilde{q}^2\right)^2} \tag{19}$$

Se puede notar que la expresión (19) tiene los mismos términos en su cota superior que en la homóloga de la ecuación (12), además el primer elemento de la desigualdad de le relación (19) es idéntico al lado derecho de (12). Estos hechos producen la siguiente desigualdad:

$$\frac{4k_pk_i}{\mathcal{I}_p^2} > \frac{\alpha_2^2}{\left(1+\tilde{q}^2\right)^2} + \frac{k_p}{\mathcal{I}_p}\frac{\alpha_0^2}{\left(1+\overset{*}{\epsilon}^2\right)^2} + \frac{\alpha_0\alpha_1\alpha_2}{\left(1+\overset{*}{\epsilon}^2\right)\left(1+\tilde{q}^2\right)^2} + \frac{k_i}{\mathcal{I}_p}\frac{\alpha_1^2}{\left(1+\tilde{q}^2\right)^2} > \frac{\alpha_2^2}{\left(1+\tilde{q}^2\right)^2} \tag{20}$$

Se puede ver que la expresión (12) se encuentra autocontenida en la (19), la desigualdad (20) está acotada de forma superior e inferior por términos que siempre serán positivos, por lo que el determinante principal también, cumpliendo con el último criterio de Sylvester.

Ya se ha demostrado que la función (9) es definida positiva siempre y cuando se cumplan las relaciones ya establecidas con anterioridad. Por lo que ahora se procede a demostrar que la derivada de la función (9) es definida negativa. El primer paso es calcular la derivada temporal, la cual tiene la siguiente estructura:

$$\begin{aligned}\dot{\mathcal{V}}(\tilde{q},\dot{q},\epsilon) =& 2k_i\epsilon\dot{q} - (b+k_v)\,\dot{q}^2 - \Big(\frac{\alpha_0}{1+\epsilon^2}\epsilon\tilde{q}k_p + \frac{\alpha_0}{1+\epsilon^2}k_i\epsilon^2 \\ &- \frac{\alpha_0}{1+\epsilon^2}(b+k_v)\,\dot{q}\epsilon + \frac{\alpha_0}{1+\overset{*}{\epsilon}^2}\mathcal{I}_p\dot{q}^2 - 2\alpha_0\mathcal{I}_p\dot{q}^2 \\ &+ \frac{\alpha_1}{1+\tilde{q}^2}\tilde{q}^2k_p + \frac{\alpha_1}{1+\tilde{q}^2}\tilde{q}\overset{*}{\epsilon}k_i - \frac{\alpha_1}{1+\tilde{q}^2}\tilde{q}\,(b+k_v)\,\dot{q} \\ &- \frac{\alpha_1}{1+\tilde{q}^2}\mathcal{I}_p\dot{q}^2 + 2\alpha_1\mathcal{I}_p\dot{q}^2 + \frac{\alpha_2}{1+\tilde{q}^2}\mathcal{I}_p\dot{q}\tilde{q} \\ &- \frac{\alpha_2}{1+\tilde{q}^2}\mathcal{I}_p\overset{*}{\epsilon}\dot{q} + 2\alpha_2\mathcal{I}_p\overset{*}{\epsilon}\dot{q}\Big)\end{aligned} \tag{21}$$

En donde se han sustituidos las siguientes variables: $\ddot{q} = \frac{1}{\mathcal{I}_p}\left(k_p\tilde{q} + k_i\epsilon - (b+k_v)\dot{q}\right)$, $\dot{\tilde{q}} = -\dot{q}$, $\dot{\epsilon} = \dot{q}$; además de una acotación establecida mediante la siguiente relación: $\frac{\tilde{q}^2}{(1+\tilde{q}^2)^2} < 1$; con estas consideraciones de tiene la siguiente función:

$$\dot{\mathcal{V}}(\dot{q},\tilde{q},\overset{*}{\epsilon}) = -\frac{1}{2}\begin{bmatrix}\dot{q} & \tilde{q} & \overset{*}{\epsilon}\end{bmatrix} Q \begin{bmatrix}\dot{q}\\ \tilde{q}\\ \overset{*}{\epsilon}\end{bmatrix} \tag{22}$$

Donde $Q \in \mathbb{R}^{3\times3}$ es una matriz simétrica conformada por los siguientes elementos:

- $q_{11} = (b+k_v) - \mathcal{I}_p\left(2\alpha_1 - \frac{\alpha_0}{1+\overset{*}{\epsilon}^2}\right)$.
- $q_{12} = q_{21} = -\frac{\alpha_2\mathcal{I}_p}{2(1+\tilde{q}^2)}$.
- $q_{13} = q_{31} = -k_i - \frac{\alpha_2\mathcal{I}_p}{2}\left(1 - \frac{1}{1+\tilde{q}^2}\right)$.
- $q_{22} = \frac{\alpha_1k_p}{1+\tilde{q}^2}$.
- $q_{23} = q_{32} = -\frac{\alpha_0k_p}{2(1+\overset{*}{\epsilon}^2)}$.
- $q_{33} = \frac{\alpha_0k_i}{1+\overset{*}{\epsilon}^2}$.

Debido a que se han factorizado todos los términos de la matriz Q, la única forma en que la función (22) sea definida negativa es que la matriz Q sea positiva; por lo que nuevamente se usa el criterio de Sylvester.

E. Primera condición

La primera condición se cumple ya que, la matriz $Q \in \mathbb{R}^{3\times3}$ es una función simétrica tal que, $Q = Q^T$.

F. Segunda condición

Para este caso, $q_{11} > 0$, para que esto sea cierto se debe cumplir la siguiente desigualdad:

$$\frac{(b+k_v)}{\mathcal{I}_p} > 2\alpha_1 - \frac{\alpha_0}{1+\overset{*}{\epsilon}} \tag{23}$$

G. Tercera conducción

1) Determinante menor con índices {1,2}: Se tiene que:

$$\begin{vmatrix}(b+k_v) - \mathcal{I}_p\left(2\alpha_1 - \frac{\alpha_0}{1+\overset{*}{\epsilon}^2}\right) & -\frac{\alpha_2\mathcal{I}_p}{2(1+\tilde{q}^2)} \\ -\frac{\alpha_2\mathcal{I}_p}{2(1+\tilde{q}^2)} & \frac{\alpha_1k_p}{1+\tilde{q}^2}\end{vmatrix} > 0 \tag{24}$$

A partir de la expresión anterior se obtiene la siguiente relación:

$$\frac{\alpha_1(b+k_v)}{\mathcal{I}_p} > 2\alpha_1 + \frac{\alpha_2^2\mathcal{I}_p}{4\alpha_1k_p(1+\tilde{q}^2)} - \frac{\alpha_0}{\alpha_1(1+\overset{*}{\epsilon}^2)} \tag{25}$$

2) Determinante menor con índices {1,3}: El determinante menor correspondiente es:

$$\begin{vmatrix}(b+k_v) - \mathcal{I}_p\left(2\alpha_1 - \frac{\alpha_0}{1+\overset{*}{\epsilon}^2}\right) & -k_i - \frac{\alpha_2\mathcal{I}_p}{2}\left(1 - \frac{1}{1+\tilde{q}^2}\right) \\ -k_i - \frac{\alpha_2\mathcal{I}_p}{2}\left(1 - \frac{1}{1+\tilde{q}^2}\right) & -\frac{\alpha_0k_i}{1+\overset{*}{\epsilon}^2}\end{vmatrix} > 0 \tag{26}$$

Y se obtiene la siguiente desigualdad:

$$\frac{b+k_v}{2k_i\mathcal{I}_p} - \frac{k_i}{2\mathcal{I}_p} > \alpha_2 + \frac{\alpha_2^2\mathcal{I}_p}{8k_i} - \frac{\alpha_0\alpha_1}{1+\overset{*}{\epsilon}^2} \tag{27}$$

3) Determinante menor con índices {2,3}: Por último, se tiene el siguiente determinante menor:

$$\begin{vmatrix}\frac{\alpha_1k_p}{1+\tilde{q}^2} & \frac{\alpha_0k_p}{2(1+\overset{*}{\epsilon}^2)} \\ \frac{\alpha_0k_p}{2(1+\overset{*}{\epsilon}^2)} & \frac{\alpha_0k_i}{1+\overset{*}{\epsilon}^2}\end{vmatrix} > 0 \tag{28}$$

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Lo que resulta en esta relación:

$$4\frac{k_i}{k_p} > \frac{\alpha_0(1+\tilde{q}^2)}{\alpha_1(1+\overset{*}{\epsilon}^2)} \tag{29}$$

4) Cuarta condición: El determinante principal tiene la siguiente estructura:

$$\begin{aligned}&\det(Q) = \\ &\Big[(b+k_v) - \mathcal{I}_p\Big(2\alpha_1 - \frac{\alpha_0}{1+\epsilon^{*2}}\Big)\Big]\Big(\frac{\alpha_1\alpha_0\, k_p\, k_i}{(1+\tilde{q}^2)(1+\epsilon^{*2})}\Big) \\ &\quad + \frac{\alpha_2\,\mathcal{I}_p}{2\,(1+\tilde{q}^2)}\Big(\frac{\alpha_2\,\mathcal{I}_p\,\alpha_0\,k_i}{2\,(1+\tilde{q}^2)(1+\epsilon^{*2})} - \frac{\alpha_0\,k_p}{2\,(1+\epsilon^{*2})}\Big(k_i + \frac{\alpha_2\,\mathcal{I}_p}{2}\Big)\Big) \\ &\quad + \Big(k_i + \frac{\alpha_2\,\mathcal{I}_p}{2}\Big)\Big(\frac{\alpha_2\,\mathcal{I}_p\,\alpha_0\,k_p}{4\,(1+\tilde{q}^2)(1+\epsilon^{*2})} \\ &+ \frac{\alpha_1\,k_p}{1+\tilde{q}^2}\Big(k_i + \frac{\alpha_2\,\mathcal{I}_p}{2}\Big)\Big) > 0\end{aligned} \tag{30}$$

Obteniendo la siguiente relación:

$$\begin{aligned}\frac{(b+k_v)k_p^2}{4} > &\frac{\alpha_0\alpha_2 k_i k_p}{(1+\tilde{q})(1+\overset{*}{\epsilon}^2)}\left((b+k_v) - \mathcal{I}_p\left(2\alpha_1 - \frac{\alpha_0}{1+\overset{*}{\epsilon}^2}\right)\right) \\ &+ \frac{\mathcal{I}_p k_p^2 \alpha_0^2}{4(1+\overset{*}{\epsilon}^2)^2}\mathcal{I}_p\left(2\alpha_1 - \frac{\alpha_0}{1+\overset{*}{\epsilon}^2}\right) \\ &+ \frac{\alpha_0\alpha_2^2\mathcal{I}_p^2 k_i}{4(1+\tilde{q}^2)^2(1+\overset{*}{\epsilon}^2)} + \frac{\alpha_1 k_p}{1+\tilde{q}^2}\left(k_i + \frac{\alpha_2\mathcal{I}_p}{2}\right)^2\end{aligned} \tag{31}$$

Una vez obtenidas todas las desigualdades a partir de las condiciones del criterio de Sylvester se tienen las condiciones necesarias para satisfacer a este criterio, lo que implica que la matriz es definida positiva siempre y cuando se cumplan las desigualdades, y por lo tanto la derivada de la función (9) es definida negativa. Entonces, queda demostrado que el punto de equilibrio de la ecuación en lazo cerrado es asintóticamente estable en forma global, conforme el tiempo evoluciona hacia infinito.

V. Resultados de la Simulación

Para realizar la simulación del sistema se considera que el robot tiene que moverse de una posición inicial (posición de casa) a un extremo final, el cual se encuentra a una distancia de 90° en términos de posición angular. Al momento de sintonizar las ganancias se ha procurado seleccionar valores que hagan que la fase transitoria de la ecuación en lazo cerrado (8) no presente sibre impulsos, oscilaciones al momento de que las variables de estado convergen al punto de equilibrio.
A continuación se procede a seleccionar los valores numéricos para sintonizar las ganancias, así como del mismo moda a las constantes involucradas en la ecuación lazo cerrado (8):

- $k_p = 0.75\left(\tanh(q_d) + \tanh(\tau^{\text{máx}})\right)$.
- $k_v = 0.17k_p$.
- $k_i = 0.01k_v$.
- m = 5 Kg.
- $l_c = 0.01$ m.
- g = 9.81 m/s^2.
- b = 0.15.
- $\mathcal{I}_{zz} = 0.16$.
- $\tau^{\text{máx}}$ = 15 Nm.

Una vez implementados los valores numéricos se realiza la simulación; en la Figura 2se tienen los resultados obtenidos, en donde se encuentran tres gráficas que corresponden a las variables de estado del sistema $\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\tilde{q} & \dot{q} & \overset{*}{\epsilon}\end{bmatrix}$. En la misma Figura 2 se puede notar que

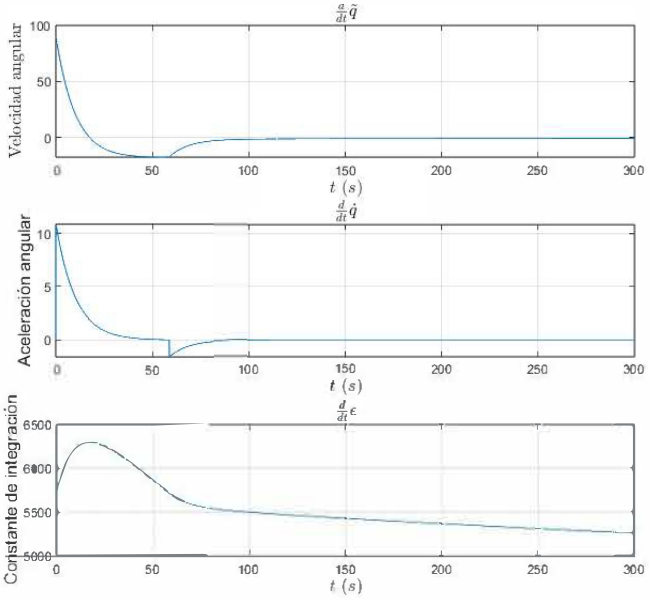


Fig. 2. Simulación de las variables de estado de la ecuación lazo cerrado.

en efecto las variables de estado tienden a su punto de equilibrio sin oscilaciones o sobre impulsos demasiado notorios en el estado transitorio, esto es $\begin{bmatrix}0 & 0 & c\end{bmatrix}$, esto es una consecuencia del buen desempeño del regulador y su respectiva estructura sintonizada.

VI. Conclusiones

En este trabajo se demostró rigurosamente la estabilidad asintótica global del punto de equilibrio del sistema en lazo cerrado formado por la dinámica del péndulo y un controlador PID. Un hallazgo fundamental fue establecer las condiciones (relaciones) que garantizan que la matriz Q (en la función de potencia mecánica) sea definida positiva, asegurando así que la función cuadrática asociada sea definida negativa. Estos resultados sientan las bases para extender esta metodología al control de robots de n grados de libertad y para investigar estructuras de control no lineales más avanzadas en trabajos futuros, con el objetivo de optimizar el desempeño del sistema.

References

[1] Ortega, Romeo and Romero, Jose Guadalupe and Borja, Pablo and Donaire, Alejandro. PID Passivity-Based Control of Nonlinear Systems with Applications. IEEE Press Wiley, 2021.
[2] Adriana Salinas, Javier Moreno and Rafael Kelly. A Family of Nonlinear PID-Like Regulators for a Class of Torque-Driven Robot Manipulators Equipped with Torque-Constrained Actuators. Advances in Mechanical Engineering, Vol. 8, No. 2, pp. 1–14, 2016.
[3] Marco Mendoza, Arturo Zavala, Víctor Santibáñez and Fernando Reyes. Output-Feedback Proportional Integral Derivative Type Control with Simple Tuning for the Global Regulation of Robot Manipulators with Input Constraints. The Institution of Engineering and Technology, pp. 1–10, 2015.
[4] Chandan Choubey and Jyoti Ohri. Tuning pf LQR-PID controller to control parallel manipulator. Neural Computing and Applications. No. 34. pp. 3283-3297. 2022.
[5] Spong, M. W., Hutchinson, S., and Vidyasagar, M. Robot Modeling and Control. John Wiley & Sons, Inc., New York, Chichester, Weinheim, Brisbane, Singapore, Toronto. 2006.
[6] R. Kelly y Víctor Santibáñez y Control de movimiento de Robots Manipuladores. Prentice-Hall, 2003.
[7] [7] R. Fernando. Robótica. Control de robots manipuladores. Segunda Edición. Alfaomega Grupo Editor.2024. 512-521.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Desarrollo de una Celda de Fabricación Flexible Didáctica, integrando operaciones de la Industria 4.0, para Formación e Investigación.

Elio Ruben Ogas
Laboratorio de Mecatrónica
FICA - UNSL
Villa Mercedes, San Luis, Argentina
ogaselio@gmail.com

Gabriel Iglesias
Laboratorio de Mecatrónica
FICA - UNSL
Villa Mercedes, San Luis, Argentina
gabrieliglesias22@gmail.com

Funes Matias
Laboratorio de Mecatrónica
FICA - UNSL
Villa Mercedes, San Luis, Argentina
matiasfunes1991@gmail.com

Oscar Daniel Moran
Laboratorio de Mecatrónica
FICA - UNSL
Villa Mercedes, San Luis, Argentina
odanielmoran@gmail.com

***Resumen*—Este trabajo presenta el desarrollo de una celda de fabricación flexible didáctica, diseñada e implementada en el laboratorio de Mecatrónica de la Universidad Nacional de San Luis. Con el objetivo de abordar los principios de la Industria 4.0, la celda integra tecnologías de automatización avanzada, control distribuido, monitoreo remoto y visualización de datos en tiempo real. La celda incluye, una cinta transportadora de ingreso de piezas, la emulación funcional de un centro de mecanizado y de una máquina de medición; un plato giratorio de almacenamiento intermedio y un brazo robótico que traslada las piezas entre estaciones. Todas las partes incluidas en esta celda, han sido desarrolladas y fabricadas íntegramente en el Laboratorio de Mecatrónica. El sistema está coordinado mediante una Raspberry Pi 4 con ROS 2, que se comunica con dos placas Arduino por comunicación serial, encargadas del control de bajo nivel, y con el robot mediante TCP/IP. Además, se implementó ThingsBoard como servidor IoT (Internet de las Cosas), lo que permite registrar, visualizar y acceder remotamente a los datos de operación. El sistema constituye una herramienta educativa e investigativa, alineada con la formación de técnicos e ingenieros preparados para la nueva revolución industrial.**

Palabras claves—*Industria 4.0, celda robotizada, sistemas ciberfísicos.*

I. INTRODUCCIÓN

La Industria 4.0 representa un cambio de paradigma en la producción industrial, caracterizado por la digitalización, la conectividad de dispositivos, el uso de sistemas ciberfísicos y el análisis de datos en tiempo real. En este contexto, los entornos de formación deben adaptarse para incluir estas tecnologías, permitiendo que futuros profesionales se capaciten con sistemas representativos de entornos industriales modernos.

Este trabajo propone la implementación de una celda de fabricación flexible didáctica, como entorno de experimentación, docencia e investigación, que integre conceptos clave de la Industria 4.0. Utilizando tecnologías accesibles y de código abierto. Se desarrolló una plataforma que simula procesos industriales reales, coordinando múltiples estaciones físicas, utilizando control distribuido, redes de comunicación, monitoreo remoto y análisis de datos [1] [2] [3].

La incorporación de este tipo de celdas a escala en el ámbito académico no solo permite comprender la lógica de funcionamiento de un sistema productivo automatizado, sino también experimentar con tecnologías que constituyen la base de la transformación digital en la industria moderna. Al integrar robótica, sensórica, control distribuido, comunicación en red y plataformas IoT (internet de las cosas) [4] para la gestión de datos, se crea un entorno de aprendizaje que reproduce, en menor escala, los desafíos y oportunidades presentes en las fábricas inteligentes. De este modo, se brinda a estudiantes e investigadores la posibilidad de adquirir competencias prácticas alineadas con los requerimientos actuales del sector industrial, fomentando la innovación y la

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

preparación para escenarios productivos cada vez más digitalizados e interconectados.

II. DESARROLLO

A. Arquitectura general y estaciones de trabajo

La celda implementada se compone de los siguientes módulos físicos, integrados en una arquitectura ciberfísica, Fig. 1: Todas las partes incluidas en esta celda, han sido desarrolladas y fabricadas íntegramente en el Laboratorio de Mecatrónica

Cinta transportadora de ingreso: simulación física del ingreso de materia prima a la celda.

Centro de mecanizado: Emulador funcional de un centro, que incluye un motor de corriente continua y leds para simular los estados de la máquina cuando está funcionando y en espera de una nueva pieza. También incluye un display para visualizar los tiempos de operación.

Máquina de medición: Emulador funcional que toma lecturas de las medidas de las piezas mediante sensores. Esto le permite detectar piezas de diferentes dimensiones y piezas defectuosas que deben ser rechazadas.

Plato de almacenamiento intermedio: Emulador de un almacén temporario, con cuatro compartimentos, que incluye un motor para posicionar el plato convenientemente y sensores para detectar el estado del almacén.

Brazo robótico: Es un Robot antropomorfo de 6 grados de libertad, construido en el LABME y denominado CXN 2. El mismo está encargado de trasladar las piezas entre estaciones, según las instrucciones del controlador principal de la celda.

Cada uno de estos módulos representa una estación autónoma dentro del proceso productivo, contribuyendo a la emulación funcional de una celda flexible típica de la Industria 4.0, donde el flujo de trabajo se adapta a las condiciones de operación en tiempo real.

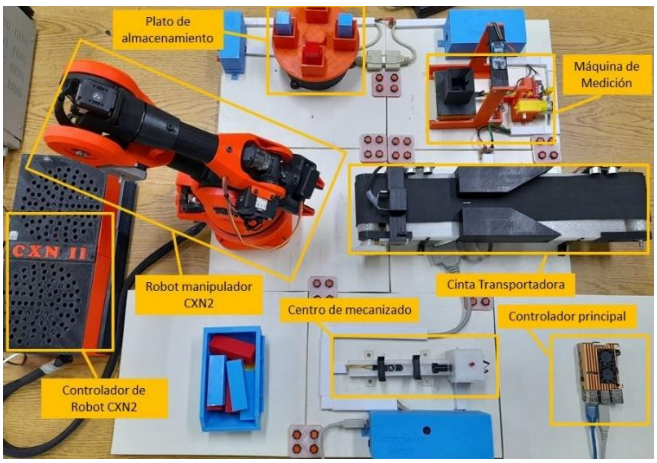


Fig. 1. Modulos físcos de la celda.

B. Operación del emulador funcional de la celda

El emulador funcional de la celda didáctica ha sido concebido como una plataforma a escala, desarrollada en el laboratorio con fines de investigación, experimentación y formación. Su diseño no responde a una escala industrial exacta, sino a una escala adaptada que permite reproducir de manera física y controlada las dinámicas propias de una celda de fabricación flexible.

La operación comienza con la alimentación de la celda mediante una cinta transportadora, sobre la cual se colocan piezas fabricadas en impresora 3D. Estas piezas son detectadas en su recorrido por un sensor de inicio y posteriormente detenidas por un sensor de parada, lo que establece el posicionamiento de referencia dentro del proceso.

En esta estación, un sensor óptico frontal de color, identifica la pieza según la tonalidad predefinida, azul o rojo. Esta clasificación inicial es fundamental, dado que la celda contempla variabilidad dimensional y cromática en las piezas, lo que permite reproducir condiciones de inspección y control típicas en procesos productivos.

La información registrada por los sensores es procesada en una Raspberry Pi, que comunica al robot manipulador la presencia y características de la pieza en la entrada. El robot procede a tomar la pieza y trasladarla hacia el emulador del centro de mecanizado. En esta estación, un sensor confirma la llegada de la pieza y se activa un temporizador que reproduce el tiempo de mecanizado correspondiente. Aunque no se ejecuta un proceso de mecanizado real, el temporizador y la lógica de control permiten emular la secuencia de operaciones de un torno o centro de mecanizado industrial. A su vez, para intensificar el impacto visual, se pone en movimiento un motor DC, que pertenece a la máquina emulada.

Finalizada la operación virtual de mecanizado, el robot traslada la pieza a la máquina de medir, la cual distingue entre piezas conformes y no conformes. Las piezas que cumplen las condiciones dimensionales simuladas son transferidas por el robot al almacén de salida, mientras que aquellas que no satisfacen los criterios, son derivadas a un contenedor de descarte (scrap).

Además, todas las operaciones son registradas y almacenadas por el servidor implementado en la Raspberry Pi, que permite el acceso a los datos desde la nube. De esta manera, se recopilan en tiempo real, datos relativos a la cantidad de piezas procesadas, el número de rechazos, los tiempos de mecanizado y el estado general de la producción. Esta información se organiza en

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

planillas y tableros propios del paradigma de la Industria 4.0, permitiendo tanto la trazabilidad del proceso como el monitoreo remoto por parte de los usuarios. Así, el emulador no sólo reproduce la dinámica física y lógica de una celda de fabricación flexible, sino que también incorpora la dimensión digital y conectada, característica central de los sistemas productivos modernos.

C. Control distribuido con ROS 2

Se emplea una arquitectura de control distribuido, característica de los sistemas modernos, Fig. 2.

Control de bajo nivel: ejecutado por dos placas Arduino, que actúan como dispositivos inteligentes dedicados al manejo de sensores y actuadores de cada estación. Estos se comunican con el controlador principal mediante comunicación Serial.

Controlador de línea o controlador principal: gestionado por una Raspberry Pi 4 con 4GB de RAM, con un sistema operativo Ubuntu y ROS 2, que organiza los flujos de trabajo, interpreta los datos de estados de las estaciones y emite órdenes a las mismas y al Robot CXN 2.

Interfaz con el robot: la Raspberry Pi del controlador principal se comunica con el controlador del robot a través de TCP/IP, transmitiendo comandos para ejecutar rutinas pre-programadas de manipulación cuando son requeridas por el proceso.

Interfaz hombre-máquina: Mediante una computadora o dispositivos móviles se puede acceder a la interfaz web implementada en ThingsBoard para interactuar con la celda.

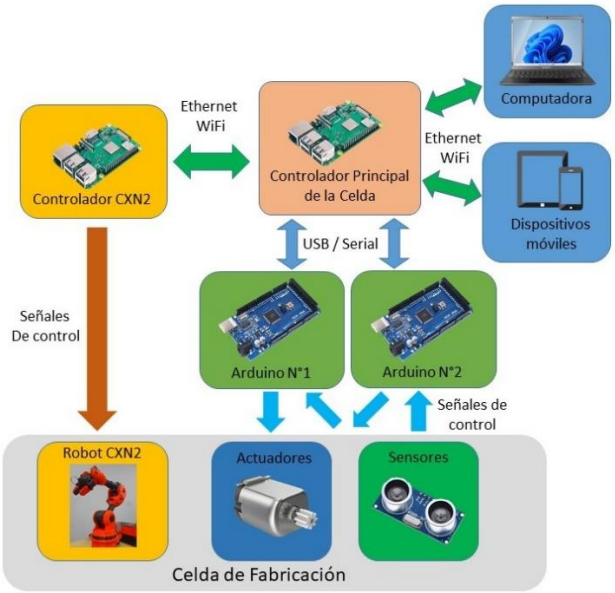


Fig. 2. Control distribuido.

ROS 2 permite una comunicación modular basada en nodos, tópicos y servicios, favoreciendo la escalabilidad del sistema. Esta estructura imita entornos de producción reales donde cada componente se comunica con otros dispositivos o plataformas de forma estandarizada.

D. Distribución de nodos y tópicos en ROS 2

En la Fig. 3 se muestra la distribución de nodos y tópicos implementados en el sistema de control principal, desarrollado en Python sobre la Raspberry Pi 4 utilizando ROS 2. En el esquema, los nodos están representados en color verde y los tópicos en color azul, siguiendo el modelo de comunicación publicador–suscriptor característico de ROS.

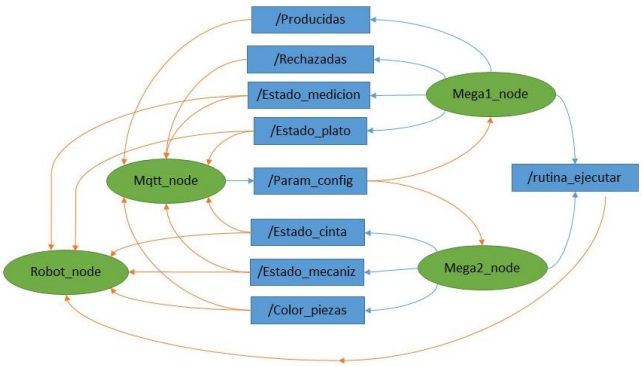


Fig. 3. Distribución de nodos y topicos en ROS2.

El nodo *Mega1_node* establece la comunicación serial con el Arduino Mega N°1, encargado del control de las estaciones de la máquina de medición y del plato giratorio de almacenamiento intermedio. Este nodo implementa un protocolo de mensajería textual propietario, diseñado para transmitir tanto órdenes de control como estados de las estaciones. Los datos capturados (por ejemplo, resultados de mediciones o la posición del plato) son publicados en tópicos como */Estado_medicion* o */Estado_plato*.

De manera análoga, el nodo *Mega2_node* gestiona la comunicación serial con el Arduino Mega N°2, que controla las estaciones de la cinta transportadora y del centro de mecanizado simulado. Este nodo emplea el mismo protocolo de mensajes textuales para enviar comandos de operación (inicio/parada) y recibir retroalimentación de estado. La información resultante se publica en tópicos tales como */Estado_cinta* y */Estado_mecaniz.*

Ambos nodos (Mega1 y Mega2) generan además tópicos globales del sistema, como */Producidas, /Rechazadas o /Color*_piezas, los cuales representan variables clave del proceso productivo.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

El nodo *Mqtt_node* actúa como puente entre ROS 2 y la plataforma IoT ThingsBoard, mediante el protocolo MQTT (Message Queuing Telemetry Transport). Este nodo se suscribe a los tópicos generados por los nodos Mega1 y Mega2, recopila los datos de estado y resultados de producción, y los publica hacia el broker MQTT configurado en la Raspberry Pi, donde se ejecuta ThingsBoard. En este proceso, cada mensaje ROS se transforma en un mensaje JSON, estructurado con campos que describen el tipo de variable, el valor medido y la marca de tiempo. De esta manera, los datos quedan disponibles en el servidor web de ThingsBoard, donde pueden ser almacenados en bases de datos internas, representados en tableros de visualización en tiempo real, y consultados remotamente desde cualquier dispositivo.

Además de la monitorización, la interfaz web de ThingsBoard habilita la configuración dinámica de parámetros de operación de la celda. A través del panel, el usuario puede definir, por ejemplo: los tiempos de mecanizado de acuerdo al tipo de pieza (roja o azul), la medida de referencia para que la máquina de medición acepte o rechace una pieza, y la cantidad total de piezas a producir. Estos parámetros son transmitidos por MQTT desde la interfaz web al nodo *Mqtt_node*, que a su vez los publica en el tópico */Param_config*. Los nodos Mega1 y Mega2 acceden a dicho tópico y distribuyen los valores recibidos a las estaciones que controlan, permitiendo así modificar en tiempo real el comportamiento de las máquinas en función de las configuraciones establecidas por el usuario. Este flujo de datos asegura una bidireccionalidad completa entre el sistema físico y la capa de supervisión, consolidando un enfoque IoT aplicado a la producción.

Por otro lado, el nodo *Robot_node* administra la comunicación con el controlador del robot CXN2, a través de una conexión por sockets TCP/IP. Este nodo cumple un rol central en la coordinación de la celda, ya que implementa una cola de tareas de manipulación, alimentada por los eventos generados en los tópicos de estado de las estaciones. Cuando un proceso de las estaciones finaliza y requiere el traslado de la pieza, el nodo *Robot_node* recibe la notificación y decide qué rutina pre-programada debe ejecutar el robot, en función de las condiciones actuales de la celda. La orden se envía al controlador CXN2, el cual posee las trayectorias almacenadas y las ejecuta bajo demanda.

En conjunto, esta arquitectura de nodos y tópicos implementa un sistema ciberfísico distribuido, donde cada subsistema físico (estación de mecanizado, transporte, medición, almacenamiento y robot) está abstraído por un nodo ROS. La integración con MQTT y ThingsBoard no solo posibilita la supervisión remota y el análisis de datos en tiempo real, sino también la configuración y adaptación del sistema desde una interfaz web accesible, en plena concordancia con los principios de la Industria 4.0.

E. Supervisión IoT con ThingsBoard

Uno de los aspectos centrales del enfoque Industria 4.0, es la interconectividad y el monitoreo remoto. Para lograrlo se integró la plataforma ThingsBoard Community Edition, que se refiere a un software de código abierto, que implementa un servidor IoT, instalado en la Raspberry Pi del controlador principal, para funcionar como interfaz web de visualización y almacenamiento de datos en tiempo real [5].

ThingsBoard permite monitorear de manera continua el estado de las estaciones de trabajo y del robot, garantizando que el operador tenga una visión completa de la línea de producción, Fig. 4. También posibilita monitorear en la interfaz, las detecciones realizadas por los distintos sensores, lo que brinda la capacidad de seguimiento del proceso en cada etapa. Otro aspecto clave es la consulta del tiempo de operación de cada proceso, lo que facilita la detección de cuellos de botella para la optimización de la producción. Además, al estar diseñado para la conectividad, el sistema puede ser accedido remotamente desde cualquier dispositivo conectado a la red, habilitando la supervisión y el control a distancia. A esto se suma la capacidad de registrar información histórica, que permite realizar análisis posteriores y asegurar la trazabilidad, un pilar fundamental de los sistemas ciberfísicos y la Industria 4.0.



Fig. 4. Interfaz web de la celda en ThingsBoard.

En la interfaz web no solo se refleja el estado general de las estaciones, sino también indicadores de producción en detalle. Es posible consultar la cantidad de piezas ingresadas clasificadas por color, identificar el color de la última pieza detectada y visualizar tanto la cantidad total de piezas producidas como las rechazadas. Estos datos se complementan con un gráfico de porcentaje que muestra de forma clara

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

la proporción de producción aceptada, frente a la defectuosa. Asimismo, se presenta en tiempo real la última medida registrada en la estación de medición, junto con la decisión asociada de aceptación o rechazo de la pieza evaluada. Otro dato disponible es la cantidad de procesos completados en el centro de mecanizado, lo cual facilita llevar un control exhaustivo del desempeño de la línea.

La plataforma también permite configurar de manera flexible los parámetros del proceso. Entre ellos se encuentran, el número total de piezas a producir, el tiempo de mecanizado específico para cada tipo de pieza y el valor de referencia de la medida que servirá como criterio, para determinar si una pieza debe aceptarse o rechazarse. Esta capacidad de ajuste otorga autonomía al sistema y permite adaptarlo a diferentes escenarios productivos, sin necesidad de modificar el código de los nodos de control.

Por otra parte, ThingsBoard ofrece herramientas de análisis histórico avanzadas. Desde la interfaz es posible consultar las cantidades registradas de piezas producidas y rechazadas, así como los valores de medición de cada pieza procesada, representados gráficamente a lo largo del tiempo. El operador puede seleccionar un rango temporal específico para observar tendencias o bien visualizar los datos en tiempo real, lo que proporciona una visión integral del comportamiento del sistema y facilita la toma de decisiones basadas en información confiable y actualizada.

III. RESULTADOS

Contexto Experimental

Se realizó una prueba controlada en la celda flexible utilizando seis piezas rojas como flujo de entrada. El ciclo de trabajo de cada pieza incluyó: ingreso por cinta, traslado al centro de mecanizado por el robot, simulación de mecanizado (5 segundos), traslado a la estación de medición y clasificación final (aceptada/rechazada) antes de ser depositada en el plato giratorio de almacenamiento o en el contenedor de rechazo.

Resultados Globales

El sistema procesó correctamente el 100 % de las piezas ingresadas. La clasificación obtenida fue:

- Total de piezas procesadas: 6
- Aceptadas (producción correcta): 4 (66,6 %)
- Rechazadas (fuera de tolerancia): 2 (33,3 %)
- Tiempo de proceso individual: entre 68 y 128 segundos
- Tiempo promedio de ciclo: 103 segundos

En la Fig. 5 se muestra el dashboard de ThingsBoard durante la ejecución final de la experimentación, donde se visualizan en tiempo real los parámetros de configuración (tiempos de mecanizado, medida de aceptación y cantidad de piezas a producir), el estado de cada estación, las piezas totales ingresadas, el color, y la estadística final de producción.



Fig. 5. Dashboard principal al finalizar prueba experimental.

La Fig. 6 muestra la evolución temporal de la producción acumulada. Se observa un incremento escalonado de piezas ingresadas, producidas y rechazadas, en concordancia con el flujo real de la celda.

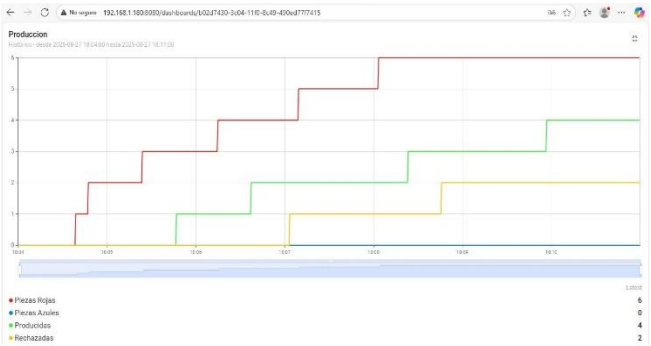


Fig. 6. Grafico de producción durante prueba experimental.

En la Tabla 1 se resumen los tiempos de proceso obtenidos para cada pieza, desde su ingreso hasta la clasificación final.

TABLA 1
TIEMPOS Y RESULTADOS DE PRODUCCIÓN

Pieza	Ingreso	Salida	ciclo (s)	Clasificación
Roja 1	18:04:39	18:05:47	68	Producida
Roja 2	18:04:47	18:06:37	110	Producida
Roja 3	18:05:24	18:07:03	99	Rechazada
Roja 4	18:06:15	18:08:23	128	Producida
Roja 5	18:07:09	18:08:46	97	Rechazada
Roja 6	18:08:03	18:09:57	114	Producida

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Interpretación de resultados

El tiempo mínimo de 68 s (Pieza Roja 1) corresponde al escenario más eficiente, sin interferencias de otras piezas en proceso.

Los tiempos más altos (Roja 2, 4 y 6: entre 110 y 128 s) reflejan la gestión de colas y prioridades del robot, que espera la liberación de estaciones antes de iniciar nuevos traslados.

Las piezas rechazadas (Roja 3 y 5) muestran tiempos de ciclo comparables a las aceptadas, indicando que la etapa de medición y decisión no introduce retrasos significativos.

El sistema logró mantener un flujo estable de producción, con variaciones explicables por la lógica de coordinación y disponibilidad de estaciones.

En conclusión, la celda demostró la capacidad de ejecutar un ciclo completo de manufactura flexible, integrando captura de datos en tiempo real, clasificación automática y registro en plataforma IoT, alineado con los principios de la Industria 4.0.

IV. CONCLUSIONES

El desarrollo de la celda de fabricación flexible didáctica presentada en este trabajo constituye un aporte significativo para la formación y la investigación en el ámbito de la Industria 4.0. La integración de módulos físicos, cinta transportadora, centro de mecanizado simulado, máquina de medición, plato de almacenamiento intermedio y robot antropomorfo, junto con una arquitectura de control distribuido basada en ROS 2 y plataformas IoT, permitió materializar un entorno académico que reproduce, a escala, la dinámica de un sistema productivo inteligente.

Los resultados experimentales demostraron la capacidad del sistema para gestionar el flujo de piezas en forma autónoma, con captura de datos en tiempo real, clasificación automática y registro en un servidor ThingsBoard. Este enfoque asegura no solo la trazabilidad del proceso, sino también la posibilidad de monitoreo remoto y de análisis posterior, en concordancia con los principios de la digitalización industrial.

La experiencia confirma que, con recursos accesibles y tecnologías de código abierto, es posible emular procesos de manufactura avanzados, brindando a los estudiantes un espacio donde la teoría y la práctica convergen. La celda propuesta habilita la experimentación controlada, fomenta la innovación y prepara a los futuros profesionales para enfrentar los desafíos de la transformación digital en el sector productivo.

En suma, este trabajo sienta las bases para la evolución de plataformas didácticas hacia entornos cada vez más completos, escalables y conectados, abriendo el camino a nuevas líneas de investigación y extensión académica en celdas inteligentes, monitoreo IoT y robótica colaborativa.

REFERENCES

[1]. Z. Jin, “A Critical Analysis and Roadmap for the Development of Industry 4 Facilities in Academia,” Journal of Applied Sciences, vol. 8, núm. 4, art. 106, 2025.

[2]. A. Awouda, “Bloom’s IoT Taxonomy towards an effective Industry 4.0 education: Case study on Open-source IoT laboratory,” Educational Technology Research and Development, 2024.

[3]. M. Pekarcikova, P. Trebuna, M. Kliment, J. Kronova y M. Matiscsak, “Educational Robotics for Industry 4.0 and 5.0 with Wlkata Mirobot in Laboratory Process Modelling,” Machines, vol. 13, núm. 9, art. 753, 2025.

[4]. M. J. Babayigit y M. Abubaker, “Industrial Internet of Things: A Review of Improvements Over Traditional SCADA Systems for Industrial Automation,” IEEE Systems Journal, vol. 18, núm. 1, marzo 2024.

[5]. L. O. Aghenta, “Design and implementation of a low-cost, open source IoT-SCADA system with ThingsBoard on Raspberry Pi,” AIMS Electronics and Electrical Engineering, 2020.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Implementación de Algoritmo *Flood Fill* para Navegación Autónoma en Software Embebido

D. N. Mozo, S. N. Garré, I. P. Lacoste Larrieu, A. Loyza y F. Iampietro
Depto. de Electrónica y Computación, Facultad de Ingeniería, UNMDP
Mar del Plata, 7600, Argentina
{dmozo, sgarre, ianlarrieu, augustoloyza, iampietro}@alumnos.fi.mdp.edu.ar

***Resumen*—En este trabajo se presenta la implementación de un sistema de control digital sobre un microcontrolador de 32 bits basado en un núcleo ARM Cortex-M4, destinado a un robot móvil de dos ruedas capaz de desplazarse de forma autónoma, detectar obstáculos y encontrar el camino mínimo hacia un objetivo. La navegación se realiza mediante el algoritmo *flood fill*, que permite construir un mapa del entorno y determinar la ruta óptima hacia la meta. El desarrollo se implementó íntegramente en lenguaje C, logrando un comportamiento eficiente, estable y en tiempo real del sistema.**

***Palabras clave*—STM32, C, Robot, Maze-solver, Flood-fill.**

I. Introducción

La resolución de laberintos es un problema clásico en robótica móvil y teoría de grafos, que consiste en encontrar una ruta eficiente desde una posición inicial hasta un destino dentro de un entorno desconocido o parcialmente conocido. Para ello, el robot debe detectar obstáculos, construir un mapa del entorno y seleccionar una trayectoria óptima, generalmente bajo criterios de mínima distancia o tiempo. Este tipo de desafíos resulta especialmente relevante en aplicaciones de robótica educativa, navegación autónoma y sistemas logísticos de bajo costo.

Aunque muchas implementaciones se basan en microcontroladores de recursos limitados como el Arduino Uno [1]–[3], en este trabajo se emplea un microcontrolador STM32 con núcleo ARM Cortex-M4, que ofrece mayor potencia de cómputo y mejores prestaciones para el control de sensores y actuadores. Esto permite ejecutar en tiempo real el algoritmo de navegación *flood fill* sobre un robot móvil diferencial de dos ruedas, logrando una movilidad autónoma más eficiente y precisa. El sistema implementa una versión del algoritmo *flood fill* mediante estructuras de datos almacenadas en memoria RAM, procesadas secuencialmente por el microcontrolador. El laberinto se modela como una matriz que se actualiza dinámicamente a medida que el robot se desplaza y detecta nuevos obstáculos. El proyecto fue desarrollado en el marco de la asignatura Sistemas Digitales (4.º año de Ingeniería Electrónica), en la cual se introducen contenidos de diseño digital, programación de microcontroladores y desarrollo en lenguaje C. El sistema se implementó sobre una placa STM32F407G-DISC1, incorporando un microcontrolador de 32 bits con arquitectura ARM Cortex-M4, lo que permitió alcanzar un desempeño estable y en tiempo real.

II. Algoritmo *flood fill*

El algoritmo de llenado utilizado se basa en una estrategia en la que el robot parte del supuesto de un entorno libre de obstáculos. A medida que avanza, actualiza dinámicamente un mapa interno, asignando a cada celda un valor que representa la distancia al objetivo y marcando como inaccesibles aquellas celdas adyacentes a los muros detectados por sus sensores. Esta información se emplea para recalcular rutas óptimas, permitiendo que el robot se adapte progresivamente al entorno real y construya su propio mapa del laberinto [3]. El algoritmo fue implementado inicialmente para un laberinto de 4×4 celdas, utilizado en las pruebas y demostraciones. Sin embargo, la estructura del código emplea dos bucles anidados (`for`), lo que permite escalar fácilmente a cualquier tamaño de laberinto cuadrado sin modificar la lógica central.

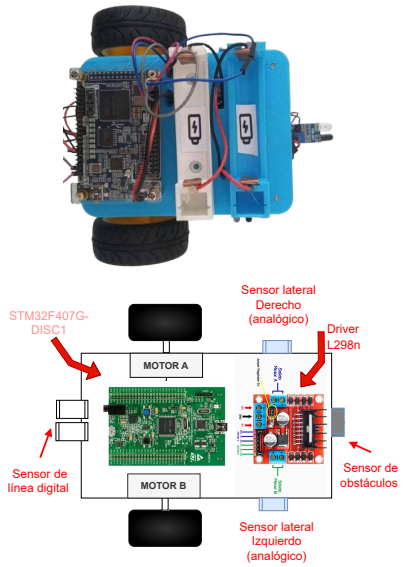


Figura 1. Esquema funcional del robot implementado.

III. Implementación

III-A. Robot

El robot de la Fig. 1 incorpora dos motores de corriente continua controlados por un driver L298N [4]. Además, dispone de un sensor frontal digital, un sensor digital para detección de línea, y dos sensores laterales infrarrojos analógicos.

El control y procesamiento de los datos de los sensores, así como el accionamiento de los motores, se gestionan en la placa STM32F407G-DISC1 [5]. El microcontrolador lee los valores analógicos de los sensores laterales mediante su ADC interno, y procesa esta información para mantener un desplazamiento recto y estable.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Se configuraron pines GPIO en modo entrada (botón de usuario, sensor de línea) y en modo salida (señales de control del driver de motores). Los eventos asíncronos se gestionan con líneas EXTI e interrupciones priorizadas en el NVIC, permitiendo reaccionar al instante ante la pulsación del botón o cambios críticos de los sensores sin bloquear el ciclo principal.

Las señales analógicas de los sensores infrarrojos laterales se adquieren con el ADC interno en modo de escaneo y transferencia por DMA hacia un búfer circular, y luego se promedian los valores para garantizar muestreos estables.

Además, se implementó un mecanismo de **autocalibración** de los sensores infrarrojos de proximidad. Antes de iniciar la exploración del laberinto, durante unos segundos el sistema adquiere de manera continua los valores de cada sensor en reposo. Con esta información se establecen los umbrales de detección, mejorando la robustez frente a variaciones de luz ambiental o diferencias entre sensores.

Para telemetría se integra un módulo Bluetooth con interfaz UART que transmite posición, orientación y estados internos. La recepción y monitoreo se realizaron desde un teléfono móvil utilizando la aplicación *Serial Bluetooth Terminal* [6].

III-B. Laberinto

El laberinto de la Fig. 2 está construido en madera, con columnas impresas en 3D, y diseñado con cuadrículas delimitadas por líneas negras detectables por el robot. Además, cada cuadrícula permite la incorporación de muros, lo que facilita variar la complejidad del entorno en las pruebas.



Figura 2. Laberinto implementado con paredes rebatibles.

IV. Control del Robot

El algoritmo de llenado se implementó en C utilizando arreglos bidimensionales para representar el laberinto. Cada elemento de la matriz almacena la información de muros y su valor de peso (distancia estimada al objetivo), inicialmente las distancias sin considerar ningún muro.

En cada iteración, el software:

1. Lee los sensores y actualiza la información de muros.
2. Recalcula los pesos en la matriz en dodne cada casilla toma el valor del mínimo vecino más uno.
3. Selecciona el siguiente movimiento (avanzar o girar) en función de la celda adyacente accesible con menor peso.

El control de movimiento se implementó mediante temporizadores (TIM) y salidas PWM para regular la velocidad de los motores. Las acciones de los motores se ejecutan con base en los valores leídos por los sensores laterales y el sensor de línea.

Además, se implementó un *modo sprint* activado mediante un pulsador conectado a una línea EXTI. Al presionarlo, el sistema reinicia únicamente la posición del robot a $(0, 0)$, conservando en RAM los pesos y la información de muros aprendidos durante la exploración previa. Al mismo tiempo, se incrementa la consigna de velocidad ajustando los parámetros de PWM, de modo que el robot repite la resolución del laberinto a mayor rapidez aprovechando el mapa ya construido.

IV-A. Variantes de implementación

Durante el desarrollo, se implementaron dos variantes funcionales del algoritmo *flood fill*. Ambas parten de la misma estructura de datos y lógica general, pero difieren en el flujo de ejecución y en la forma de gestionar ciertas decisiones durante la navegación.

- **Primera variante:** prioriza la simplicidad en el control secuencial. Se utilizan interrupciones cuando se detecta un obstáculo o un cambio de cuadrícula. El cálculo de los pesos y la elección del siguiente movimiento se realizan en ciclos completos, reduciendo la complejidad del flujo pero con un tiempo de respuesta ligeramente mayor. Además, el modelado del laberinto está planteado de forma escalable a dimensiones arbitrarias $n \times n$, aunque en esta implementación se probó únicamente con un entorno de 4×4 [7].
- **Segunda variante:** un código básico y robusto con control secuencial. Se utiliza únicamente una interrupción para detectar las líneas de cambio de cuadricula. La resolución del sistema *flood fill* fue hecho de una forma sencilla para resolver laberinto de 4x4. Se empleó la comunicación UART para ver si el funcionamiento es correcto en tiempo real y que mande mensajes en ciertas circunstancias. Se ha implementado una prioridad para ir derecho y evitar giros ya que estos no eran ideales. Debido a eso, también se incorporó un sistema de memoria de la última corrección de modo que haya dos tiempos de giro (si previamente corrigió hacia la izquierda y debe girar a la izquierda el tiempo será menor, y viceversa). Para facilitar la movilidad del robot, se implementó que luego de chocar una pared, retroceda un poco para realizar el giro en el centro de la casilla. Además, después de cruzar una linea, se incluyó un ”tiempo ciego.[en] donde ignore las paredes laterales para evitar correcciones indebidas. Para corregir desvíos se realizó una corrección automática luego de cierto tiempo definido: si no detectó linea o pared corrige al lado opuesto de la última vez. Por último, se realizó que al llegar a la meta, dé un giro 180° y vuelva a la salida (con un vector que almacena las posiciones del camino realizado) [8].

Los diagramas de flujo de ambas variantes se muestran en las Fig. 3 y Fig. 4, donde se evidencian las diferencias en la secuencia de ejecución.

Funciones del sistema de control

- **Desplazamiento centrado y control de motores:** ajuste de velocidad mediante PWM, con lectura constante de

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

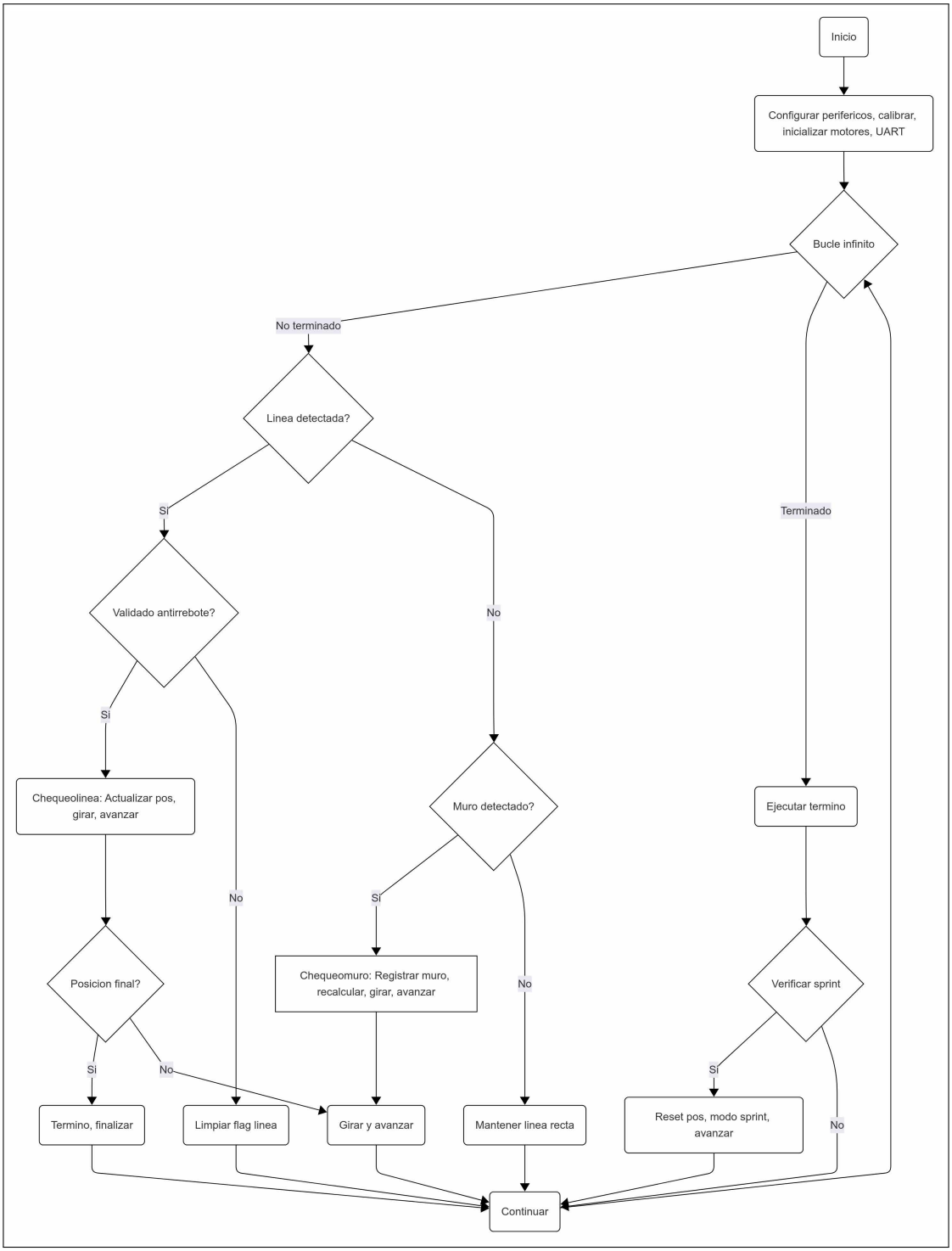


Figura 3. Diagrama de flujo de la primera variante del algoritmo.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

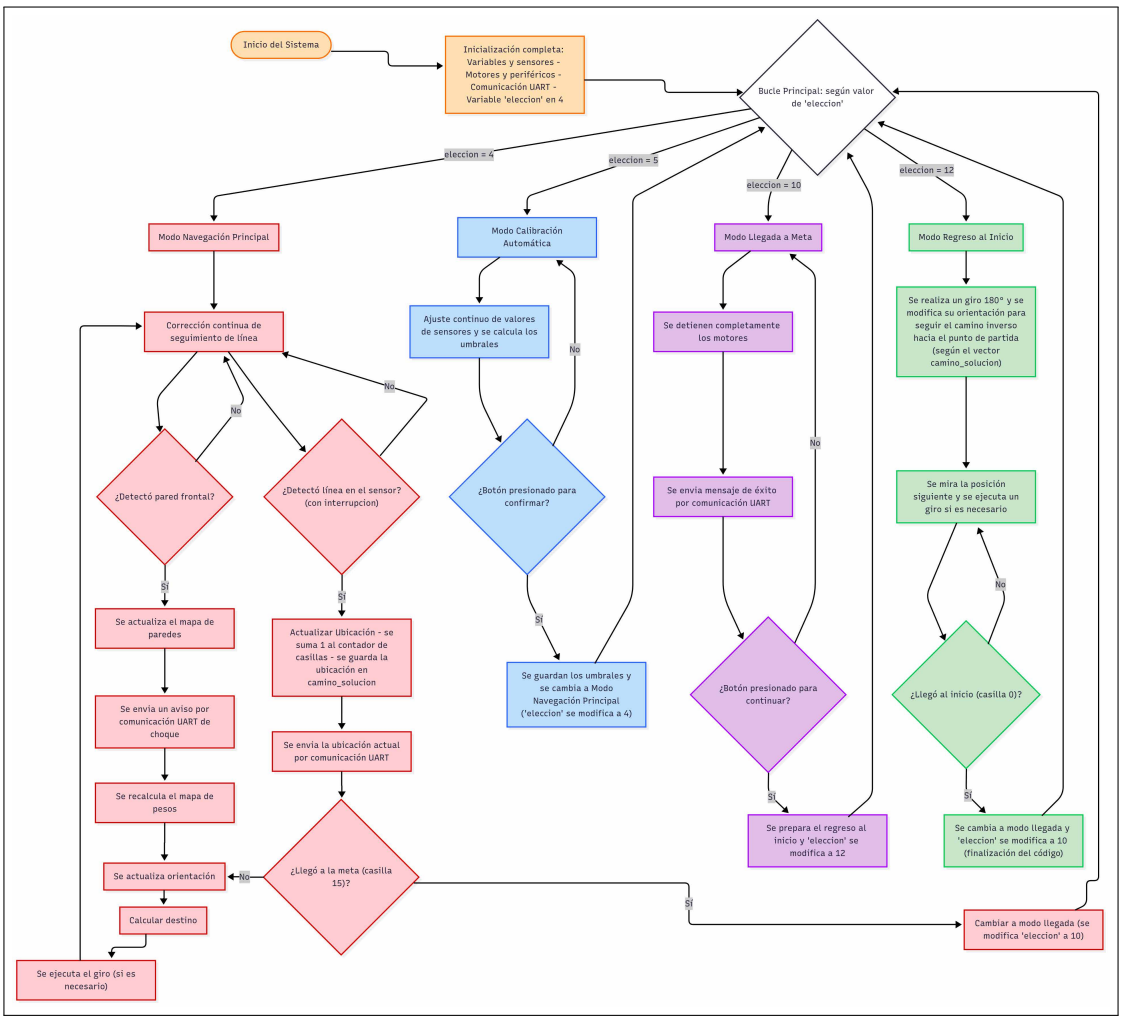


Figura 4. Diagrama de flujo de la segunda variante del algoritmo.

los sensores laterales. Por otro lado, si el control general decide que se debe realizar un giro para cambiar de casilla, este bloque ejecuta la acción.

- **Detección de obstáculos:** el robot emplea el sensor frontal para detectar muros y anotarlos en el mapa.
- **Detección de cuadrícula:** el sensor de línea registra el cruce de celdas y actualiza la posición actual en la matriz.
- **Control general y lógica de decisión:** implementación en C del *flood fill*, decide el próximo movimiento en función de la información disponible.

V. Conclusiones y trabajo futuro

Se integraron con éxito los sensores y motores del robot controlados por un microcontrolador STM32, permitiendo una respuesta en tiempo real para la navegación. A futuro, se plantea optimizar el código para reducir el tiempo de cálculo del algoritmo, y probar el sistema en laberintos de mayor tamaño.

La programación en C sobre la plataforma STM32 permitió un control preciso de los periféricos y una integración sencilla de los diferentes módulos de software. Sin embargo, a diferencia de soluciones en FPGA, la ejecución secuencial del microcontrolador puede requerir técnicas adicionales de optimización cuando la complejidad del entorno aumenta.

Referencias

[1] I. Elshamarka and A. B. S. Saman, "Design and implementation of a robot for maze-solving using flood-fill algorithm," *International Journal of Computer Applications*, vol. 56, no. 5, 2012.
[2] S. Tjiharjadi, "Design and implementation of flood fill and pledge algorithm for maze robot," *International Journal of Mechanical Engineering and Robotics Research*, 2019.
[3] Nadour and Cherroun, "Using flood-fill algorithms for an autonomous mobile robot maze navigation," *International Journal of System Assurance Engineering and Management*, 2022.
[4] STMicroelectronics, "L298N Dual Full Bridge Driver - Datasheet," https://www.handsontec.com/dataspecs/L298N%20Motor%20Driver.pdf, 2000, accessed: 2025-06-15.
[5] *User Manual: Discovery Kit with STM32F407VG MCU*, STMicroelectronics, May 2025, uM1472, Rev. 8. [Online]. Available: https://www.st.com/resource/en/user_manual/um1472-discovery-kit-with-stm32f407vg-mcu-stmicroelectronics.pdf
[6] Kai Morich, "Serial bluetooth terminal," https://play.google.com/store/apps/details?id=de.kai_morich.serial_bluetooth_terminal, 2025, aplicación móvil para Android, disponible en Google Play Store. [Online]. Available: https://play.google.com/store/apps/details?id=de.kai_morich.serial_bluetooth_terminal
[7] D. N. Mozo, "stm32-maze-solver," https://github.com/demianmozo/stm32-maze-solver, 2025.
[8] S. Garré, "Proyecto-laberinto," https://github.com/facundoiampietro/Proyecto_Laberinto.git, 2025.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Navegación Autónoma Basada en Visión Estéreo con ROS 2 en un Robot Móvil Omnidireccional

Tolaba Bruno Ignacio
Centro Universitario de Automatización y Robótica (CUDAR)
Universidad Tecnológica Nacional - FRC
Córdoba, Argentina
btolaba7@gmail.com

Abila Maximiliano
Centro Universitario de Automatización y Robótica (CUDAR)
Universidad Tecnológica Nacional - FRC
Córdoba, Argentina
maxiabila0711@gmail.com

Molla Joaquín Emiliano
Centro Universitario de Automatización y Robótica (CUDAR)
Universidad Tecnológica Nacional - FRC
Córdoba, Argentina
mollajoaquin@gmail.com

Gutiérrez Francisco Guillermo
Centro Universitario de Automatización y Robótica (CUDAR)
Universidad Tecnológica Nacional - FRC
Córdoba, Argentina
fgutierrez@frc.utn.edu.ar

***Resumen*—Se presentan los avances en la navegación de un robot móvil omnidireccional, desarrollado como plataforma experimental en el Centro Universitario de Automatización y Robótica (CUDAR), el objetivo, es la transición de un robot telecomandado a un esquema de navegación autónoma en espacios cerrados.**

Se emplea el framework ROS 2, que permitie abordar de manera modular diferentes etapas: la calibración de las cámaras estéreo, la construcción de un entorno de simulación en Gazebo, la generación de mapas utilizando ORB-SLAM3 y la incorporación de Nav2 para la ejecución de trayectorias autónomas.

Los resultados obtenidos demuestran la viabilidad de esta arquitectura híbrida basada en ROS 2 y visión por computadora, sentando las bases para equipar al robot de capacidades de navegación autónoma en interiores y constituyendo un paso intermedio hacia su implementación completa.

***Palabras Clave*—robótica móvil omnidireccional, mapeo, navegación, slam, ROS 2, Gazebo, visión estéreo, Nav2**

I. Introducción

La robótica móvil autónoma (AMR, Autonomous Mobile Robots) se ha convertido en un pilar clave de la automatización moderna. A diferencia de los vehículos guiados automatizados (AGV) tradicionales, los AMR no requieren referencias físicas (como cintas magnéticas o balizas) para desplazarse, sino que se orientan mediante sensores y algoritmos avanzados. Esto les permite navegar de forma inteligente y segura en entornos dinámicos.

En la actualidad, el uso de robots móviles autónomos se ha extendido a prácticamente cualquier sector, desde la manufactura y la logística interna de almacenes hasta tareas de inspección, mantenimiento, vigilancia, agricultura y servicios [1]. En aplicaciones de interiores, estos robots cumplen funciones variadas como el transporte de materiales, asistencias en inventarios, servicio al cliente, etc., interactuando en espacios diseñados para humanos.

En este contexto, ROS 2 (Robot Operating System 2) [2] se ha consolidado como uno de los marcos de desarrollo más utilizados para investigación y aplicación de AMR, gracias a su arquitectura distribuida, su compatibilidad con diversos sensores y actuadores, y su ecosistema de paquetes que incluyen módulos para mapeo, localización y navegación. Además, la combinación de ROS2 con algoritmos de SLAM (Simultaneous Localization and Mapping), como ORB-SLAM3, permite construir sistemas de percepción robustos basados únicamente en visión, sin necesidad de referencias físicas externas.

En un marco académico, dentro del CUDAR, se desarrolló el Terreneitor (Fig. 1), un robot móvil omnidireccional concebido como plataforma experimental para investigación. El sistema se compone de dos niveles de hardware:

- Una placa de desarrollo ST Nucleo F303R3 que realiza el control de los motores para seguir las referencias dadas por el control de trayectorias. Esta placa recibe la referencia como un vector compuesto por ángulo y magnitud, y controla los cuatro motores mediante algoritmos PID.
- El segundo nivel del sistema esta constituido por una Raspberry Pi 4, a la cual se conectan dos cámaras de video vía USB. Las imágenes capturadas se transforman a escala de grises y se transmiten al sistema de mapeo y navegación mediante comunicación WiFi. Esta computadora recibe los comandos del sistema de navegación y los transmite a la placa núcleo a través del puerto serie.

Esta arquitectura híbrida permite separar el control de bajo nivel de la lógica de percepción y planificación, facilitando el desarrollo de algoritmos avanzados de navegación basados en visión por computadora.

La Fig. 2 muestra un diagrama en bloques del Terreneitor, donde se esquematizan sus principales componentes, permitiendo visualizar de manera general la interacción entre los módulos principales del robot.

En este trabajo se presenta el proceso de desarrollo del sistema de visión por computadora del Terreneitor, que abarca desde la configuración inicial de un entorno de simulación en Gazebo, la integración con ROS 2 para la gestión modular del sistema, hasta la implementación de mapeo visual con ORB-SLAM3 y su vinculación con el framework de navegación NAV2. Con este trabajo se busca demostrar la viabilidad de utilizar una arquitectura basada en visión estéreo y ROS 2 para dotar a un robot móvil omnidireccional de capacidades de navegación autónoma en entornos dinámicos.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

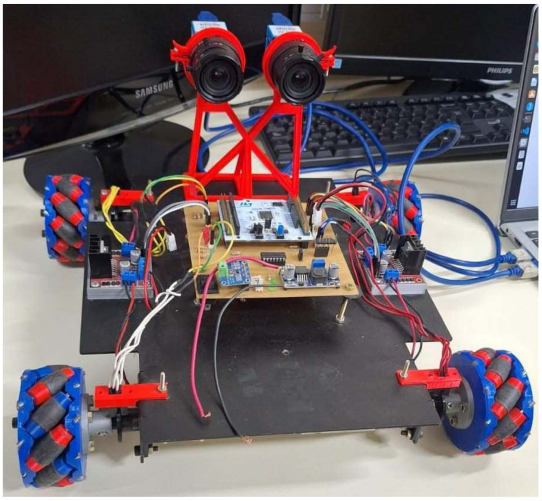


Fig. 1: Robot móvil omnidireccional: Terreneitor

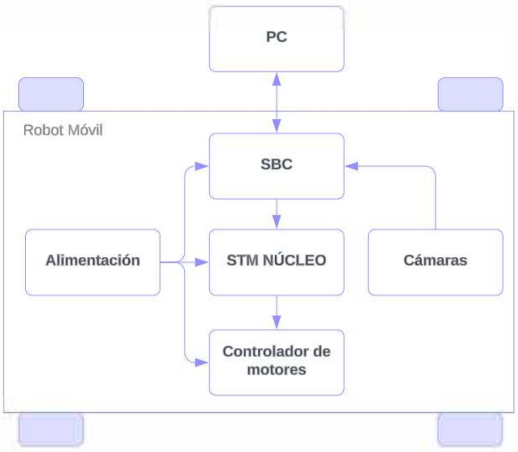


Fig. 2: Diagrama en bloques de la arquitectura del Terreneitor

METODOLOGÍA

La metodología aplicada en este trabajo se orientó al desarrollo e integración de un sistema de visión por computadora que dotara al robot móvil de capacidades de mapeo y navegación autónoma. El enfoque se estructuró en tres etapas: (1) la construcción de un entorno de simulación en Gazebo, donde se modelaron las características del robot y se validó la comunicación con ROS 2; (2) la incorporación de un sistema de percepción visual basado en ORB-SLAM3, utilizando dos cámaras para visión estéreo con el fin de generar mapas; y (3) la integración con el framework Nav2, que permitió al robot planificar y seguir trayectorias de manera autónoma.

A. Entorno de desarrollo y simulación

Se desarrolló un entorno de simulación en Gazebo, empleando como base el modelo tridimensional del robot previamente diseñado en el CUDAR. A partir de este modelo 3D, se utilizó un plugin de exportación en SolidWorks, que permitió convertirlo en formato URDF (Unified Robot Description Format), describiendo así la estructura cinemática y geométrica del robot de manera compatible con Gazebo y ROS 2.

El modelo resultante incluyó los enlaces correspondientes a la base (chasis del robot) y a las cuatro ruedas omnidireccionales, definiendo sus articulaciones y restricciones de movimiento. Sobre esta base se incorporaron parámetros de masa, inercia y fricción, con el fin de reproducir un comportamiento lo más cercano posible al robot real. Se añadieron plugins de control, que permiten realizar la conexión entre los actuadores simulados y los controladores de ROS 2 para la ejecución de comandos de velocidad.

El entorno de simulación funcionó como banco de pruebas inicial para la verificación del modelo 3D y la integración de los actuadores virtuales.

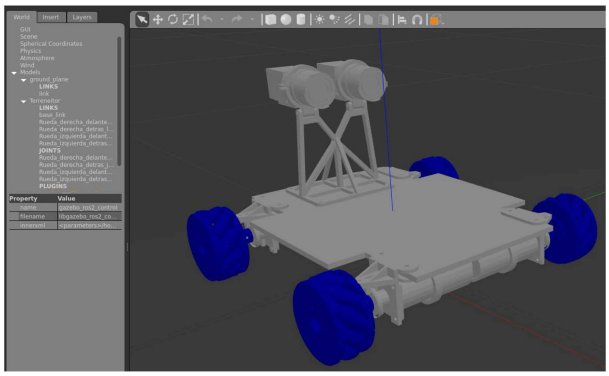


Fig. 3: Modelo tridimensional del Terreneitor integrado en Gazebo

B. Percepción y mapeo

La etapa de percepción del Terreneitor se centra en el uso de un sistema de visión estéreo como única fuente de información del entorno. Para ello, se realizó la calibración de las dos cámaras empleando un patrón de tablero de ajedrez, junto con scripts desarrollados en Python que se ejecutan como nodos de ROS 2. Estos nodos se suscriben a los tópicos de las cámaras y capturan pares de imágenes de manera simultánea, los cuales luego son validados para conservar únicamente aquellos que presentan detección de esquinas. Posteriormente, los pares de imágenes válidos se procesaron mediante librerías de OpenCV, con el fin de obtener los parámetros intrínsecos de cada cámara (focal, centro óptico, coeficientes de distorsión) y los parámetros extrínsecos (rotación y traslación relativa entre ambas cámaras). Con esta información se llevó a cabo la rectificación estéreo [3], garantizando que los pares de imágenes capturadas estén alineados geométricamente y puedan ser procesados con mayor precisión para la estimación de profundidad y la reconstrucción 3D.

En cuanto al mapeo, el sistema de navegación se apoya en un mapa de costos [4], que actúa como representación base del entorno para la planificación de trayectorias. Sobre este mapa de navegación se incorpora la información obtenida mediante

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

ORB-SLAM3, algoritmo que permite la construcción de un mapa denso de puntos [5].

De esta forma, el sistema de percepción genera un mapa visual confiable que constituye la base para etapas posteriores de desarrollo.

C. Navegación Autónoma

La etapa de navegación autónoma se implementó utilizando el framework Nav2 [6], integrado en ROS 2. Como mapa de referencia se emplea un mapa base de costos, sobre el cual el sistema de planificación de Nav2 calcula trayectorias óptimas entre un punto de inicio y un destino definido por el usuario.

El sistema de navegación se configuró con un planificador global y un controlador local, lo que permitió ejecutar de forma automática los comandos de movimiento del robot en el entorno simulado. A través de la interfaz RViz, se definieron posiciones objetivos y se visualizaron tanto las trayectorias planificacdas como la evolución de la pose estimada del robot.

De esta forma, se logró que el Terreneitor ejecutara desplazamientos autónomos de un punto a otro en escenarios interiores virtuales, constituyendo un primer avance en la incorporación de navegación autónoma.

Resultados y validación

La validación del Terreneitor se realizó de manera progresiva, siguiendo la misma estructura modular empleada en la metodología. El objetivo principal de esta etapa fue comprobar que cada componente del sistema funcionara de forma correcta e integrada, garantizando así un marco confiable para el desarrollo de futuras capacidades de autonomía.

En primer lugar, se evaluó el modelo en Gazebo, verificando que la representación tridimensional del robot respondiera de manera coherente a los comandos de velocidad y que el comportamiento dinámico simulado reflejara de forma aproximada la cinemática del robot omnidireccional.

Posteriormente, se analizaron los resultados de calibración y rectificación de cámaras, observándose una alineación adecuada en las imágenes estéreo, condición necesaria para la estimación de profundidad y la reconstrucción visual del entorno.

En cuanto al mapeo, se validó el mapa de costos como representación base de navegación y, en paralelo, la ejecución de ORB-SLAM3 (código adaptado para ROS 2) con cámaras estéreo, obteniéndose un mapa de puntos 3D consistente y estable.

Finalmente, se evaluó el comportamiento de la navegación autónoma mediante Nav2, utilizando el mapa de costos como referencia para la planificación de trayectorias. A través de la interfaz de RViz se definieron posiciones objetivo y se observaron las trayectorias generadas, logrando el desplazamiento autónomo del robot desde un punto inicial hacia un destino definido por el usuario.

De esta manera, los resultados obtenidos constituyen una validación preliminar del sistema completo, desde la percepción hasta la navegación, y evidencian la factibilidad de utilizar una arquitectura basada en ROS 2 y visión por computadora para dotar a un robot omnidireccional de capacidades de autonomía en entornos interiores.

D. Simulación en Gazebo

En el entorno de simulación se comprobó la correcta integración del modelo tridimensional del Terreneitor en Gazebo, verificando su representación geométrica como el funcionamiento de los controladores asociados. A partir de este modelo se construyeron diferentes mundos virtuales, que permitieron evaluar el comportamiento del robot en escenarios controlados y reproducir situaciones básicas de desplazamiento.

Durante las pruebas se implementó la teleoperación mediante Joystick, logrando desplazar el robot en distintas direcciones y validar su cinemática omnidireccional. El modelo respondió de manera estable a los comandos de velocidad, reproduciendo en la simulación movimientos coherentes con los esperados.

Estos resultados confirman que el entorno de simulación constituye una herramienta adecuada para la verificación preliminar del diseño, y proporciona un marco seguro para futuras pruebas de algoritmos de percepción y navegación autónoma.

En la Fig. 4 se observa la integración del modelo tridimensional y su interacción con el escenario virtual.

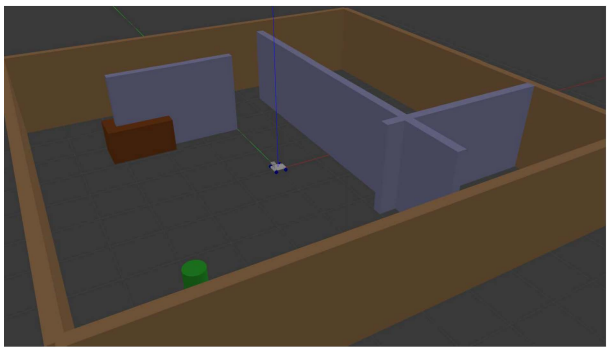


Fig. 4: Terreneitor en entorno simulado dentro de Gazebo

E. Calibración de cámaras

En la etapa de calibración se obtuvieron con éxito los parámetros intrínsecos y extrínsecos de las dos cámaras, a partir de la detección automática de esquinas en el patrón de tablero de ajedrez (Fig. 5, Fig. 6). El proceso permitió calcular el error de reproyección, cuyo valor resultó adecuado para aplicaciones de visión estéreo, garantizando la confiabilidad de los parámetros estimados.

Durante las pruebas iniciales se empleó un tablero con pocas esquinas interiores (4×4). Sin embargo, los parámetros obtenidos resultaron poco realistas, lo que derivó en una calibración deficiente y un funcionamiento inestable de ORB-SLAM3. Al aumentar la cantidad de esquinas del tablero, los resultados mejoraron considerablemente, concluyéndose que un patrón de 8×6 esquinas internas ofrecía el mejor desempeño. Este patrón permitió una detección más abundante

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

y robusta de puntos clave por parte de ORB-SLAM3, incrementando la precisión en la reconstrucción del entorno.

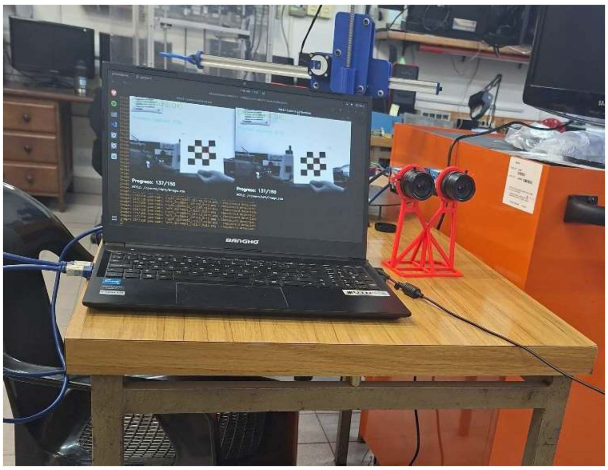


Fig. 5: Captura de pares de imágenes estéreo para el proceso de calibración

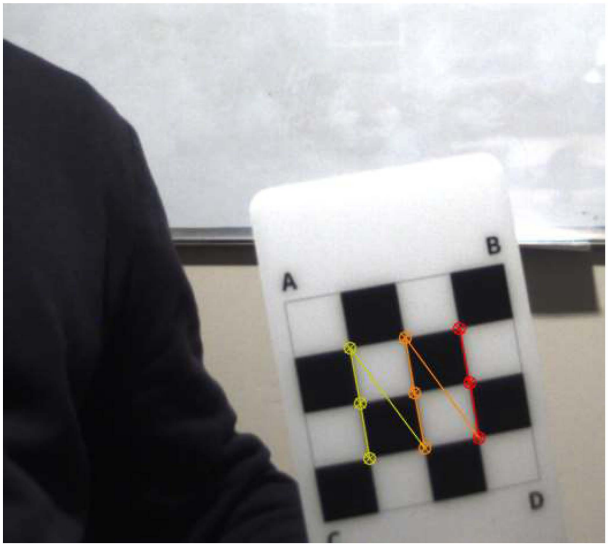
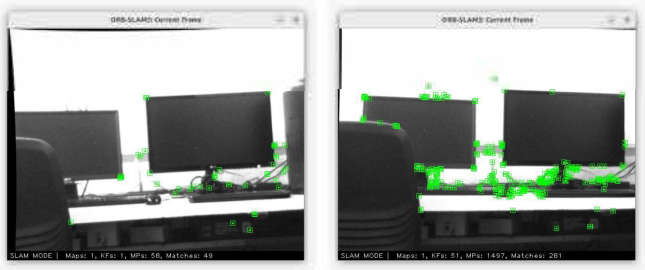


Fig. 6: Validación de los pares de imágenes utilizados en la calibración

Con la información obtenida se procedió a la rectificación estéreo (Fig. 7). Se comprobó cómo las líneas horizontales y verticales se mantuvieron paralelas en ambas cámaras tras la rectificación, lo que evidencia la corrección de las distorsiones presentes en las imágenes originales.

Además, como se observa en la Fig.7, la calidad de la rectificación se confirma al aplicar el algoritmo ORB-SLAM3 (véase SecciónI-F), donde se aprecia una detección más abundante y estable de puntos clave en comparación con las imágenes sin rectificar.

Estos resultados confirman que el sistema de visión estéreo del Terreneitor se encuentra correctamente calibrado



(a) Imagen mal rectificada (b) Imagen bien rectificada

Fig. 7: Proceso de calibración de las cámaras estéreo

y preparado para tareas de reconstrucción de profundidad y generación de mapas visuales mediante ORB-SLAM3.

F. Mapeo visual con ORB-SLAM3

La implementación de ORB-SLAM3 en ROS 2 se evaluó utilizando el sistema de cámaras estéreo del Terreneitor. Durante las pruebas se verificó la detección y el seguimiento de puntos característicos en tiempo real (Fig. 8), así como la construcción de un minimapa de referencia generado por el algoritmo a partir de los keyframes y sus puntos asociados. Estos resultados confirman el correcto funcionamiento del pipeline visual, con una detección estable de descriptores y una representación espacial coherente del entorno.

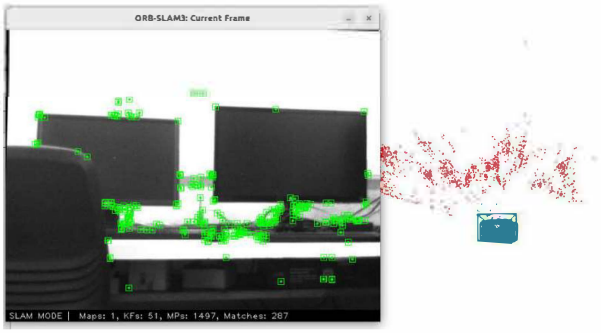


Fig. 8: Ejecución de ORB-SLAM3 en ROS2

G. Navegación con Nav2

La etapa de navegación autónoma se evaluó en el entorno virtual mediante la configuración de Nav2 en ROS2. Para ello se utilizó un mapa base de un pasillo simple como escenario de referencia (Fig. 9). A través de la interfaz de RViz fue posible indicar posiciones objetivo dentro del mapa y visualizar tanto la trayectoria planificada como el desplazamiento del robot representado en el entorno.

En la Fig. 9 se puede obeservar:

- En color rosa, zonas completamente ocupadas, donde el robot no puede navegar.
- En color blanco, zona libre, donde el robot puede planificar.
- En color azul, una zona de seguridad alrededor de los obstáculos.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

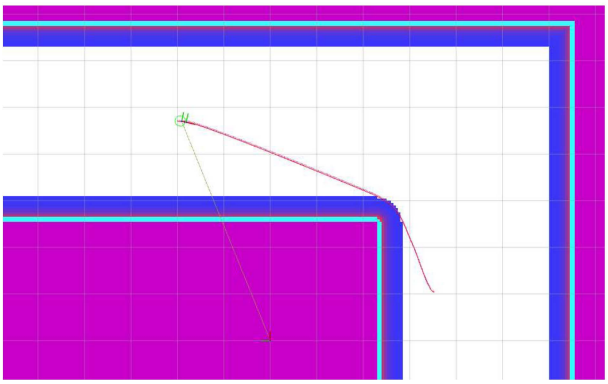


Fig. 9: Visualización en RVIZ de la planificación de trayectorias realizada por Nav2 sobre el mapa base

- En color celeste, el limite del mapa de costos.
- El circulo verde representa la posición del robot.

Durante las pruebas, el sistema generó trayectorias coherentes entre el punto inicial y el destino seleccionado, mostrando la capacidad del planificador global para trazar rutas viables y del controlador local para ejecutrar los movimientos asociados. El robot virtual (representado por su marcador en RViz) siguió las trayectorias sin necesidad de intervención manual, lo que constituye la primera validación práctica de navegación autónoma en el Terreneitor.

Estos resultados confirman el correcto funcionamiento del pipeline de navegación en un escenario controlado, y sientan la base para futuras pruebas en entornos más complejos, para luego llevarlo a la realidad.

Conclusiones

Los resultados obtenidos muestran que la arquitectura, basada en ROS 2 y visión estéreo, constituyen un enfoque sólido para proporcionar a un robot omnidireccional capacidades de percepción y navegación en entornos interiores. La validación en simulación confirma la coherencia del modelo, la confiabilidad del sistema de visión calibrado y la viabilidad del uso de Nav2 como herramienta de planificación de trayectorias.

A futuro, el desafío principal se centra en la integración entre los mapas visuales generados por ORB-SLAM3 y los mapas de ocupación utilizados por Nav2, lo que permitirá unificar percepción y navegación en un mismo marco. Asimismo, se proyecta la extensión de las pruebas a escenarios más complejos y dinámicos, así como la implementación definitiva en el robot físico, consolidando su transición hacia un sistema de navegación completamente autónomo.

Referencias

[1] Hongwei Qin et al. (2023). Review of Autonomous Path Planning Algorithms for Mobile Robots.
[2] Yuya Maruyama et al. (2016). Exploring the performance of ROS2.
[3] Geiger, A et al. (2019). Efficient Large-Scale Stereo Matching.
[4] David V. Lu et al. (2014). Layered costmaps for context-sensitive navigation
[5] Carlos Campos et al. (2020). ORB-SLAM3: An Accurate Open-Source Library for Visual, Visual-Inertial and Multi-Map SLAM.
[6] Macenski et al. (2022). The Marathon 2: A Navigation System.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Control de posición de un péndulo-robot mediante un algoritmo de control PID hiperbólico

1st Gustavo Pérez Méndez
Facultad de Ciencias de la Electrónica
BUAP
Puebla de Zaragoza, México
gustavo.perezme@alumno.buap.mx

2nd Fernando Reyes Cortés
Facultad de Ciencias de la Electrónica
BUAP
Puebla de Zaragoza, México
fernando.reyes@correo.buap.mx

3rd Pablo Sánchez Sánchez
Facultad de Ciencias de la Electrónica
BUAP
Puebla de Zaragoza, México
pablo.sanchez@correo.buap.mx

***Abstract*—A lo largo del presente artículo se aborda el problema del control de posición de un sistema mecánico de tipo Péndulo-Robot (1 GDL)mediante la propuesta de un algoritmo de control PID con estructura hiperbólica. El desarrollo inicia obteniendo el modelo dinámico del sistema con la finalidad de tener una estructura matemática que modele el comportamiento del robot, para esto, se hace uso de la metodología Denavit-Hartemberg para el modelo cinemático y posteriormente, mediante las ecuaciones de movimiento de Euler-Lagrange se obtiene el modelo dinámico. La propuesta del algoritmo de control se respalda matemáticamente con un análisis de estabilidad en el sentido de Lyapunov del punto de equilibrio de la ecuación en lazo cerrado formada por la dinámica del robot y el algoritmo de control. Finalmente se muestran resultados de simulación en MATLAB para el algoritmo de control propuesto y el PID lineal, los cuales muestran como evoluciona el error de posición en el péndulo cuando se encuentra bajo la acción de los algoritmos de control, esto con la finalidad de llevar a cabo una comparativa de desempeño al evaluar la norma $\mathcal{L}_2[\tilde{q}(t))$**

***Index Terms*—Control, Lyapunov, estabilidad, desempeño**

I. Introducción

El esquema de control proporcional integral derivativo (PID) es un algoritmo lineal, básico y estándar en automatización cuya estructura matemática y aplicaciones siguen vigentes. Nació para mejorar el desempeño en estado estacionario del control PD y hoy se utiliza tanto en sistemas lineales (invariantes y variantes en el tiempo) como en sistemas con comportamiento dinámico no lineal. El PID continúa siendo tema de investigación: se buscan bases teóricas para extender su estructura hacia nuevas familias de esquemas PID no lineales. En robots manipuladores, el PID lineal suele ser superado por estructuras más robustas. En particular, el PID lineal no garantiza estabilidad asintótica global; típicamente su estabilidad es local y depende de condiciones iniciales y cercanía del punto de operación. Por ello se han propuesto diversas estructuras tipo PID no lineal con resultados de estabilidad semi global o global mediante teoría de Lyapunov y funciones de saturación. Este trabajo propone una nueva estructura matemática PID no lineal y presenta resultados de comparación de desempeño del algoritmo de control propuesto y el PID lineal además de un respaldo matemático mediante la teoría de estabilidad de Lyapunov a través de la cual, se demuestra estabilidad asintótica global en el punto de equilibrio formado por la estructura de control y la dinámica de la planta para esté análisis es necesario diseñar una función de energía llamada ”función candidata de Lyapunov” la cual debe cumplir con ser definida positiva y que a su vez, su derivada, es decir, la potencia, sea definida negativa, al cumplir dichas condiciones se demuestra la estabilidad asintótica en forma global del punto de equilibrio.

II. Modelo dinámico y control proporcional integral derivativo hiérbólico

El péndulo es un sistema mecánico de un grado de libertad, consta únicamente de un eslabón rígido con longitud l_1 acoplado de forma mecánica a un servomotor de transmisión directa como se muestra en la figura (1), dicho sistema se encuentra sometido a la acción de la gravedad, su movimiento es rotacional y se encuentra dentro de un plano vertical $x_0 - y_0$.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

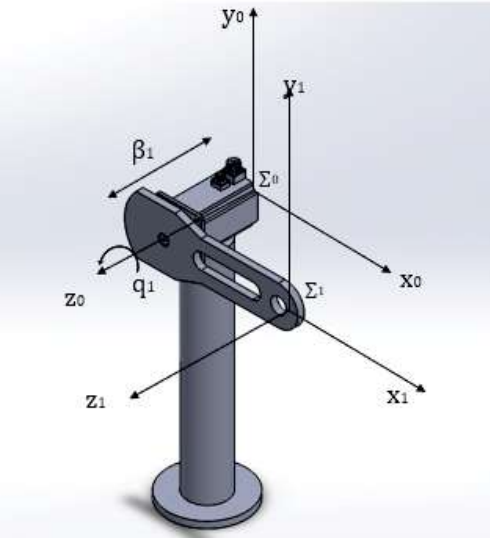


Fig. 1: Sistema mecánico péndulo-robot.

Los parámetros del péndulo así como la notación empleada para su análisis se muestran en la tabla (1)

Eslabón	Parámetro	Notación
1	Masa	m
	Longitud	l
	Inercia	$\mathcal{I}_r$
	Centro de masa	l_{ci}
	Posición articular	q
Aceleración debida a la gravedad		g

Tabla I: Parámetros y notación del eslabón 1.

A. Modelo cinemático

El inicio del análisis del modelo dinámico consta de la obtención de la cinemática directa del robot, para lo cual se utilizó la metodología Denavit-Hartemberg en la que a partir de los sistemas de referencia asignados (figura 1), se obtienen los parámetros que se muestran a continuación en la tabla (2).

Eslabón	l	α	d	θ
1	l_1	0	β_1	q_1

Tabla II: Parámetros DH del eslabón 1.

Empleando los datos obtenidos en la ecuación () se obtiene:

$$H_0^1 = H_{R_z}(q_1)H_{T_{z_0}}(\beta_1)H_{T_{x_0}}(l_1)H_{R_{x_0}}(0) \tag{1}$$

Lo anterior se puede expresar como una matriz de transformación homogénea de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} \cos(q_1) & -\sin(q_1)\cos(0) & \sin(q_1)\sin(0) & l_1\cos(q_1) \\ \sin(q_1) & \cos(q_1)\cos(0) & -\cos(q_1)\sin(0) & l_1\sin(q_1) \\ 0 & \sin(0) & \cos(0) & \beta_1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

donde,

$$R_0^1(\boldsymbol{q}_1) = \begin{bmatrix} \cos(q_1) & -\sin(q_1) & 0 \\ \sin(q_1) & \cos(q_1) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{2}$$

$$\boldsymbol{f}_R(\boldsymbol{q}_1) = \begin{bmatrix} x_0 \\ y_0 \\ z_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_1\cos(q_1) \\ l_1\sin(q_1) \\ \beta_1 \end{bmatrix} \tag{3}$$

Son la matriz de rotación y el vector de traslación, respectivamente.

B. Cinemática diferencial

Para obtener la cinemática diferencial, se procede a evaluar la derivada temporal de la cinemática directa la cual está definida por la ecuación (4).

$$\boldsymbol{v} = \frac{d}{dt}R_0^1(q_1) \tag{4}$$

$$\boldsymbol{v} = \begin{bmatrix} -l_c\sin(q_1)\dot{q}_1 \\ l_c\cos(q_1)\dot{1}_q \end{bmatrix} \tag{5}$$

C. Ecuaciones de movimiento de Euler-Lagrange

A partir de las ecuaciones (3) y (5) escritas respecto al centro de masa del eslabón 1, es posible obtener las funciones de energía (cinética y potencial). En cuanto a la energía cinética del sistema, la cual incluye la componente de traslación y rotación está dada por:

$$\mathcal{K}(q,\dot{q}) = \frac{1}{2}mv^2 + \frac{1}{2}I_r\dot{q}_1^2 \tag{6}$$

Escribiendo la ecuación (6) con los parámetros del péndulo se tiene:

$$\mathcal{K}(q,\dot{q}) = \frac{1}{2}ml_c^2\dot{q}_1^2 + \frac{1}{2}I_r\dot{q}_1^2 = \frac{1}{2}[ml_c^2 + I_r]\dot{q}_1^2 \tag{7}$$

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Por otro lado, la energía potencial tiene la siguiente forma general:

$$\mathcal{U}(q) = mgh \tag{8}$$

En el péndulo, $h = h_1 - h_2 = -l_c\cos(q_1) - (-l_c) = l_c(1 - \cos(q_1))$. (Ver figura 2).

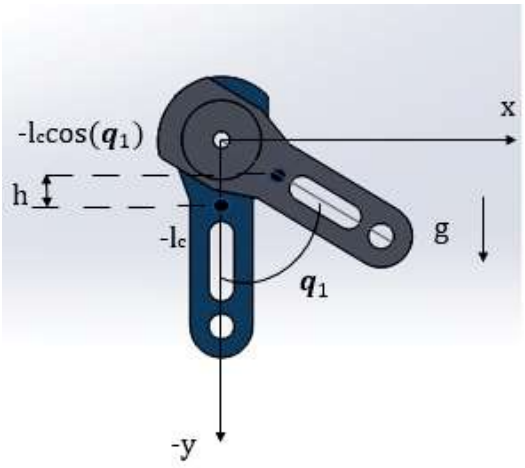


Fig. 2: Análisis de altura del péndulo.

Por lo que la energía potencial del péndulo se expresa de la siguiente manera:

$$U(q) = mgl_c[1 - \cos(q_1)] \tag{9}$$

El Lagrangiano se define como la diferencia entre la energía potencial y la energía cinética, tomando las expresiones (7) y (9)

$$\mathcal{L}(\boldsymbol{q}, \dot{\boldsymbol{q}}) = \mathcal{K}(\boldsymbol{q}, \dot{\boldsymbol{q}}) - \mathcal{U}(\boldsymbol{q}) \tag{10}$$

Sustituyendo las funciones de energía del péndulo en el Lagrangiano:

$$\mathcal{L}(\boldsymbol{q}, \dot{\boldsymbol{q}}) = \frac{1}{2}[ml_c^2 + I_r]\dot{q}_1^2 - mgl_c[1 - \cos(q_1)] \tag{11}$$

D. Modelo dinámico

Las ecuaciones de movimiento de Euler-Lagrange y a su vez, el modelo dinámico se obtienen al evaluar las siguientes derivadas parciales y agregando el modelo de fricción:

$$\tau = \frac{d}{dt}\left[\frac{\partial \mathcal{L}(q_1, \dot{q}_1)}{\partial \dot{q}_1}\right] - \frac{\partial \mathcal{L}(q_1, \dot{q}_1)}{\partial q_1} + f_f(\dot{q}, f_e) \tag{12}$$

El modelo dinámico del péndulo incluyendo el fenómeno de fricción $f_f(f_e, \dot{q})$ se escribe como se muestra en la siguiente expresión:

$$\tau = i_p\ddot{q} + mgl_c\sin(q_1) + b\dot{q} + f_c signo(\dot{q}_1) + f_e[1 - |signo(\dot{q}_1)|] \tag{13}$$

donde, $i_p = [ml_c + I_r]$.

Finalmente, expresado como una ecuación diferencial ordinaria (ode):

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} q_1 \\ \dot{q}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ \frac{1}{i_p}[\tau - mgl_c\sin(q_1) - f_f(f_e, \dot{q})] \end{bmatrix} \tag{14}$$

donde:

$$f_f(f_e, \dot{q}) = b\dot{q} + f_c signo(\dot{q}_1) + f_e[1 - |signo(\dot{q}_1)|$$

E. Esquema de control PID hiperbólico

El esquema de control PID propuesto está diseñado mediante funciones hiperbólicas de la siguiente manera:

$$\tau = K_p\frac{sinh(\alpha\tilde{q})}{1 + cosh(\alpha\tilde{q})} + K_i\rho - Kv\frac{sinh(\alpha\dot{q})}{1 + cosh(\alpha\dot{q})} + g(q) \tag{15}$$

donde,

- K_p, K_v, K_i son las ganancias proporcional, derivativa e integral respectivamente.
- $\rho = \int_0^t \frac{sinh(\alpha\tilde{q}(\sigma))}{1+cosh(\alpha\tilde{q}(\sigma))}d\sigma$

La ecuación en lazo cerrado está dada por el modelo dinámico del péndulo y la estructura PID hiperbólica

$$i_p\ddot{q} + mgl_c\sin(q_1) + b\dot{q} = K_p\frac{sinh(\alpha\tilde{q})}{1 + cosh(\alpha\tilde{q})} + K_i\rho - Kv\frac{sinh(\alpha\dot{q})}{1 + cosh(\alpha\dot{q})} \tag{16}$$

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Escrita en forma de ecuación diferencial ordinaria (ode):

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\tilde{q}\\ \rho\\ \dot{q}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}-\dot{q}\\ k_i\frac{sinh(\alpha\tilde{q})}{1+cosh(\alpha\tilde{q})}\\ \frac{1}{i_p}\left[k_p\frac{sinh(\alpha\tilde{q})}{1+cosh(\alpha\tilde{q})}+k_i\rho-k_v\frac{sinh(\alpha\dot{q})}{1+cosh(\alpha\dot{q})}-b\dot{q}\right]\end{bmatrix}$$

III. Análisis del punto de equilibrio

1) $\dot{q}=0 \leftrightarrow \dot{q}=0$

2) $\frac{1}{i_p}\left[k_p\frac{sinh(\alpha\tilde{q})}{1+cosh(\alpha\tilde{q})}+k_i\rho-k_v\frac{sinh(\alpha\dot{q})}{1+cosh(\alpha\dot{q})}-B\dot{q}\right]$

   - $k_p, k_v, k_i \in \mathbb{R}_+$ son las ganancias proporcional, derivativa e integrativa, respectivamente.
   - $B \in \mathbb{R}_+$ es el coeficiente de fricción viscosa.

   Puesto que $\dot{q}=0$

   $\rightarrow k_v\frac{sinh(\alpha\dot{q})}{1+cosh(\alpha\dot{q})}=0 \leftrightarrow \dot{q}=0$

   $B\dot{q}=0 \leftrightarrow \dot{q}=0$

   $k_p\frac{sinh(\alpha\tilde{q})}{1+cosh(\alpha\tilde{q})}+k_i\rho=0$

3) $\rho=\int_0^t \frac{sinh(\alpha\tilde{q}(\sigma))}{1+cosh(\alpha\tilde{q}(\sigma))}d\sigma$

4) $\rho=0 \leftrightarrow \tilde{q}=0$

5) $k_p\frac{sinh(\alpha\tilde{q})}{1+cosh(\alpha\tilde{q})}=0 \leftrightarrow \tilde{q}=0$

Por lo tanto, el punto de equilibrio $[\dot{q},\tilde{q},\rho]^T=[0,0,0]^T$ existe y es único.

IV. Función de Lyapunov

La función estricta de Lyapunov, resulta de la suma de términos cuadráticos de combinaciones entre las variables de estado $\tilde{q}$, $\dot{q}$ y ρ la cual se muestra en la ecuación (17).

$$V(\dot{q},\tilde{q},\rho)=\frac{1}{2}\dot{q}^2 i_p+[ln(cosh(\alpha\tilde{q})+1)-ln(2)]k_p$$
$$-\frac{\epsilon_0\rho i_p\dot{q}}{1+||\rho||}+\frac{\epsilon_0^2\rho^2 i_p}{(1+||\rho||)^2}+\frac{1}{2}\dot{q}^2 i_p-\frac{\epsilon_0\tilde{q}i_p\dot{q}}{1+||\tilde{q}||}$$
$$+\frac{\epsilon_0^2\tilde{q}^2 i_p}{(1+||\tilde{q}||)^2}-\frac{\epsilon_0\tilde{q}i_p\rho}{1+||\tilde{q}||}-\frac{\epsilon_0^2\rho^2 i_p}{(1+||\tilde{q}||)^2}+\frac{1}{2}\rho^2 k_i$$
$$-\frac{\epsilon_0^2\rho^2 i_p}{(1+||\rho||)^2}-\frac{\epsilon_0^2\dot{q}i_p\tilde{q}}{(1+||\tilde{q}||)^2} \quad (17)$$

Mediante manipulaciones algebraicas y propiedades del modelo dinámico, es posible escribir la derivada de la función de Lyapunov de manera acotada y agrupada de acuerdo a la combinación de variables de estado a la que pertenece cada término (expresión 18).

$$\dot{V}(\dot{q},\tilde{q},\rho)\leq -\left[|k_p|\sqrt{n}-\frac{\epsilon_0|i_p|}{1+|\tilde{q}|}+\gamma_1|k_v|+2|B|\right]|\dot{q}|^2$$
$$-\left[-\frac{2\epsilon_0|i_p|}{(1+|\rho|)^2}+\frac{\epsilon_0^2|i_p|}{1+|\tilde{q}|}+\frac{\epsilon_0|k_p|\sqrt{n}}{1-|\tilde{q}|}\right]|\tilde{q}|^2$$
$$-\left[\frac{\epsilon_0|k_v|\sqrt{n}}{1+|\rho|}-\frac{\epsilon_0|k_p|\sqrt{n}}{1+|\rho|}-\frac{\epsilon_0 k_i}{1+|\rho|}\right]|\rho|^2$$
$$-\left[\frac{4\epsilon_0^2|i_p|}{(1+|\tilde{q}|)^2}+\frac{\epsilon_0|i_p|}{1+|\rho|}-\frac{|B|}{1+|\tilde{q}|}\right]|\tilde{q}||\dot{q}|$$
$$-\left[-2|k_i|-\frac{\epsilon_0|B|}{1+|\rho|}-\frac{\epsilon_0|i_p|}{1+|\tilde{q}}\right]|\dot{q}||\rho|$$
$$-\left[-\frac{4\epsilon_0^2|i_p|}{(1+|\rho|)^2}+\frac{2\epsilon_0^2|i_p|}{(1+|\tilde{q})^2}-|k_i|\right]|\rho||\tilde{q}| \quad (18)$$

FInalmente, es posible expresar la expresión (18) en forma matricial de la siguiente manera:

$$\dot{V}(\dot{q},\tilde{q},\rho)\leq -\begin{bmatrix}\alpha & \frac{1}{2}\Omega & \frac{1}{2}\mu\\ \frac{1}{2}\Omega & \phi & \frac{1}{2}\omega\\ \frac{1}{2}\mu & \frac{1}{2}\omega & \beta\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\dot{q}\\ \tilde{q}\\ \rho\end{bmatrix} \quad (19)$$

donde,

$$\alpha=\left[|k_p|\sqrt{n}-\frac{\epsilon_0|i_p|}{1+|\tilde{q}|}+\gamma_1|k_v|+2|B|\right]$$

$$\phi=\left[-\frac{2\epsilon_0|i_p|}{(1+|\rho|)^2}+\frac{\epsilon_0^2|i_p|}{1+|\tilde{q}|}+\frac{\epsilon_0|k_p|\sqrt{n}}{1-|\tilde{q}|}\right]$$

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

$$\beta = \left[\frac{\epsilon_0|k_v|\sqrt{n}}{1+|\rho|} - \frac{\epsilon_0|k_p|\sqrt{n}}{1+|\rho|} - \frac{\epsilon_0 k_i}{1+|\rho|}\right]$$

$$\Omega = \left[\frac{4\epsilon_0^2|i_p|}{(1+|\tilde{q}|)^2} + \frac{\epsilon_0|i_p|}{1+|\rho|} - \frac{|B|}{1+|\tilde{q}|}\right]$$

$$\mu = \left[-2|k_i| - \frac{\epsilon_0|B|}{1+|\rho|} - \frac{\epsilon_0|i_p|}{1+|\tilde{q}}\right]$$

$$\omega = \left[-\frac{4\epsilon_0^2|i_p|}{(1+|\rho|)^2} + \frac{2\epsilon_0^2|i_p|}{(1+|\tilde{q}|)^2} - |k_i|\right]$$

Para que la función de Lyapunov cumpla con las condiciones necesarias para probar estabilidad asintótica global, se obtienen las condiciones sobre ϵ_0. Esta constante debe tomar valores dentro del intervalo $(0, \gamma)$, es decir:

$$0 < \epsilon_0 < \gamma \tag{20}$$

donde $\gamma\mathbb{R}_+$ y además:

$$\gamma = \sqrt{\frac{k_p}{i_p}} > \frac{\epsilon_0}{1+|\tilde{q}|} > 0 \tag{21}$$

$$\sqrt{\frac{k_i}{i_p}} > \frac{\epsilon_0}{1+|\rho|} > 0 \tag{22}$$

$$\sqrt[4]{\frac{k_i}{i_p}} > \frac{\epsilon_0}{1+|\tilde{q}|} > 0 \tag{23}$$

V. Simulación

Los resultados analíticos de esta investigación cuentan con un respaldo mediante simulación en **MATLAB** en donde se desarrolló un código que permite evaluar el comportamiento del control sobre el sistema mecánico, es importante mencionar que al hablar de una ”simulación” se hace referencia a que esta incluye el modelo dinámico con los parámetros reales del sistema en cuestión, para este caso, se utilizaron los valores físicos de una plataforma experimental diseñada y construida en la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla. A continuación se muestran las gráficas de las variables de estado así como del par aplicado, posteriormente se analizan los resultados con base a su comportamiento.

Las ganancias utilizadas en ambos algoritmos de control se muestran a continuación:

Constante	G. proporcional	G. derivativa	G. integrativa
$\alpha = 1.05\pi$	$k_p = 7$	$k_v = 0.72k_p$	$k_i = 0.002k_v$

Tabla III: Ganancias y contante seleccionadas para la simulación de los algoritmos de control.

La figura 3 muestra la gráfica del error de posición del péndulo cuando se encuentra bajo la acción del algoritmo de control PID hiperbólico, se puede observar que tiene un transitorio suave, sin oscilaciones ni sobre impulsos, logra llegar a estado estacionario en un tiempo de 2.16 segundos en el cual presenta un error de $-0.033°$.

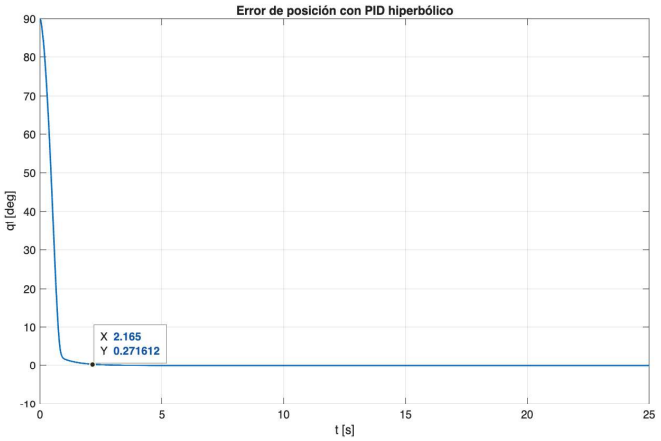


Fig. 3: Error de posición del péndulo con control PID hiperbólico

La respuesta del sistema con el algoritmo de control PID se muestra en la figura 4. Al igual que con el PID hiperbólico el transitorio es suave, sin oscilaciones ni sobreimpulsos, sin embargo, con este control el tiempo de asentamiento es mayor, se observa que le toma $3.45s$ en entrar en estado estable, es decir, $1.29s$ más que en el algoritmo propuesto y se presenta un error de $-0.129°$.

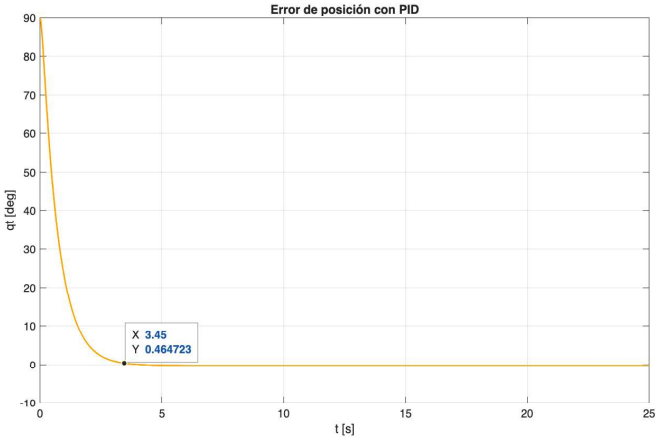


Fig. 4: Error de posición del péndulo con control PID.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

En las figuras 5 y 6 se muestra el par aplicado para el péndulo con las estructuras PID hiperbólico y PID respectivamente. Los picos que se muestran para cada una de las imágenes, corresponden a la acción de control derivativa, la cual actúa como un freno mecánico. En este punto, la velocidad alcanzó su valor máximo y es necesario aplicar torque en sentido opuesto al del movimiento del eslabón para evitar que se generen los sobre impulsos y se alcance de forma óptima la posición deseada.

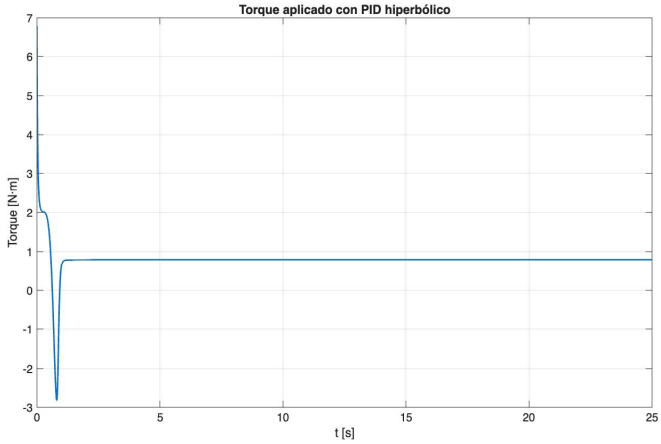


Fig. 5: Par aplicado por el servomotor con el control PID hiperbólico.

Una vez que el sistema entra en estado estacionario, se observa que el torque se estabiliza en valores distintos a cero, en este caso lo que se esta observando es la compensación de gravedad, necesaria para mantener al sistema en la posición deseada.

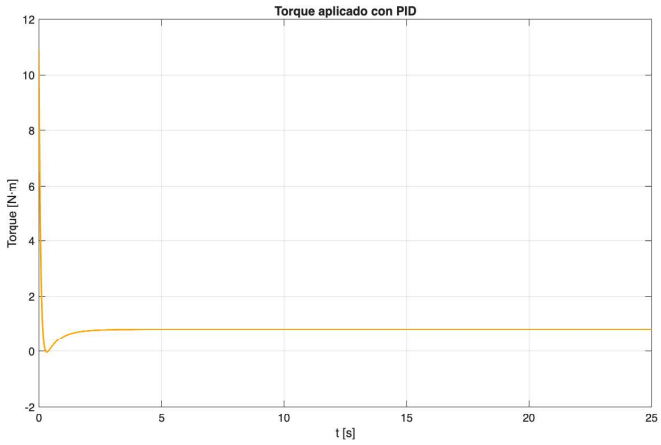


Fig. 6: Par aplicado por el servomotor con el control PID

La velocidad articular del péndulo con el algoritmo de control propuesto se muestra en la figura 7 y para el PID se muestra en la figura 8. El análisis de estas gráficas es más simple ahora que se sabe como evoluciona el torque en el sistema. Para este caso, la velocidad máxima que se alcanza con el PID hiperbólico es de $147.51°/s$ mientras que para el PID es de $102.12°/s$ y es en ese punto donde se presentan los picos en el par aplicado puesto que debe frenar el eslabón para que la velocidad disminuya hasta llegar a cero, es ahí cuando el sistema alcanzó el estado estacionario. La diferencia de velocidad entre ambos casos es notoria y es debido a este incremento de velocidad que el transitorio es mas corto con el PID hiperbólico respecto al PID.

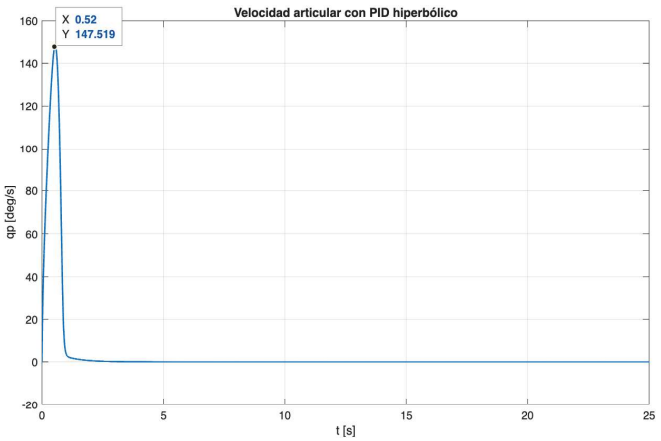


Fig. 7: Velocidad articular del péndulo con el control PID hiperbólico

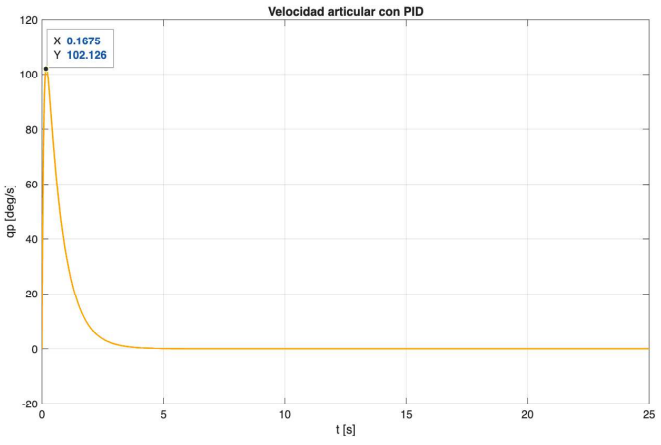


Fig. 8: Velocidad articular del péndulo con el control PID.

Cualitativamente, ambos algoritmos de control poseen un buen desempeño, no presentan sobre impulsos y el tiempo de transitorio es aceptable, sin embargo, siempre es necesario obtener datos cuantitativos para poder afirmar que uno es mejor que otro, para esto, se obtiene un valor escalar que resulta de evaluar la norma $\mathcal{L}_2[\tilde{q}(t))$, la cual representa la medición numérica del error de posición, lo que implica que el que presente menor valor, tendrá mejor desempeño, esto se define de forma matemática como lo muestra la ecuación (24).

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

$$\mathcal{L}_2[\tilde{q}(t)] = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T ||\tilde{q}(\sigma)||^2 d\sigma} \tag{24}$$

donde, $T \in \mathbb{R}_+$ es el tiempo experimental, el cual fue $T = 25s$.

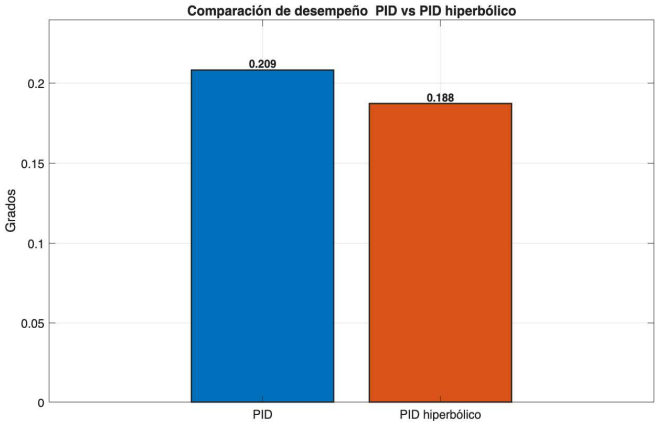


Fig. 9: Norma $\mathcal{L}_2$ de los algoritmos de control.

Los valores numéricos obtenidos fueron $\mathcal{L}_2[q_{\tilde{PID}}(t)) = 0.209$ para el PID y $\mathcal{L}_2[q_{\tilde{PID}_H}(t)) = 0.188$ para el PID hiperbólico, siendo este último el que presenta el mejor desempeño.

VI. Investigaciones futuras

El esquema de control propuesto tiene un amplio campo de investigación ya que en este caso se aplicó en un péndulo-robot pero es posible evaluar su desempeño aplicándolo a cualquier otro robot manipulador, por ejemplo un robot antropomórfico de 2 o 3 gdl. Además, el análisis de estabilidad del punto de equilibrio puede extenderse para demostrar estabilidad asintótica global para cualquier robot de n grados de libertad mediante la ecuación en lazo cerrado formada por el algoritmo de control y el modelo dinámico $\tau = M(\boldsymbol{q})\ddot{\boldsymbol{q}} + C(\boldsymbol{q}, \dot{\boldsymbol{q}})\dot{\boldsymbol{q}} + B(\dot{\boldsymbol{q}}) + \boldsymbol{g}(\boldsymbol{q})$. Otro aspecto importante es que por la estructura que presenta el algoritmo, queda abierta la posibilidad de extender el análisis hacia una familia de algoritmos de control PID hiperbólicos.

VII. Conclusiones

A lo largo de este artículo, se presentó la propuesta de un nuevo algoritmo de control PID con estructura hiperbólica como solución al problema de control de posición en un péndulo-robot, además de lo anterior, se presentó una comparativa de desempeño entre dicho algoritmo de control y el PID lineal, los resultados de esta comparación fueron satisfactorios ya que el control propuesto presentó una mejora del 10% en el desempeño de la simulación respecto al PID lineal. El uso de estructuras no lineales en los algoritmos de control como se hizo en este caso favorece el comportamiento del sistema ya que se trata de un sistema no lineal, por lo cual, una estructura lineal, no siempre será la mejor opción para este tipo de sistemas. Esta propuesta se fortalece y respalda matemáticamente gracias al desarrollo de la demostración de estabilidad asintótica global del punto de equilibrio, lo cual se logró mediante el diseño de una función estricta de Lyapunov la cual, bajo una adecuada selección de parámetros, cumple con los criterios para demostrar lo mencionado anteriormente. Es importante mencionar que en este artículo se presentó el algoritmo de control como uno solo, sin embargo, esta estructura permite extender la investigación hacia una familia de algoritmos PID hiperbólicos, además de ser evaluado en distintos sistemas de mayor numero de grados de libertad.

References

[1] Reyes Cortés F."Robótica: Control de robots manipuladores". Alfa Omega. 2024.

[2] D. A. Wells, "Dinámica de Lagrange con un Estudio de Ecuaciones del Movimiento de Euler: Principio y Ecuaciones de Hamilton", Serie de Compendios Schaum. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 1972.

[3] Rafael Kelly (1998). Global Positioning of Robot Manipulators via PD control Plus a Class of Nonlinear Integral Actions. IEE Transacctions on Automatic Control, Vol. 43, No. 7, pp. 934-930, July 1998.

[4] Takegaki M. and Arimoto S. "A new feedback method for dynamic control of manipulators". ASME J. Dyn. Syst. Meas. Control. 1981.

[5] Reyes, F., Cid, J., Limón, M. A., and Cervantes, M. (2013). Square root - type control for robot manipulators. *International Journal of Advanced Robotic Systems*, Vol. 10, No. 39, 2013.

[6] Kelly R., V. Santibáñez y F. Reyes. "On saturated–proportional derivative feedback with adaptive gravity compensation of robot manipulators". Int. J. of Adaptive Control and Signal Processing. John Wiley & Sons, Ltd. 10(4): 1996

[7] Álvarez J, Cervantes I and Kelly R (2000). PID regulation of Robot Manipulators: Stability and Performance. *Systems and Control Letter,* Vol. 41, pp 73-83.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Observador de estados Luenberger para un péndulo

1st Moisés Gizeh Jiménez Hernández
Facultad de Ciencias de la Electrónica
BUAP
Puebla, Puebla, México
moises.jimenezh@alumno.buap.mx

2nd Fernando Reyes-Cortes
Facultad de Ciencias de la Electrónica
BUAP
Puebla, Puebla, México
fernando.reyes@correo.buap.mx

3rd Pablo Sánchez Sánchez
Facultad de Ciencias de la Electrónica
BUAP
Puebla, Puebla, México
pablo.sanchez@correo.buap.mx

***Abstract*—Este artículo se centra en la aplicación de observadores de Luenberger a sistemas Lagrangianos, utilizando el péndulo simple como un sistema dinámico no lineal representativo. El sistema se modela en el espacio de estados y se analiza la estabilidad del error de estimación mediante la teoría de Lyapunov. Este análisis demuestra que, con ganancias de observador apropiadas, el error de estimación converge asintóticamente a cero. Los resultados de simulación confirman que la posición del péndulo alcanza de forma estable el punto de ajuste deseado sin sobrepaso; mientras tanto, la velocidad angular, que no se mide directamente, se estima con precisión. Los resultados de simulación validan además la eficacia del observador propuesto como una herramienta confiable para la reconstrucción de estados. Este trabajo establece las bases para la integración de algoritmos de control más avanzados, contribuyendo así al campo más amplio de la teoría de control.**

***Index Terms*—Luenberger Observador, Estimación de estados, Sistemas Lagrangianos, Estabilidad de Lyapunov, Teoría de Control.**

I. Introducción

La teoría de control es una disciplina en la ingeniería y las ciencias aplicadas que se ocupa de influir en el comportamiento de los sistemas dinámicos y llevarlo a un estado deseado [1]. En la realidad, los sistemas rara vez son ideales, no se comportan de manera simple y predecible, estos son sistemas no lineales; a menudo presentan problemáticas como la incertidumbre paramétrica, dinámica no modelada y no linealidades [2] [3] [4]. Para afrontar estos desafíos, se han estudiado estrategias de control avanzadas para garantizar la estabilidad, precisión y robustez en el sistema, incluso cuando no todos los estados internos son conocidos [5].

A diferencia de los sistemas lineales, los sistemas no lineales son aquellos cuyo comportamiento no puede ser descrito con ecuaciones donde las variables y sus derivadas aparecen como sumandos y con factores constantes. En estos sistemas, la propiedad de superposición no se cumple: la respuesta a una suma de entradas no es necesariamente la suma de las respuestas individuales lo que aumenta la complejidad en su análisis y control [5].

Para el estudio y desarrollo de técnicas de control de este tipo de sistemas, es fundamental su estudio a partir de modelos de referencia que, aunque sean relativamente simples, capturen la esencia de la no linealidad. Aquí es donde el péndulo simple funciona como objeto de estudio; su ecuación de movimiento $I_p\ddot{q} + b\dot{q} + mgl_c \operatorname{sen}(q) = \tau$, contiene un término no lineal $\operatorname{sen}(q)$, lo que lo convierte en un modelo ideal para estudiar la dinámica no lineal, probar y validar estrategias de control no lineal y solucionar problemas de seguimiento de trayectoria [5].

Un prerrequisito fundamental para controlar eficazmente cualquier sistema, lineal o no lineal, es la disponibilidad de información sobre las variables de estado del sistema en cada instante. El estado de un sistema es el conjunto mínimo de variables (posición, velocidad, ángulo, velocidad angular) que, junto con el conocimiento de futuras entradas de control, determina íntegramente el comportamiento futuro del sistema [6].

La esencia del problema es que, medir todos los estados de un sistema es complicado o imposible, impráctico y costoso [7] [8]. Cada sensor añade un costo, peso, complejidad en el manejo de cables y variables como la velocidad o la aceleración (junto a sus homólogos angulares) son complicados de medir directamente [9], requiriendo sensores como giroscopios o tacómetros; sensores caros que añaden peso y son susceptibles al ruido o presentan deriva (error que se acumula con el tiempo), factores que degradan la calidad de la señal medida.

Cuando no podemos medir todos los estados, la solución es estimarlos; en lugar de medir directamente una variable, se emplea un algoritmo matemático que calcula una estimación de su valor basándose en las variables que sí se pueden medir (generalmente las entradas de control y las salidas del sistema) [8].

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Existen estrategias para la estimación de estados, los filtros de Kalman para sistemas con ruido o los observadores de estado extendido que pueden estimar incluso las perturbaciones [7] [9] [10]. Sin embargo, uno de los métodos elementales y elegantes para sistemas deterministas (o con ruido acotado) es el Observador de Luenberger, también nombrado Observador asintótico [6].

Un observador de Luenberger es un sistema dinámico que funciona en paralelo al sistema real. Su estructura es ingeniosamente simple; crea una copia del modelo matemático del sistema real el cual genera una estimación de estado $\hat{\boldsymbol{x}}(t)$, compara la salida estimada $\hat{\boldsymbol{y}}(t) = C\hat{\boldsymbol{x}}(t)$ con la salida medida $\boldsymbol{y}$. La diferencia, $\boldsymbol{y}(t) - \hat{\boldsymbol{y}}(t)$, es el error de observación de la salida, forzando que la estimación converja al estado real. La dinámica del observador se describe por la ecuación: $\dot{\hat{\boldsymbol{x}}} = f(\hat{\boldsymbol{x}}, \tau) + L(y - \hat{y})$ cuya ventaja es que el error de estimación, $\tilde{\hat{x}}(t) = x(t) - \hat{x}(t)$ sigue su propia dinámica $\dot{\tilde{\hat{x}}}(t) = \dot{x}(t) - \dot{\hat{x}}(t)$. Lo que nos permite que el error de estimación converja a cero a la velocidad que deseemos [6].

II. Modelo del sistema dinámico

Considerando un sistema dinámico afín al control de la forma general:

$$\dot{\boldsymbol{x}}(t) = f(\boldsymbol{x}(t)) + g(\boldsymbol{x}(t))\boldsymbol{u}(t), \quad \boldsymbol{y}(t) = h(\boldsymbol{x}(t)), \tag{1}$$

donde $x(t) \in \mathbb{R}^n$ es el vector de estados, $u(t) \in \mathbb{R}^m$ la entrada, y $y(t) \in \mathbb{R}^p$ la salida medida.

Particularmente, un péndulo es sistema dinámico Lagrangiano con amplias aplicaciones en ingeniería y física, sirviendo como un modelo fundamental para sistemas dinámicos. En su concepción, un péndulo consiste en una masa m suspendida en un pivote, que le permite oscilar libremente. En la teoría de control, a este sistema se le puede aplicar una fuerza externa, como un torque τ para influenciar su comportamiento.

La estructura matemática que describe este sistema se basa en las ecuaciones de Euler-Lagrange, resultando en una ecuación diferencial no lineal de segundo orden [1]:

$$\tau = I_p\ddot{q} + b\dot{q} + mgl_c\,\text{sen}(q) \tag{2}$$

donde q es la posición angular, τ es el par de entrada, I_p es la inercia, b es el coeficiente de fricción viscosa, y el término $mgl_c\,\text{sen}(q)$ representa el par gravitacional.

Para el diseño del observador, expresamos el sistema en forma de espacio de estados. Definiendo el vector de estado como $\boldsymbol{x} = [q, \dot{q}]^T = [x_1, x_2]^T$, las ecuaciones de espacio de estados son:

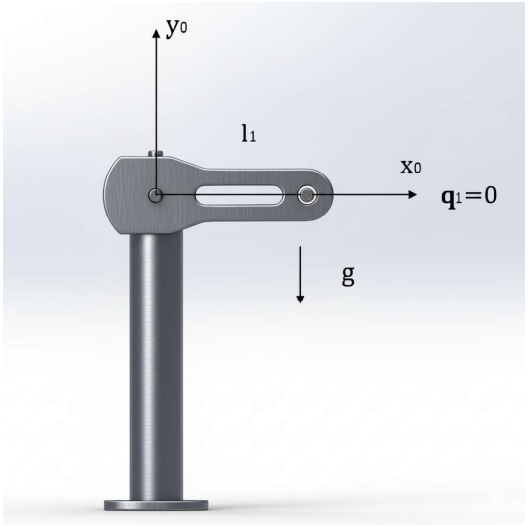


Fig. 1. Prototipo de péndulo simple.

$$\dot{x}_1 = x_2 \tag{3}$$

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{I_p}\left(\tau - bx_2 - mgl_c\,\text{sen}(x_1)\right) \tag{4}$$

lo reescribimos en su forma matricial:

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \begin{bmatrix}\dot{q}\\ \ddot{q}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\dot{q}\\ \frac{1}{I_p}\left(\tau - b\dot{q} - mgl_c\,\text{sen}(q)\right)\end{bmatrix} \tag{5}$$

cuya ecuación de salida corresponde con:

$$y = \begin{bmatrix}1 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}q\\ \dot{q}\end{bmatrix} \tag{6}$$

III. Diseño de un observador de Luenberger

Dado que la velocidad angular $\dot{q}$ no se mide directamente, se diseña un observador de Luenberger para estimar los estados internos del sistema. Considerando la estructura general del observador [1]:

$$\dot{\hat{\boldsymbol{x}}} = f(\hat{\boldsymbol{x}}, \tau) + L(y - \hat{y}) \tag{7}$$

donde $\hat{\boldsymbol{x}} = [\hat{q}, \dot{\hat{q}}]^T$ es el vector de estados internos estimados, $y = q$ es la salida medida, $\hat{y} = \hat{q}$ es la salida estimada, y $L = [l_1, l_2]^T$ es el vector de ganancias del observador.

Las ecuaciones que describen el comportamiento dinámico del observador son:

$$\dot{\hat{q}} = \dot{\hat{q}} + l_1(q - \hat{q}) \tag{8}$$

$$\ddot{\hat{q}} = \frac{1}{I_p}\left(\tau - b\dot{\hat{q}} - mgl_c\,\text{sen}(q)\right) + l_2(q - \hat{q}) \tag{9}$$

Para el análisis de la convergencia, el error de estimación es definido como $\tilde{q} = q - \hat{q}$ y $\dot{\tilde{q}} = \dot{q} - \dot{\hat{q}}$. La dinámica de este error es obtenido al derivarlo con respecto al

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

tiempo y sustituyendo las ecuaciones que modelan el comportamiento dinámico del sistema junto con las del observador.

En consecuencia, la derivada del error de posición es:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{q}} &= \dot{q} - \dot{\hat{q}} \\ &= \dot{q} - \left(\dot{\hat{q}} + l_1(q - \hat{q})\right) \\ &= (\dot{q} - \dot{\hat{q}}) - l_1(q - \hat{q}) \\ &= \dot{\tilde{q}} - l_1\tilde{q} \end{aligned} \tag{10}$$

Y finalmente:

$$\begin{aligned}\ddot{\tilde{q}} &= \ddot{q} - \ddot{\hat{q}} \\ &= \frac{1}{I_p}\left(\tau - b\dot{q} - mgl_c\,\mathrm{sen}(q)\right) \\ &- \left[\frac{1}{I_p}\left(\tau - b\dot{\hat{q}} - mgl_c\,\mathrm{sen}(q)\right) + l_2(q - \hat{q})\right] \\ &= -\frac{b}{I_p}(\dot{q} - \dot{\hat{q}}) - \frac{mgl_c}{I_p}\left(\mathrm{sen}(q) - \mathrm{sen}(q)\right) - l_2\tilde{q} \\ &= -\frac{b}{I_p}\dot{\tilde{q}} - l_2\tilde{q} \end{aligned} \tag{11}$$

Corresponde con la dinámica del error de velocidad.

IV. Análisis de estabilidad por Lyapunov

La estabilidad de un sistema dinámico no lineal

$$\dot{\boldsymbol{x}}(t) = f(\boldsymbol{x}(t)) + g(\boldsymbol{x}(t))\boldsymbol{u}(t),$$

puede analizarse mediante una función candidata de Lyapunov $V(\boldsymbol{x})$, la cual debe cumplir las siguientes propiedades:

1) $V(\boldsymbol{x}) > 0$ para todo $\boldsymbol{x} \neq 0$ y $V(0) = 0$, es decir, V es definida positiva.
2) Su derivada temporal a lo largo de las trayectorias del sistema satisface $\dot{V}(\boldsymbol{x}) \leq 0$, garantizando que la energía "almacenada" en el sistema no aumenta.

Una función de Lyapunov puede considerarse como una medida de energía del sistema dinámico.En su formulación clásica, se consideran funciones cuadráticas de la forma:

$$V(\boldsymbol{x}) = \boldsymbol{x}^T P \boldsymbol{x},$$

donde $P = P^T > 0$ es una matriz definida positiva.

Particularmente, para el péndulo simple con observador de Luenberger, se propone la siguiente función candidata:

$$V(\tilde{q}, \dot{\tilde{q}}) = \tfrac{1}{2}l_2\tilde{q}^2 + \tfrac{1}{2}\dot{\tilde{q}}^2,$$

la cual respeta las condiciones anteriores al ser cuadrática y definida positiva, permitiendo demostrar la convergencia asintótica del error de estimación.

La derivada temporal de V, a lo largo de las trayectorias de la dinámica del error, se calcula como:

$$\begin{aligned}\dot{V}(\tilde{q}, \dot{\tilde{q}}) &= l_2\tilde{q}\dot{\tilde{q}} + \dot{\tilde{q}}\ddot{\tilde{q}} \\ &= l_2\tilde{q}(\dot{\tilde{q}} - l_1\tilde{q}) + \dot{\tilde{q}}\left(-\frac{b}{I_p}\dot{\tilde{q}} - l_2\tilde{q}\right) \\ &= l_2\tilde{q}\dot{\tilde{q}} - l_1l_2\tilde{q}^2 - \frac{b}{I_p}\dot{\tilde{q}}^2 - l_2\tilde{q}\dot{\tilde{q}} \\ &= -l_1l_2\tilde{q}^2 - \frac{b}{I_p}\dot{\tilde{q}}^2. \end{aligned} \tag{12}$$

En consecuencia:

$$\dot{V}(\tilde{q}, \dot{\tilde{q}}) \leq -l_1l_2\tilde{q}^2 - \frac{b}{I_p}\dot{\tilde{q}}^2. \tag{13}$$

Para asegurar que $\dot{V}$ sea definida negativa, los coeficientes de $\tilde{q}^2$ y $\dot{\tilde{q}}^2$ deben ser positivos. Esto impone las condiciones:

$$l_1l_2 > 0, \tag{14}$$

$$\frac{b}{I_p} > 0. \tag{15}$$

De este modo, al elegir adecuadamente las ganancias l_1, l_2, se garantiza que $\dot{V} < 0$. En consecuencia, el origen del sistema de error $(\tilde{q}, \dot{\tilde{q}}) = (0, 0)$ resulta asintóticamente estable, lo que asegura que los estados estimados convergen hacia los estados reales del sistema.

V. Resultados de simulación

El objetivo principal del diseño del observador de Luenberger es estimar los estados no medidos del sistema dinámico, en esta situación en particular estimamos la velocidad angular del péndulo a partir de la medición de posición. El rigor de este procedimiento es respaldado por el análisis de estabilidad realizado mediante el análisis de estabilidad de Lyapunov, donde se demuestra que bajo condiciones adecuadas en la sintonización de las ganancias, el error de estimación converge asintóticamente a cero. Por lo tanto los resultados reflejan un error transitorio decreciente y una adecuada reconstrucción de los estados internos, lo cual sienta las bases para la implementación de técnicas de control.

Para el análisis, se considera un péndulo cuyos parámetros se muestran en la Fig. 1 con fines de simulación. A continuación se muestran las gráficas obtenidas a partir de los parámetros y simulación del observador de Luenberger aplicado al péndulo simple.

En la Figura 2 se muestra el error de estimación el cual tiene una rápida convergencia hacia cero en un tiempo aproximado de dos segundos, confirmando que las ganancias seleccionadas cumplen con las condiciones planteadas en el análisis de estabilidad de Lyapunov. Corroborando la reconstrucción precisa de los estados internos del sistema dinámico por el observador de Luenberger.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

TABLE I

	Parámetros del péndulo.		
	Significado	***Notación***	***Valor***
	Masa.	m	5 Kg
	Centro de masa.	l_c	0.01 m
	Mom. de inercia del rotor.	I_r	0.16 m $\frac{\text{Nm}\cdot\text{seg}^2}{\text{rad}}$
	Momento de Inercia	I_c	$0.1605\frac{\text{Nm}\cdot\text{seg}^2}{\text{rad}}$
	Coef. fricc. visc. 1.	b_1	$0.17\frac{\text{Nm}\cdot\text{seg}}{\text{rad}}$
	Torque aplicado	τ	15 Nm

[a]Datos de un modelo digital.

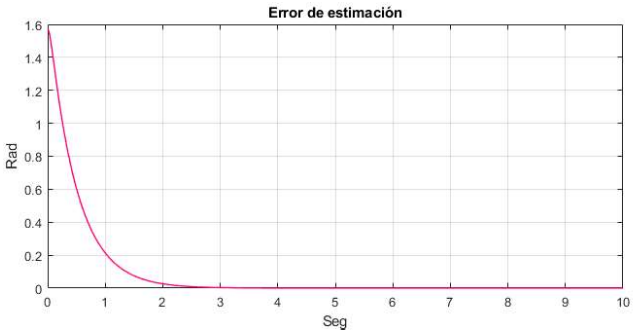


Fig. 2. Convergencia asintótica del error.

La Figura 3 se muestra la gráfica correspondiente a la posición, en ella se aprecia que el sistema alcanza la posición deseada de 1.57 rad, correspondiente a $\frac{\pi}{2}$, con un comportamiento transitorio suave y sin sobre impulsos significativos, reflejando un desempeño estable y coherente con la dinámica del péndulo bajo las condiciones de la simulación.

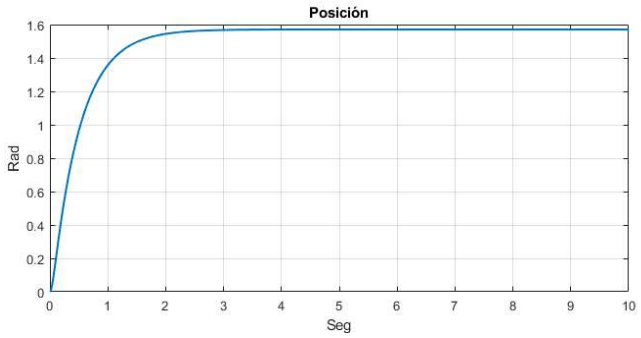


Fig. 3. Comportamiento dinámico del péndulo.

Finalmente la Figura 4 corresponde con la velocidad estimada muestra un pico inicial cercano a $2.5\frac{rad}{seg}$, seguido de un decaimiento exponencial hasta ser prácticamente cero después de los 3 segundos. El comportamiento exhibido es consistente con la posición del sistema, donde al estar en la posición deseada no hay cambio de velocidad y consistente con la dinámica amortiguada. Además, confirma que sin disponer de un sensor de velocidad angular, el observador es capaz de estimar de forma precisa el estado interno, proporcionando información fiable para su uso en algoritmos de control.

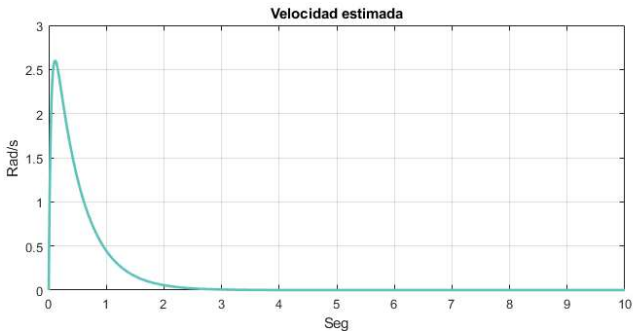


Fig. 4. Comportamiento transitorio del estado estimado.

En conjunto se demuestra que observador de Luenberger reconstruye adecuadamente los estados no medidos, con un error con convergencia asintótica garantizado. Esto corrobora la validez de la metodología planteada.

VI. Investigaciones futuras

El estudio de los observadores de Luenberger abre varias vías para futuras investigaciones. En primer lugar, la implementación del observador en un prototipo experimental que permita validar el desempeño con perturbaciones reales y ruido de medición. Asimismo, la comparación con otras metodologías de estimación, como observadores extendidos y filtros de Kalman, para determinar ventajas y limitaciones en escenarios con incertidumbre paramétrica y dinámica no modelada. Finalmente, la integración del observador dentro de esquemas de control no lineal robusto y adaptativo abre un campo prometedor para abordar problemas de seguimiento de trayectorias y regulación en sistemas dinámicos más complejos.

Las futuras investigaciones sobre los observadores de Luenberger aplicados a un péndulo podrían enfocarse en superar las limitaciones de los diseños clásicos con naturaleza lineal, extendiéndolos para manejar las complejidades no lineales, perturbaciones y el ruido de los sistemas ocupados en la ingeniería, al tiempo que se optimiza su rendimiento y confiabilidad

VII. Conclusiones

En este trabajo se aborda el diseño, análisis y validación de un observador de estados Luenberger aplicado a un sistema Lagrangiano representativo, el péndulo simple, considerado como un sistema dinámico no lineal. A partir de su representación en espacio de estados, se establece una metodología para la reconstrucción de las variables no medibles.

Posteriormente, se aborda el análisis de estabilidad del error de estimación empleando la teoría de Lyapunov. Mediante este análisis, se demuestra formalmente que el

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

error converge asintóticamente a cero, establecimiento las condiciones que deben cumplir las ganancias del observador para garantizar la convergencia.

Se constató que la posición estimada sigue el valor real alcanzando la posición deseada de forma estable y sin sobre impulsos, por su parte, un estado no medible de forma directa como la velocidad angular fue reconstruido con alta fidelidad y precisión. Con ello la metodología es validada por la simulación de los resultados y estableciendo una base sólida para la implementación de futuros esquemas de control avanzado que dependen de la disponibilidad de todas las variables del sistema.

References

[1] F. Reyes-Cortés. Robótica: Control de robots manipuladores. *Grupo Editor Alfaomega*. 2024.
[2] J. Chen, L. Sun, G. Sun, Y. Li, B. Zhu. Generalized predictive tracking control of spacecraft attitude based on hyperbolic tangent extended state observer. *Advances in Space Research*, pp. 335-344. 2020.
[3] S. Shi, J. Li, Y. Fang. Extended-state-observer-based chattering free sliding mode control for nonlinear systems with mismatched disturbance. IEEE Access. Vol 4, 2016.
[4] Y. Liu, Y. Wang, X. Zhang, G. Luo, S. Li, Y. Wang Nonlinear Generalized Predictive Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Extended State Observer. *45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, pp. 3222-3230. 2019.
[5] E. D. Sontag. *Mathematical Control Theory: Deterministic Finite-Dimensional Systems*. Springer-Verlag, New York, 2nd ed., 1998.
[6] T. Kailath. *Linear Systems*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1980.
[7] Q. Zhang C. Wang, X. Su, D. Xu. Observer-based terminal sliding mode control of non-affine nonlinear systems: finite-time approach. *Journal of the Franklin Institute*. 2018.
[8] M. Parvizian, K. Khandani. Hyperbolic observer design for a class of nonlinear systems. *Chaos Solutions and fractals*, 2021.
[9] Z. Li, R. Bu. Trajectory tracking of under-actuated ships based on optimal sliding mode control with state observer. Ocean Engineering. 2021.
[10] T. Bing, G. Mirzaeva, S. Li, D. Semenov. Fault-Tolerant Control of a Five-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor for Industry Applications. *IEEE Transactions on industry applications*. Vol. 54, 2018.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Prototipo didáctico de brazo robótico basado en STM32F401CCU6: diseño, implementación y validación

Jhon Vargas Ramirez

Universidad Pedagógica y Tecnológica de Colombia

Escuela de Ingeniería Electrónica

Tunja, Colombia
jhon.vargas09@uptc.educo

Edwin Sánchez Uriza

Universidad Pedagógica y Tecnológica de Colombia

Escuela de Ingeniería Electrónica, grupo de investigación I2E

Tunja, Colombia
edwinjavier.sanchez@uptc.edu.co

Ilber Ruge Ruge

Universidad Pedagógica y Tecnológica de Colombia

Escuela de Ingeniería Electrónica, grupo de investigación I2E

Tunja, Colombia
ilber.ruge@uptc.edu.co

Fabian Jimenez Lopez

Universidad Pedagógica y Tecnológica de Colombia

Escuela de Ingeniería Electrónica, grupo de investigación I2E

Tunja, Colombia
fabian.jimenez02@uptc.edu.co

Abstract—This work presents the development of an educational prototype based on microcontrollers for the control and operation of an electromechanical system. The project integrates a microcontroller from the STM32 family, selected due to its processing speed, availability of peripherals, and flexibility in signal handling, together with servomotors and a user interface that allows system manipulation and supervision. The methodology is described by separating the hardware design stage from the software development, in order to provide a clear view of the implemented architecture. The results demonstrate the correct operation of the system, highlighting the advantages of the chosen microcontroller compared to other alternatives. Finally, the limitations encountered during the implementation are discussed, and possible improvements for future versions of the prototype are proposed.

Keywords— Microcontrollers, STM32, Servomotors, arm prototype.

I. INTRODUCCIÓN

La automatización segura de tareas repetitivas mediante el uso de brazos robóticos se ha convertido en un pilar fundamental para la enseñanza de sistemas embebidos y control. En el ámbito educativo, estos prototipos permiten integrar conocimientos sobre microcontroladores, electrónica de potencia de baja intensidad, modelado cinemático y diseño de interfaces HMI/GUI [1]. A la vez, ayudan a crear conciencia sobre los riesgos ergonómicos y operativos en contextos reales. En los últimos años, la aparición de plataformas abiertas, fabricadas en 3D y de bajo costo, ha facilitado el acceso a manipuladores multieje, fomentando el aprendizaje basado en proyectos y el uso de laboratorios remotos. No obstante, aún existen retos importantes relacionados con la repetibilidad, la precisión angular, la rigidez estructural, el control en lazo cerrado y la trazabilidad de datos. Estos desafíos impulsan el desarrollo de prototipos didácticos que logren un mejor equilibrio entre costo y rendimiento, con sistemas electrónicos capaces de generar señales de temporización estables y confiables para actuadores comunes como servomotores y controladores PWM [2].

La revisión actual del estado del arte identifica al menos tres enfoques principales, el primero se enfoca en brazos robóticos abiertos y de bajo costo, diseñados para facilitar su reproducción en contextos educativos. Ejemplos como el proyecto PARA (con tres grados de libertad, estructura en su mayoría impresa en 3D, un alcance de un metro y capacidad de carga de dos kilogramos) priorizan la accesibilidad mecánica y la posibilidad de escalar el diseño [3]. Sin embargo, presentan limitaciones típicas de la fabricación aditiva, como holguras, flexiones y desgaste en los sistemas de transmisión, lo que repercute en la precisión y la repetibilidad de los movimientos en el extremo del brazo. A pesar de estas restricciones, estas plataformas demuestran un gran valor pedagógico para cursos de robótica y control, aunque sus capacidades estén lejos de las exigencias industriales, algo acorde con su propósito formativo.

El segundo enfoque más amplio es el acceso remoto usando IoT y laboratorios distribuidos. En concreto, se ha creado un brazo robótico open-source de bajo costo que integra una pantalla HMI inalámbrica y se controla con un

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

ESP32, pensado para practicar temas como la cinemática directa e inversa, además de programación, en situaciones de educación a distancia [4]. La idea es que sea fácil de replicar y que soporte metodologías como Denavit–Hartenberg en entornos económicos [5]. Sin embargo, el control suele ser abierto (servo PWM) y puede verse afectado por la latencia en las comunicaciones, lo que impacta en el seguimiento de trayectorias.

La tercera opción se centra en plataformas abiertas que ofrecen mejor rendimiento, como las que usan lazo cerrado (encoders absolutos) y se integran con ROS, como HELENE. Este sistema, que tiene 6 grados de libertad, cuenta con electrónica hecha a medida, control en modo cerrado, motores paso a paso y encoders. Estas soluciones mejoran mucho la precisión en la posición y hacen más fácil seguir la trayectoria, aunque también aumentan la complejidad para integrarlas y el costo, lo que puede ser un problema en aulas con recursos más ajustados [6]. Más recientemente, han salido opciones muy baratas como TARA, que cuesta unos 200 dólares y pone mucho énfasis en reproducibilidad y documentación abierta. Aunque son súper útiles para enseñar los conceptos básicos, todavía tienen limitaciones en cuanto a rigidez, peso que pueden cargar y precisión absoluta, especialmente comparadas con los robots comerciales para educación, como Dobot Magician [7].

Desde el punto de vista del control embebido, elegir el microcontrolador adecuado es clave. Por eso, en proyectos educativos, suelen usarse mucho los AVR/Arduino y los SoC con Wi-Fi como el ESP32, por su ecosistema y precio accesible [4] Pero si se busca es manejar varios lazos PWM, controlar interrupciones y DMAs, las familias STM32F4 ofrecen temporizadores avanzados, buses rápidos y suficiente memoria para lograr tiempos súper precisos y reducir el jitter en la generación de PWM para servos y otros drivers [1] [2]. Estas características, que se ven claramente en la serie STM32F401xB/C, incluyen temporizadores de 16 y 32 bits, interfaces USART, I²C, SPI, además de memoria Flash y RAM para firmware de control con telemetría básica [1]. Esto las hace muy buenas para prototipos educativos que necesitan ser confiables en el tiempo, pero sin salir del presupuesto. También, en la práctica en robótica, hemos visto cómo los STM32F4 permiten integrar la cinemática y las trayectorias directamente en el microcontrolador, demostrando que son una excelente opción para aprender control en tiempo real y manipulación en proyectos de ingeniería [2].

En resumen, se presenta aquí es un prototipo que se ubica justo en la intersección de estas ideas: desarrolla un prototipo didáctico de brazo robótico basado en el microcontrolador STM32F401CCU6, con control PWM y una interfaz gráfica para monitorear, creado para ayudar a reducir los riesgos en tareas repetitivas en entornos de aprendizaje (como reemplazar la manipulación manual, hacer movimientos repetitivos o experimentar de manera controlada). También busca cerrar la brecha entre la sencillez de kits abiertos y las exigencias de precisión y fiabilidad que requiere controlar actuadores.

Lo que aporta este prototipo es: (i) una justificación técnica de por qué se eligió el STM32F4 frente a otras opciones comunes en educación, (ii) una descripción de una arquitectura de hardware y software fácil de reproducir, con un foco especial en garantizar que el control de los servomotores sea determinista en cuanto a temporización, y (iii) un registro de resultados y limitaciones que puedan guiar futuras mejoras, como integrar retroalimentación con encoders, implementar registros de datos, y quizás conectar con ROS o comunicación inalámbrica en el momento adecuado.

II. Metodología

1. *Enfoque general y diseño del estudio*

Se adoptó un diseño explicativo–experimental con énfasis en la reproducibilidad: (i) síntesis del hardware de control y potencia; (ii) desarrollo del firmware determinista para generación de PWM y manejo de eventos; (iii) construcción de una interfaz HMI/GUI para operación y telemetría; y (iv) validación experimental basada en métricas de desempeño del manipulador (seguimiento angular, repetibilidad posicional, latencia de mando, jitter de PWM y estabilidad temporal). La plataforma se basa en un STM32F401CCU6 (ARM Cortex-M4 a 84 MHz), servomotores de hobby y una GUI con comunicación serial.

El diagrama general del sistema hardware se representa en la Figura 1.

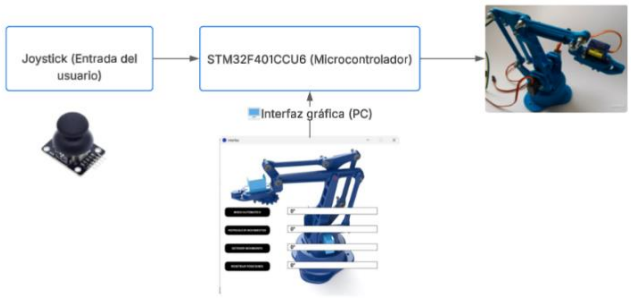


Figura 1. Arquitectura general del prototipo didáctico.

2. *Software*

El desarrollo del software se realizó en dos niveles:

Firmware en el microcontrolador: encargado de recibir los comandos provenientes de la GUI, procesarlos y generar las señales PWM necesarias para controlar los servomotores. Incluye rutinas de inicialización de periféricos, lectura de entradas, validación de límites y envío de retroalimentación al usuario.

Interfaz gráfica en el computador: diseñada para facilitar la interacción con el sistema. Esta GUI envía instrucciones al microcontrolador mediante comunicación serial, traduce los movimientos del joystick en ángulos de referencia y proporciona un entorno visual que ayuda al usuario a comprender el comportamiento de los actuadores (Figura 2).

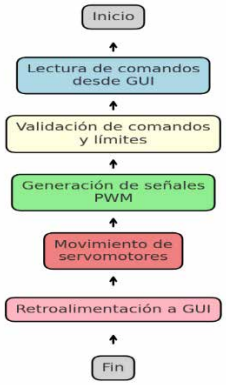


Figura 2. Flujo general de software implementado.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

TABLA 1. COMPARACION MICROCONTROLADORES

CRITERIO CLAVE	ARDUINO UNO (ATMEGA328P)	ESP32	STM32F401CCU6
Núcleo / reloj	AVR 8-bit @ 16 MHz	Xtensa LX6 dual-core hasta 240 MHz	Arm Cortex-M4F @ 84 MHz
Memoria (Flash / SRAM aprox.)	32 KB / 2 KB	Hasta 4 MB Flash* / ~520 KB SRAM	256 KB / 64 KB
Temporizadores / PWM	2×8-bit + 1×16-bit; 6 salidas PWM (8–10 bit)	LEDC alta resolución; MCPWM p/ motores	TIM1 avanzado (modos complementarios, dead-time), 6×16-bit + 2×32-bit; PWM centrado/borde
Precisión de PWM a 50 Hz (servos)	Resolución acotada por 16 MHz y timers 8/16-bit	Alta resolución, pero frecuencia–resolución interdependientes; configuración compleja	Temporización fina y determinista con timers dedicados; modos center-aligned y dead-time
Periféricos relevantes	UART, SPI, I²C básicos	Wi-Fi/BLE; ADC, DAC; LEDC/MCPWM	ADC 12-bit, DMA, múltiples SPI/I²C/USART, USB FS, SDIO
Punto fuerte	Simplicidad y ecosistema educativo	Conectividad y potencia general	Control preciso y estable de actuadores; orientado a motor control
Limitaciones para brazo robótico	Menor cómputo y RAM; PWM menos fino	Latencias/overhead si se usa Wi-Fi/RTOS; ajuste de PWM depende del modo	Mayor curva de aprendizaje; mejor base para lazo cerrado y escalado
Escalabilidad (a futuro)	Limitada por recursos	Buena para IoT/telemetría	Excelente en tiempo real, FPU, ruta de migración dentro de STM32

3. Selección del microcontrolador

Se tuvieron en cuenta alternativas como el Arduino Uno (ATmega328P) o el ESP32 y el STM32F401CCU6 (estas tres son con las que se disponía para este proyecto) y se realizó una comparación enfocada en capacidad de procesamiento, precisión/estabilidad del PWM, escalabilidad y principalmente en el enfoque de control de actuadores como se observa en la tabla 1 [1], [4], [8].

Para un prototipo de brazo robótico donde importan la capacidad de cómputo, la precisión/estabilidad del PWM y la escalabilidad hacia lazo cerrado, el STM32F401CCU6 ofrece una plataforma más sólida: núcleo Cortex-M4F (FPU) a 84 MHz, temporizadores avanzados (TIM1) con modos center-aligned y dead-time para accionamiento suave y determinista, y una familia con amplio camino de crecimiento manteniendo herramientas y periféricos.

La elección del microcontrolador STM32F401CCU6 se fundamentó en los siguientes aspectos:

- Capacidad de procesamiento: con un núcleo ARM Cortex-M4 de 84 MHz, permite manejar cálculos en tiempo real y control preciso de los servomotores.
- Recursos de memoria: dispone de 256 KB de Flash y 64 KB de RAM, suficientes para implementar rutinas de control y comunicación sin restricciones significativas.
- Periféricos integrados: ofrece múltiples temporizadores avanzados para la generación de PWM, interfaces de comunicación como USART, I²C y SPI, que garantizan flexibilidad para la expansión del sistema.
- Consumo y eficiencia: presenta un bajo consumo energético en comparación con otros microcontroladores de características similares, lo cual favorece su uso en prototipos educativos y sistemas embebidos de bajo costo.
- Disponibilidad y soporte: existe una amplia comunidad y bibliotecas de desarrollo (HAL y LL drivers de STMicroelectronics), que facilitan la programación y reducen la curva de aprendizaje.
- Disponibilidad y soporte: existe una amplia

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

comunidad y bibliotecas de desarrollo (HAL y LL drivers de STMicroelectronics), que facilitan la programación y reducen la curva de aprendizaje.

En comparación con alternativas como el Arduino Uno (ATmega328P) o el ESP32, el STM32F401CCU6 fue preferido por su mayor capacidad de procesamiento, precisión en PWM y escalabilidad, aspectos esenciales para garantizar el desempeño y confiabilidad del prototipo.

III. Resultados y Discusión

1. *Validación funcional de la arquitectura HW/SW*

Las pruebas de integración confirmaron comunicación estable entre la interfaz gráfica (GUI) y el STM32F401CCU6, con transmisión de consignas y acuses sin pérdidas apreciables en el enlace UART↔USB; ello es consistente con el uso de periféricos de comunicación integrados (USART) y temporizadores avanzados propios de la familia STM32F4, que favorecen ciclos de servicio predecibles y baja latencia en la ruta de control. [1], [2], [6], La operación de los servomotores mostró seguimiento consistente de los ángulos de referencia definidos por joystick/GUI, cumpliendo los rangos de operación esperados para actuadores tipo hobby (p. ej., SG90) [9] y validando la pertinencia de la plataforma escogida para propósitos didácticos (Figura 3). Estos resultados son coherentes con las capacidades reportadas en el datasheet del STM32F401 (temporizadores, DMA, buses) y con buenas prácticas de diseño embebido que priorizan interrupciones críticas y segmentación de tareas de I/O.

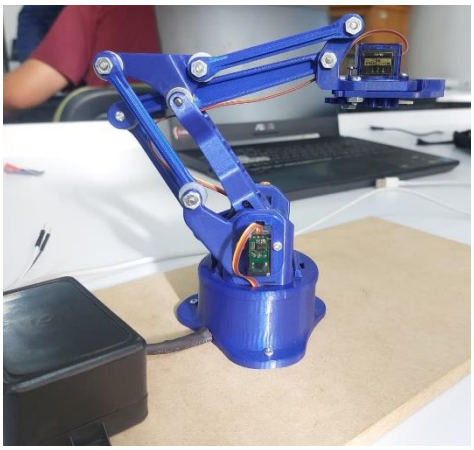


Figura 3. Prototipo físico del brazo robótico con servomotores.

En el contexto de sistemas embebidos educativos, que tienden a priorizar accesibilidad y reproducibilidad, la arquitectura presentada equilibra costo y prestaciones: el Cortex-M4 @84 MHz dispone de temporizadores de precisión y memoria suficiente para lógica de control y telemetría, sin las sobrecargas de un SoC con radio cuando la conectividad no es un requisito central. Esta decisión de diseño se alinea con recomendaciones de textos de referencia en embebidos (planificación por interrupciones, desacoplo de tareas, tratamiento de eventos en ISR breves), y con prácticas de control PWM libre de jitter perceptible al usuario final.

2. *GUI y protocolo de comunicación*

La GUI (PC) implementa: (i) control manual (joystick real/virtual), (ii) ejecución de trayectorias, (iii) graficación en tiempo real, (iv) logging CSV y re-play. [10], [11] Protocolo UART↔USB con ACK/NACK y CRC-8. La interfaz sigue prácticas de HMI educativa (Figura 4) para brazos de bajo costo, facilitando trazabilidad y docencia.



Figura 4. Interfaz gráfica de usuario implementada en PC.

3. *Protocolo experimental y métricas*

Los ensayos se realizan a 25 ± 2 °C, n = 10 repeticiones por condición:

1) Respuesta a escalón: consignas {30°, 60°, 90°}. Métricas: tiempo de establecimiento (±2 %), overshoot (%), MAE/RMSE ángulo-consigna, latencia (comando→movimiento).

2) Seguimiento de trayectoria: rampas/senoidales (0.1–0.5 Hz) por eje y multieje [12]. Métricas: RMSE por eje, error pico y desfase (medición de ángulo).

3) Repetibilidad: reposicionamiento repetido a 60° (100 ciclos). ISO 9283 (simplificado) [13]: repetibilidad unidireccional/bidireccional (3σ) y deriva.

4) Jitter PWM: periodo y ancho con analizador lógico (≥1 MS/s); criterio de aceptación <±1 % [1], [2], [6], [7].

La cinemática y planificación de trayectorias implementadas sobre microcontroladores han demostrado viabilidad en literatura técnica con familias ARM (incluida STM32F4); sin embargo, al carecer de lazo cerrado, la exactitud absoluta tiende a depender de tolerancias mecánicas, resolución efectiva del servo y estabilidad del PWM. Para objetivos pedagógicos, priorizar repetibilidad y estabilidad temporal es más valioso que perseguir precisión industrial; cuando la práctica académica demande mayor exactitud, la integración de medición angular (ADC/encoders) y habilitar estrategias de control en lazo cerrado. [1], [5], [8].

4. *Repetibilidad posicional (ISO 9283 simplificada)*

Bajo 100 ciclos hacia un objetivo (p. ej., 60°), reporta repetibilidad unidireccional y bidireccional (3σ) y deriva térmica. Como criterio práctico en brazos educativos, $3\sigma \leq 2.5°$ sugiere consistencia aceptable para ejercicios de pick-and-place didáctico; derivas crecientes con el tiempo pueden señalar holguras en transmisiones, flexión de eslabones

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

impresos y/o calentamiento del servo [4], [5]. Este protocolo (derivado de ISO 9283) aporta validez externa y comparabilidad con otros prototipos, aun en versiones "simplificadas" propias del entorno académico [12].

5. Temporización y estabilidad de PWM.

La verificación con un analizador lógico de frecuencia (≈50 Hz), ancho de pulso (1-2 ms) y jitter de periodo/ancho mostró estabilidad acorde con límites didácticos. En plataformas STM32F4, la combinación TIM + DMA con prioridades de interrupción adecuadas reduce la variabilidad de actualización de CCR y, por ende, el jitter observable a la salida. La estabilidad temporal respalda la elección del STM32F401 frente a AVR de 8 bits en escenarios multi-eje, al tiempo que evita la complejidad de un SoC de conectividad (tipo ESP32).

La medición de corriente promedio/pico (shunt/INA219) permite detectar cuellos de botella y riesgos de caída de tensión durante arranques simultáneos. Si se registran picos fuera del margen de la fuente, el desacoplo por rama y la reserva de ≥ 30 % en capacidad mitigan la degradación de la temporización y ayudan a sostener el determinismo [12].

En comparación con alternativas basadas en microcontroladores de menor capacidad, como el ATmega328P, el STM32F401CCU6 mostró un mejor desempeño en la generación estable de múltiples señales PWM y en la velocidad de procesamiento de comandos, lo que se reflejó en una respuesta más fluida del sistema. No obstante, frente a plataformas de mayor capacidad como el ESP32, el STM32 se presenta como una solución más equilibrada en términos de costo, complejidad y disponibilidad para fines educativos.

IV. CONCLUSIONES

El desarrollo del prototipo didáctico permitió demostrar la importancia de los microcontroladores como núcleo en sistemas de control electromecánico. La integración del STM32F401CCU6 con servomotores y una interfaz gráfica validó su idoneidad para aplicaciones educativas, ofreciendo un equilibrio entre capacidad de procesamiento, facilidad de programación y disponibilidad de periféricos avanzados.

Los resultados obtenidos confirmaron la correcta comunicación entre el microcontrolador y la interfaz de usuario, así como la respuesta efectiva de los actuadores a las señales PWM generadas. Aunque se identificaron limitaciones en la precisión de los movimientos y en la simplicidad de la GUI, estas no afectaron significativamente el cumplimiento de los objetivos planteados.

El prototipo demostró ser una herramienta útil para el aprendizaje de conceptos relacionados con sistemas embebidos, control de actuadores y desarrollo de interfaces hombre–máquina. Además, sentó las bases para futuras mejoras, como la implementación de lazos de control cerrados y la incorporación de tecnologías de comunicación inalámbrica.

La familia STM32 permite migrar a dispositivos con más timers, más RAM/Flash o aceleradores (p. ej., STM32F411, STM32F407 con más periféricos, o series STM32G4/H7 para control avanzado). El código basado en HAL/LL facilita portar drivers de PWM, ADC y DMA con cambios mínimos.

En síntesis, el prototipo constituye una contribución significativa al fortalecimiento de la enseñanza práctica en ingeniería, resaltando el papel de los microcontroladores modernos como plataformas versátiles y escalables para el diseño de sistemas didácticos.

IV. Referencias

[1] STMicroelectronics, "STM32F401xB/C Datasheet (DS9716)," 2018. Available: https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32f401cc.pdf

[2] STMicroelectronics, "RM0368: STM32F401xB/C/D/E Reference Manual," 2018.

[3] Microchip Technology, "ATmega328P—8-bit AVR Microcontroller," 2018.

[4] Espressif Systems, "ESP32 Technical Reference Manual," 2024.

[5] K. Borowski and A. Wojtulewicz, "Implementation of robotic kinematics algorithm for industrial robot model using microcontrollers," IFAC-PapersOnLine, vol. 55, no. 4, pp. 248–253, 2022. doi: 10.1016/j.ifacol.2022.06.041

[6] F. Asadi and S. Pongswatd, Programming the ARM Cortex-M4-Based STM32F4 Microcontrollers with Simulink, Morgan & Claypool (Synthesis Lectures), 2021.

[7] "Dobot Education – tdrobotica," *Tdrobotica.co*, 2025. https://www.tdrobotica.co/dobot/ (accessed Aug. 07, 2025).

[8] S. Barrett and D. Pack, Microcontroller Programming and Interfacing with ARM Cortex-M, Morgan & Claypool, 2019.

[9] TowerPro, "SG90 Micro Servo Datasheet," 2017. Available: https://datasheetspdf.com/pdf-file/1379473/TowerPro/SG90/1

[10] D. E. Simon, An Embedded Software Primer, Addison-Wesley, 1999.

[11] F. Vahid and T. Givargis, Embedded System Design: A Unified HW/SW Introduction, Wiley, 2002.

[12] R. Kamal, Embedded Systems: Architecture, Programming and Design, 2nd ed., McGraw-Hill, 2017.

[13] ISO 9283:1998, Manipulating industrial robots—Performance criteria and related test methods.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Comando inteligente para puente Grúa

Ing. Molla, Florencia Belén
Centro Universitario de Automatización y Robótica (CUDAR)
Universidad Tecnológica Nacional - FRC
Córdoba, Argentina
flormolla1996@gmail.com

Vargas, Maria Antonella
Centro Universitario de Automatización y Robótica (CUDAR)
Universidad Tecnológica Nacional - FRC
Córdoba, Argentina
m.antonellavargas@gmail.com

Molla, Joaquin Emiliano
Centro Universitario de Automatización y Robótica (CUDAR)
Universidad Tecnológica Nacional - FRC
Córdoba, Argentina
mollajoaquin@gmail.com

Ghigi, Hector German
Centro Universitario de Automatización y Robótica (CUDAR)
Universidad Tecnológica Nacional - FRC
Córdoba, Argentina
ghigi92@gmail.com

***Resumen*—Se presenta el desarrollo de un sistema de comando inteligente para el control de un puente grúa, orientado a mejorar la seguridad, la precisión y la facilidad de operación en entornos industriales. El sistema propuesto se basa en una arquitectura modular que combina un joystick inalámbrico, controlado por un microcontrolador STM32, con una unidad central basada en ESP32 que recibe los comandos mediante un módulo NRF24L01 y los transmite a los motores de la grúa a través del protocolo industrial Modbus. Además, la conectividad Wi-Fi de la ESP32 permite el monitoreo remoto y la gestión de datos en tiempo real, sentando las bases para un sistema de turnos colaborativo.**

***Index Terms*—STM32, ESP32, Modbus, FreeRTOS, NRF24L01**

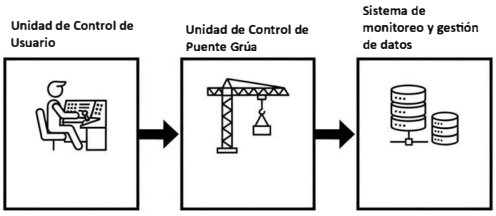


Figura 1: Arquitectura Modular de Sistema

I. INTRODUCCIÓN

Los puentes grúa son equipos fundamentales en diversas industrias, desde la manufactura hasta la logística. Sin embargo, su operación manual tradicional presenta desafíos significativos, incluyendo la falta de precisión, los riesgos de seguridad y la alta dependencia de la experiencia del operador. Para superar estos desafíos y proporcionar una solución de control accesible y robusta, se ha desarrollado un comando inteligente para un puente grúa que utiliza una arquitectura de comunicación inalámbrica. El sistema propuesto permite el control intuitivo de los ejes X, Y y Z mediante un joystick inalámbrico permitiendo la implementación de un sistema de gestión de turnos para optimizar el uso del equipo en entornos colaborativos. El uso del comando inalambrico permite automatizar el traslado del puente grua a 2 distintas estaciones de trabajo con previa solicitud de turno.

II. DISEÑO DEL SISTEMA

El diseño del sistema de control del puente grúa se ha realizado siguiendo una arquitectura modular para asegurar la flexibilidad, escalabilidad y una clara interfaz para desarrollos colaborativos. Como se muestra en la Figura 1 la arquitectura se divide en tres subsistemas principales: **la unidad de control de usuario, la unidad de control del puente grúa y el sistema de monitoreo y gestión de datos**.

La **unidad de control de usuario** esta centrada en el módulo STM32F103C8T6, seleccionado por su balance entre performance y consumo energético, ademas se consigue facilmente la placa de desarrollo bluepil que permite el prototipado rapido de sistemas. Este modulo procesa las señales analógicas que se adquieren desde el Shield del Joystick y las transmite mediante un modulo de radiofrecuencia nrf24l01, que establece la comunicación inalámbrica bidireccional, segura y de baja latencia con el puente grúa.

La **unidad de control del puente grúa** se compone de un modulo ESP32 que recibe las señales desde el modulo de radiofrecuencia nRF24L01. Esta placa actúa como el cerebro del sistema, interpretando los comandos del joystick para controlar los movimientos de los motores del puente grúa a a través de una interfaz para los ejes X e Y. Este protocolo garantiza una comunicación fiable para controlar los movimientos de los ejes X e Y, el eje Z es controlado mediante un actuador ON-OFF.

El **sistema de monitoreo y gestión de datos** aprovecha la conectividad Wi-Fi de la ESP32 para enviar los datos de los movimientos realizados por el puente grúa a un servidor central. Este servidor aloja una base de datos en donde se registran y verifican los movimientos de la maquina en tiempo real. Este subsistema no solo permite el monitoreo, sino que también sirve como base para el sistema de gestión de turnos que que permite la utilizacion del puente grua de forma optima en los procesos.

II-A. Hardware Electrónico

La implementación del sistema de control se basa en una arquitectura de hardware distribuida en tres nodos claves, cada uno optimizado para una función especifica: el control de usuario, el control de la grúa y el monitoreo de datos.

1. **Unidad de Control de Usuario:** El núcleo de esta unidad es un modulo de desarrollo stm32f103c8t6, se-

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

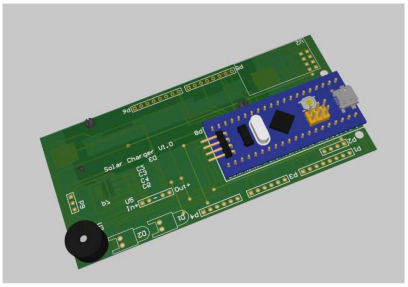
leccionado por su balance entre rendimiento y consumo energético, ideal para una aplicación portátil. Este microcontrolador se integra en un circuito impreso (PCB) diseñado para una solución robusta y compacta, y para que su utilización sea muy simple. El PCB incluye un porta baterías que permite una operación autónoma, eliminando la necesidad de una fuente de alimentación externa. Como se observa en la Figura 2, se presenta la vista frontal y posterior del PCB, destacando la disposicion de los componentes donde se muestra la integración del modulo STM32, el NRF 24L01 y el portabaterias. El modulo de radiofrecuencia se encuentra soldado directamente a la placa, lo que asegura la estabilidad y fiabilidad de la comunicación inalámbrica. En la parte superior, una tira de pines permite el acople del Shield del Joystick, facilitando una interfaz intuitiva para el control de los tres ejes de movimiento, este se muestra en la Figura 3.

2. **Unidad de Control del Puente Grúa:** Esta unidad esta centralizada en una placa ESP32, que recibe los comandos de control del joystick a través de un segundo modulo nrf24l01. La ESP32 actúa como el cerebro del sistema, traduciendo las señales de control inalámbricas en comandos de motor específicos. La comunicación con el sistema eléctrico del puente grúa se realiza mediante el protocolo industrial ModBus, lo que garantiza una conexión fiable para el control de los movimientos en los ejes X, Y y Z. El movimiento de los ejes X e , es controlado por un inverter y cuenta con motores de inducción como actuadores.
3. **Sistema de Monitoreo y Gestión:** Para la gestión de datos, la ESP32 utiliza su conectividad Wi-Fi integrada. Esto permite la transmisión de datos de telemetria de la grúa a una computadora central, donde se aloja una base de datos y la interfaz para el sistema de gestión de turnos. Este diseño de red permite el registro y la verificación en tiempo real de todos los movimientos de la maquina, esto se realiza en una Raspberry Pi, pero puede utilizarse cualquier PC conectada a la red.

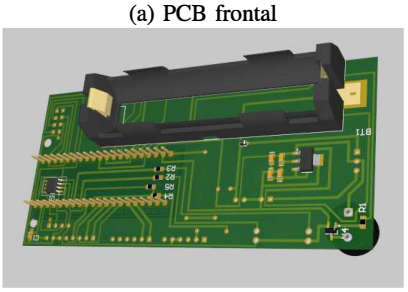
II-B. Arquitectura de Software

La arquitectura de software se ha diseñado bajo un modelo cliente-servidor para gestionar de forma eficiente la comunicación y el control entre las unidades. En este esquema, el software de la STM32 actúa como el cliente que inicia los comandos, mientras que el de la ESP32 funciona como el servidor que procesa las solicitudes y controla la maquinaria.

- **Modulo Cliente (STM32):** El software en la unidad de control de usuario se enfoca en la adquisición de datos de entrada. Su principal tarea es leer continuamente los valores analógicos del joystick para el eje X, Y y Z. Estos valores se procesan y se empaquetan en un mensaje de datos compacto y estandarizado, que se transmite de forma inalámbrica a la unidad de control de la grúa a través del modulo nr24l01. La programación en este modulo se optimizo para garantizar una baja latencia, lo que es crucial para un control en tiempo real preciso.



(a) PCB frontal



(b) PCB posterior

Figura 2: PCB de la unidad de control



Figura 3: Shield de Joystick

- **Modulo Servidor (ESP32):** El software de la ESP32 es el responsable de toda la logica de control. Opera en un bucle continuo que realiza múltiples tareas simultáneamente:
  - Recepción y Decodificación: recibe y decodifica los paquetes de datos del cliente a través del módulo nRF24L01.
  - Lógica de Control: Interpreta los valores del joystick y genera los comandos de control de movimiento apropiados para cada motor.
  - Control de Actuadores: Transmite estos comandos de forma segura a los variadores de frecuencia de los motores del puente grúa utilizando el protocolo industrial Modbus.
  - Recolección y Transmisión de Datos: Recopila datos

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

operativos de la máquina (como la posicion y el estado) y los envía a la computadora central a través de Wi-Fi.

II-C. Diagrama de Bloques del Software

La Figura 4 muestra el diagrama de bloques del software presentando una arquitectura de control y comunicación.

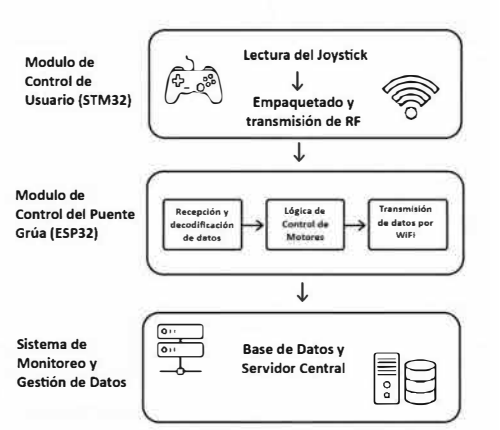


Figura 4: Diagrama de Software

III. METODOLOGÍA

III-A. Enfoque del Diseño

El desarrollo del sistema de control del puente grúa se abordo siguiendo un enfoque de ingeniería de sistemas con un énfasis particular en la modularidad. Este enfoque permitió segmentar el proyecto en fases manejables, asegurando la trazabilidad desde la definición de los requisitos funcionales hasta la implementación final y su validación. La metodología se centro en la creación de una solución de control robusta, escalable y reproducible.

III-B. Desarrollo del Hardware

El diseño de hardware se realizo con el objetivo de optimizar la funcionalidad y la fiabilidad. La arquitectura se distribuyo en dos subsistemas principales: la unidad de control de usuario y la unidad de control del puente grua.

- **Unidad de Control de Usuario:** Para esta unidad se selecciono un procesador stm32f103c8t6 y se utilizo Joystick Shield para la adquision de datos de control. La comunicación inalámbrica con el puente grúa se estableció a través del modulo nrf24l01, que se integro en el sistema.
- **Unidad de Control del Puente Grúa:** Se opto por una placa ESP32 como el concentrador principal, dada su capacidad de manejar múltiples interfaces de comunicación. Se implementaron dos puertos seriales para la comunicación con los vareadores de frecuencia utilizando ModBus RTU sobre el bus RS485. Adicionalmente, el software de la ESP32 opera los relés para controlar los movimientos verticales de la carga mediante un motor directo. En la Figura 5, se observa el puente grúa que se encuentra en el centro de automatización y robótica (CUDAR).



Figura 5: Puente grúa del CUDAR

III-C. Desarrollo del Software

El software del sistema fue desarrollado íntegramente desde cero, utilizando diferentes plataformas de programacion para cada uno de los subsistemas. Se implemento una arquitectura cliente-servidor para gestionar de forma eficiente la comunicación y el control, donde el software del modulo de control de usuario actúa como el cliente y el de la unidad de control del puente grúa como servidor.

- **1. Modulo Cliente (Control del Joystick):** El software para la unidad de control de usuario fue programado en lenguaje C utilizando el entorno de desarrollo STM32CubeIde. La programación se enfoco en la adquisición y el procesamiento de los datos de entrada del Joystick Shield. Su principal tarea fue la lectura continua de los valores analógicos de los ejes X, Y y Z. Estos valores se procesaron, se empaquetaron en un mensaje de datos compacto y se transmitieron de forma inalámbrica a la unidad de control de la grúa a través del modulo nRF24L01. La programación en este modulo se optimizo para garantizar una baja latencia.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

- **2. Modulo Servidor (Control de Puente Grúa):** El software de la ESP32 se desarrollo en la plataforma Visual Studio Code con la extensión PlatformIO. Este modulo es responsable de toda la lógica de control y se diseño utilizando un sistema operativo en tiempo real (FreeRTOS). El uso de FreeRTOS permitió que la ESP32 gestionara múltiples tareas de forma concurrente, asegurando la estabilidad y el rendimiento del sistema. Estas tareas incluyen la recepción y decodificación de los paquetes enviados, la lógica de control de los motores y la implementación del sistema de monitoreo.

- **3. Sistema de Monitoreo y Gestión de Turnos:** El sistema de monitoreo se implementó como una aplicación web desplegada sobre una Raspberry Pi, que actúa como servidor local de backend y frontend. El backend, desarrollado en Node.js con base de datos MariaDB, gestiona las operaciones CRUD de los turnos, la persistencia de los registros y la lógica de reasignación dinámica. El frontend, diseñado en React, ofrece una interfaz accesible desde dispositivos móviles o computadoras dentro de la red local.
  Este subsistema se organiza en tres niveles principales:
  1. **Administrador:** tiene la capacidad de configurar la matriz de zonas de trabajo y los horarios de uso. Puede crear, modificar, reservar o eliminar turnos de otros usuarios. Si una zona es reasignada (por ejemplo, de D a G), el sistema notifica automáticamente al usuario afectado con la cancelación de su turno, debiendo solicitarlo nuevamente.
  2. **Usuario/Operario:** gestiona sus propios turnos mediante la interfaz web. El sistema contempla que la duración real de un turno pueda extenderse más allá del tiempo previsto. En este caso, los turnos siguientes se insertan en una cola de espera y se reprograman dinámicamente, evitando conflictos y garantizando un flujo ordenado de la operación.



Figura 6: Listado de turnos y estados en la interfaz web.

  3. **Puente Grúa:** la propia máquina se integra al sistema notificando el inicio de uso y la finalización de cada turno. Si se produce una demora en el desplazamiento hacia la zona asignada, el sistema comunica al usuario la incidencia y propone una reasignación de horarios o zonas.



Figura 7: Opciones disponibles para gestionar un turno.

La comunicación entre la grúa y el servidor se establece mediante la conectividad Wi-Fi de la ESP32, que envía peticiones HTTP al servidor Nginx. Este actúa como proxy inverso, gestionando y redirigiendo las solicitudes tanto hacia el frontend como hacia el backend. De esta forma, la aplicación web refleja en tiempo real el estado del equipo, indicando la zona asignada al puente grúa al inicio de cada turno y el horario correspondiente. Asimismo, se desarrolló un sistema de notificaciones automáticas que alerta a administradores y usuarios sobre cambios de zona, cancelaciones o la ejecución efectiva de turnos.
En conjunto, este sistema de monitoreo no sólo registra y visualiza la actividad de la grúa, sino que también constituye la base de un esquema de gestión colaborativa, donde múltiples operarios pueden coordinar su trabajo de manera segura y eficiente.

III-D. Proceso de Verificación y Validación

El proyecto se planteó con el objetivo de entregar un sistema funcional. Para lograr este nivel de fiabilidad, se llevaron a cabo una serie de pruebas a lo largo del proceso de desarrollo.
Pruebas de Componentes: Se realizaron pruebas individuales a cada componente para verificar su correcto funcionamiento antes de la integración. Este paso fue fundamental para asegurar que cada parte del sistema operara según sus especificaciones técnicas.
Pruebas de Integración: Una vez verificados los componentes, se probaron los subsistemas en conjunto para asegurar que la comunicación entre la unidad de control de usuario y la del puente grúa funcionara sin fallos. Se validó que la interacción con los variadores de frecuencia fuera la esperada, confirmando que los comandos de movimiento se transmitían y ejecutaban correctamente.
Pruebas de Funcionalidad: Finalmente, se validaron las características principales del sistema, como la precisión del control, la fiabilidad de la comunicación inalámbrica y la correcta transmisión de los datos de monitoreo. Este proceso seguro que el sistema cumpliera con todos los objetivos planteados y pudiera ser utilizado como una herramienta didáctica confiable en el Centro Universitario de Automatización y Robótica (CUDAR).

IV. VERIFICACIÓN Y VALIDACIÓN

El desarrollo e implementación del sistema de control del puente grúa culminó con la entrega de una solución funcional que cumple con los objetivos de seguridad, precisión y facilidad de operación planteados. Las pruebas de validación

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

confirmaron la robustez y fiabilidad del sistema en condiciones operativas.

- **1. Verificación de la Operación:** El sistema de control demostró una baja latencia en la comunicación inalámbrica entre la unidad de control de usuario y el puente grúa, lo que garantiza una respuesta precisa a los comandos del joystick en tiempo real. La integración de la ESP32 con el protocolo Modbus RTU sobre el bus RS485 permitió un control estable y confiable de los variadores de frecuencia de los motores, asegurando los movimientos de los ejes X, Y y Z.
- **2. Sistema de Monitoreo y Gestión de Turnos:** Un resultado significativo del proyecto es la implementación del sistema de monitoreo y gestión de turnos. Este subsistema se implementó como una aplicación web desplegada sobre una Raspberry Pi. La aplicación permite a los usuarios gestionar sus propios turnos a través de una interfaz web accesible desde dispositivos móviles o computadoras dentro de la red local.

La aplicación incluye funcionalidades como:
Gestión de turnos: permite a los administradores configurar la matriz de zonas de trabajo y gestionar los turnos de otros usuarios, con la capacidad de crear, modificar, reservar o eliminar turnos.
Notificaciones automáticas: el sistema alerta a los usuarios sobre re asignaciones de zonas, cancelaciones o la ejecución efectiva de turnos.
Gestión dinámica de colas: si un turno se extiende más allá del tiempo previsto, los turnos siguientes se insertan en una cola de espera y se reprograman dinámicamente, evitando conflictos.
La comunicación entre el puente grúa y el servidor se realiza mediante peticiones HTTP enviadas por la conectividad Wi-Fi de la ESP32. La aplicación web refleja en tiempo real el estado del equipo, indicando la zona asignada al inicio de cada turno y el horario correspondiente.

V. CONCLUSIÓN

Este trabajo ha presentado con éxito el desarrollo e implementación de un sistema de comando inteligente para el control de un puente grúa, cumpliendo con el objetivo de mejorar la seguridad, la precisión y la facilidad de operación en entornos industriales. El sistema propuesto, construido bajo una arquitectura modular, ha demostrado ser una solución robusta y accesible.
La integración de una unidad de control de usuario inalámbrica con un microcontrolador STM32 y un joystick ha simplificado significativamente la interfaz de operación, permitiendo el control intuitivo de los ejes X, Y y Z. El uso de un módulo nRF24L01 para la comunicación ha garantizado una conexión segura, unidireccional y de baja latencia con el puente grúa.
En el lado del control de la grúa, el módulo ESP32 se ha validado como el cerebro del sistema, capaz de interpretar los comandos del joystick y traducirlos a movimientos precisos a través del protocolo industrial Modbus. La funcionalidad de conectividad Wi-Fi integrada de la ESP32 ha sido crucial para la implementación de un sistema de monitoreo en tiempo real, permitiendo la gestión remota y la verificación de los movimientos de la máquina.
Más allá de los logros técnicos, este proyecto ha sido un gran desafío de trabajo en equipo interdisciplinario. La colaboración entre estudiantes de ingeniería electrónica, ingeniería en sistemas y licenciaturas en automatización y control ha sido fundamental para el desarrollo exitoso del proyecto. La combinación de conocimientos en hardware, software, y gestión de sistemas permitió superar obstáculos complejos y crear una solución integral que cada disciplina no podría haber logrado por sí sola.
En conjunto, este sistema no solo ha creado una herramienta de control funcional y fiable, sino que también ha sentado las bases para un esquema de gestión colaborativa de turnos, que puede ser desarrollado en el futuro para optimizar el uso del equipo en entornos compartidos. El sistema propuesto representa un avance significativo hacia la automatización y la optimización de las operaciones de puentes grúa.

REFERENCIAS

[1] Zaragoza, A. (2018). Automatización industrial: Sistemas de control y automatización. Editorial Alfaomega.
[2] Modbus Organization. (n.d.). Modbus Protocol Specification.
[3] Espressif Systems. (2020). ESP32 Technical Reference Manual.
[4] STMicroelectronics. (2018). STM32F103C8T6 Datasheet.
[5] Powtran Technology. (n.d.). PI150 Series Inverter Manual.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Cable Robot Controller

Miguel Oscar Grassi
Lab. Artes Electrónicas e IA (LAEIA)
Universidad Nacional de Tres de Febrero (UNTREF)
Buenos Aires, Argentina
mgrassi@untref.edu.ar

Jorge Ignacio Fourmentel
Lab. Artes Electrónicas e IA (LAEIA)
Universidad Nacional de Tres de Febrero (UNTREF)
Buenos Aires, Argentina
ifourmentel@untref.edu.ar

Germán Fernando Ito
Lab. Artes Electrónicas e IA (LAEIA)
Universidad Nacional de Tres de Febrero (UNTREF)
Buenos Aires, Argentina
gito@untref.edu.ar

Demian Suyai Ferrari
Lab. Artes Electrónicas e IA (LAEIA)
Universidad Nacional de Tres de Febrero (UNTREF)
Buenos Aires, Argentina
demiansferrari@gmail.com

Mel Izanami Cano Flores
Lab. Artes Electrónicas e IA (LAEIA)
Universidad Nacional de Tres de Febrero (UNTREF)
Buenos Aires, Argentina
melizanami@gmail.com

Yesica Yanina Duarte
Lab. Artes Electrónicas e IA (LAEIA)
Universidad Nacional de Tres de Febrero (UNTREF)
Buenos Aires, Argentina
yesicaduarte@gmail.com

***Abstract*— Se presenta el desarrollo de un sistema integral para el control y simulación de robots paralelos suspendidos por cables. El sistema, denominado Cable Robot Controller, integra una interfaz web para visualización 3D en tiempo real, un servidor de comunicación basado en WebSocket y módulos de control para hardware físico. Se describen la arquitectura, los protocolos de comunicación, la compatibilidad con diferentes plataformas de hardware y las capacidades de simulación y operación remota. El objetivo es proporcionar una herramienta flexible y robusta para investigación y desarrollo de aplicaciones artísticas basadas en robots controlados por cables.**

Keywords—cable, robot, paralelo, interfaz, control

I. Introducción

Los robots paralelos suspendidos por cables constituyen una alternativa versátil para aplicaciones que requieren grandes volúmenes de trabajo y alta relación entre carga útil y masa móvil. Esto resulta especialmente importante en el campo de la robótica aplicada a instalaciones artísticas, donde se requiere habitualmente cubrir grandes espacios, con presupuestos reducidos. Si bien estos proyectos no suelen tener los altos requerimientos de precisión y repetitibilidad típicos de otras aplicaciones robóticas, su control y simulación presentan desafíos particulares debido a la redundancia, la flexibilidad de los cables y la necesidad de sistemas de seguridad confiables al exponer un robot al público. Este trabajo describe el diseño y la implementación de un sistema de control y simulación que permite operar tanto en modo virtual como con hardware real, facilitando la experimentación y el desarrollo de nuevas estrategias de control.

II. Descripción del sistema

El sistema se compone de tres módulos principales:

A. Interfaz Web

Desarrollada con tecnologías HTML5, CSS3 y JavaScript, la interfaz que se presenta en la Figura 1 implementa la visualización 3D mediante Three.js (Figura 2) y permite la interacción directa con el modelo del robot. Incluye una ventana en la que se puede monitorear y controlar una cámara para tener imágenes en tiempo real desde el robot o el ambiente en el que este opera (Figura 3). Entre sus principales características se destaca:

- Diseño responsivo con soporte para escritorio y tablet.

- Controles duales tanto para modo simulación como modo hardware

- Panel de control con botones de movimiento direccional

- Sistema de seguridad integrado con parada de emergencia prominente

- Indicadores de estado en tiempo real del sistema y comunicación

- Integración de webcam para monitoreo visual del workspace físico

- Controles de movimiento deslizable para diferentes modos de operación

B. Servidor de comunicaciones

Implementado en Python, utiliza el protocolo WebSocket para la transmisión de comandos y estados entre la interfaz y el hardware.

- Protocolo WebSocket bidireccional para comunicación en tiempo real

- Servidor WebSocket asíncrono con capacidad multi-cliente

- Comunicación serial robusta con manejo de errores y reconexión automática

- Sistema de comandos estructurado con validación y confirmación

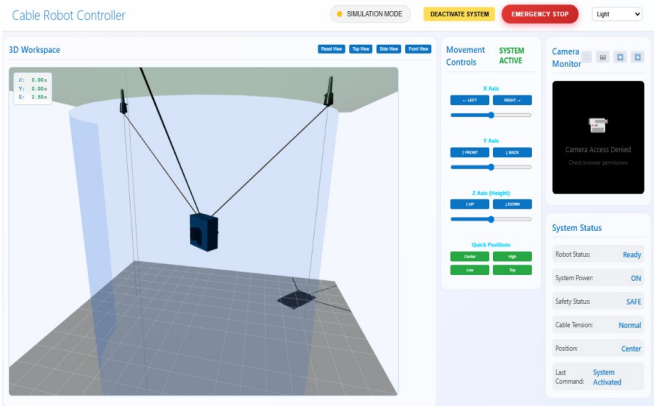


Figura 1: Vista de la Interfaz Web completa

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

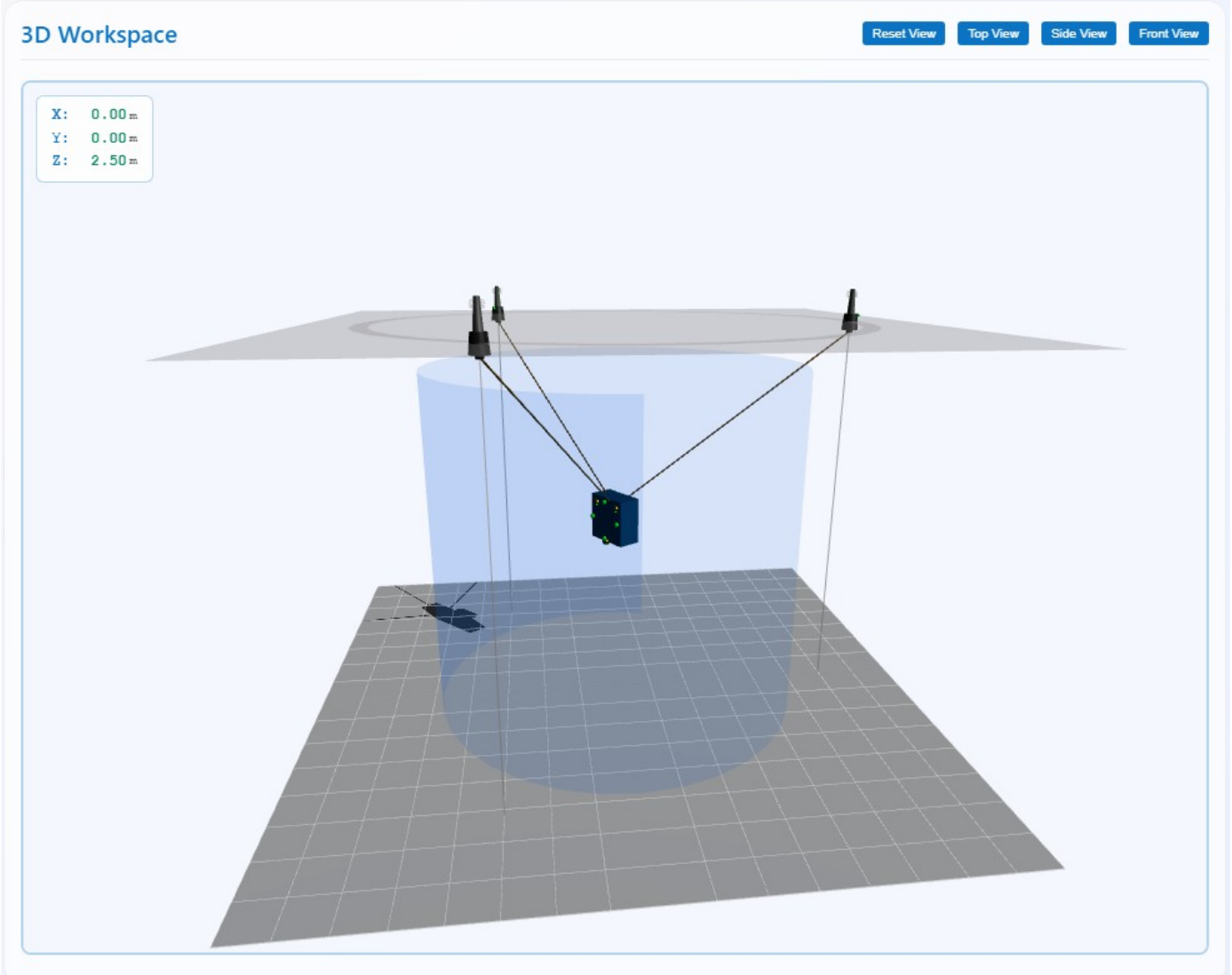


Figura 2: Vista de la simulación 3D en tiempo real de la interfaz de usuario

- Actualización de posición en tiempo real desde el hardware

- Manejo de diferentes estados: inactivo, activo, emergencia, error.

C. *Módulos de firmware*

Se desarrollaron *templates* para microcontroladores y plataformas embebidas, responsables de la ejecución de los comandos de control y la gestión de la seguridad física. Los módulos implementan la gestión de las comunicaciones con la interfaz de contro Web vía WebSocket y sirven como base para el desarrollo de aplicaciones propias de cada necesidad. Se incluye firmware para:

- Arduino Uno/Mega con CNC Shield y drivers de motor paso a paso

- ESP32 con comunicación WiFi y control de motores integrado

- Raspberry Pi con control GPIO directo para aplicaciones embebidas

- Controladores GRBL compatibles con G-code estándar

DESCARGA, CONFIGURACIÓN Y USO

El sistema está disponible bajo licencia Creative Commons BY-NC-SA en el repositorio público de github: https://github.com/migrassi/cable-robot-controller.

Una vez clonado el repositorio en el equipo local, la interfaz Web estará casi lista para funcionar, ya que el árbol de directorios incluye el archivo html principal y los archivos complementarios necesarios para su funcionamiento, como archivos de estilo CSS y scripts de funciones de javascript.

Para complementar el proyecto y construir un conjunto completamente funcional se desarrollaron varias utilidades en Python que se describen a continuación.

En primer lugar, un servidor WebSocket asíncrono con capacidad multi-cliente (websocket_server.py)

Un programa de testeo (test_hardware.py) para probar la comunicación entre el WebSocket server y el hardware.

Un template de configuración (config_template.py) para que, una vez copiado al archivo definitivo config.py, éste se pueda editar, permitiendo configurar con facilidad los parámetros de hardware, entre otros:

- Host y port del Websocket

- Port y Baudrate del puerto serie

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

- Rate de actualización de posición y estado

- Listado de comandos de hardware instrumentados

- Listado de mensajes de respuesta admitidos

- Administración del logging

Se desarrolló también una facilidad para instalar las necesarias dependencias de Python mediante la herramienta pip y el archivo requirements.txt, ejecutando directamente:

pip install -r requirements.txt

CONCLUSIONES

Cable Robot Controller constituye una herramienta flexible y extensible para el desarrollo y la experimentación con robóts suspendidos por cables. Su arquitectura modular y su compatibilidad con hardware abierto lo hacen adecuado para aplicaciones de investigación, docencia, prototipado rápido y especialmente para instalaciones de arte robótico y nuevas tecnologías, objeto de estudio del trabajo de investigación del que el proyectio forma parte y del Laboratorio en el que está radicado. El sistema está disponible como software libre y puede ser adaptado a diferentes requerimientos experimentales en otras áreas.

BIBLIOGRAFIA

P. Gallina, G. Rosati y A. Rossi, “3-Dof wire driven planar haptic interface,” Journal of Intelligent and Robotic Systems, vol. 32, no. 1, pp. 23–36, 2001.

M. Carricato and J. -P. Merlet, "Direct geometrico-static problem of under-constrained cable-driven parallel robots with three cables," 2011 IEEE International Conference on Robotics and Automation, Shanghai, China, 2011, pp. 3011-3017, doi: 10.1109/ICRA.2011.5979762.

P. Bosscher, R. L. Williams II, L. S. Bryson y D. CastroLacouture, “Cable-suspended robotic contour crafting system,” Automation in Construction, vol. 17, no. 1, pp. 45–55, 2007.

P. Bosscher, R. L. Williams II y M. Tummino, “A concept for rapidly-deployable cable robot search and rescue systems,” in Proceedings of the ASME International Design Engineering Technical Conferences and Computers and Information in Engineering Conference (DETC/CIE ’05), pp. 589–598, September 2005.

M. Gouttefarde, J. Collard, N. Riehl y C. Baradat, “Simplified static analysis of large-dimension parallel cable-driven robots,” in Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA ’12), pp. 2299–2305, May 2012.

S. E. Landsberger, Design and construction of a cable-controlled, parallel link manipulator [Doctoral dissertation], Massachusetts Institute of Technology, 1984.

C. B. Pham, S. H. Yeo, G. Yang y I.-M. Chen, “Workspace analysis of fully restrained cable-driven manipulators,” Robotics and Autonomous Systems, vol. 57, no. 9, pp. 901–912, 2009.

] R. Yao, X. Tang, J. Wang y P. Huang, “Dimensional optimization design of the four-cable-driven parallel manipulator in fast,” IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, vol. 15, no. 6, pp. 932–941, 2010.

C. Gosselin, “Global planning of dynamically feasible trajectories for three-DOF spatial cable-suspended parallel robots,” in Cable-Driven Parallel Robots, pp. 3–22, Springer, Berlin, Germany, 2013.

G. Barrette y C. M. Gosselin, “Determination of the dynamic workspace of cable-driven planar parallel mechanisms,” Journal of Mechanical Design, vol. 127, no. 2, pp. 242–248, 2005.

X. Tang, L. Tang, J. Wang y D. Sun, “Workspace quality analysis and application for a completely restrained 3-Dof planar cable-driven parallel manipulator,” Journal of Mechanical
Science and Technology, vol. 27, no. 8, pp. 2391–2399, 2013.

A. B. Alp y S. K. Agrawal, “Cable suspended robots: feedback controllers with positive inputs,” in Proceedings of the American Control Conference, vol. 1, pp. 815–820, IEEE, May 2002.

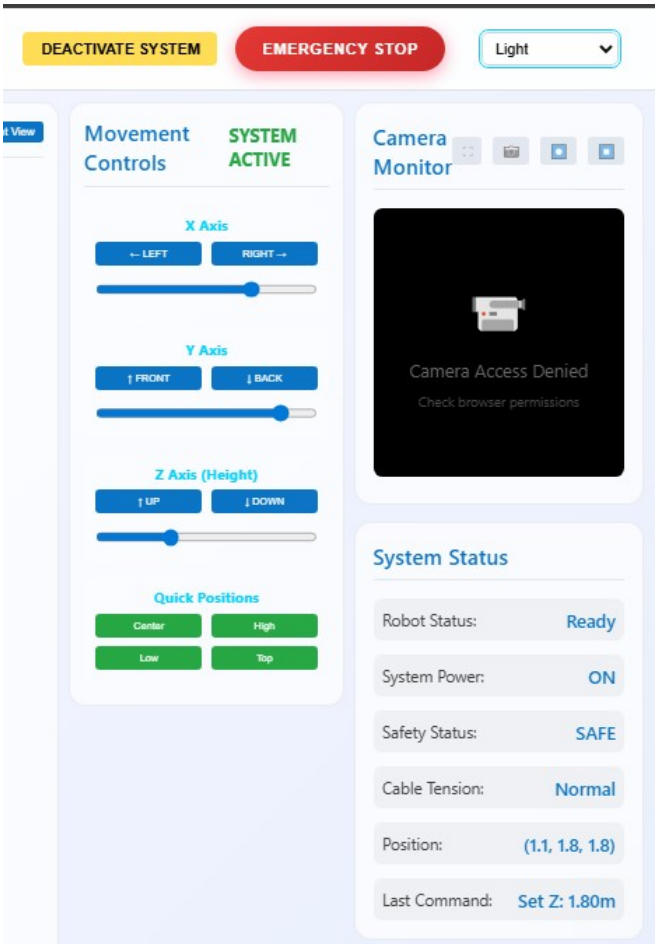


Figura 3: Vista de los controles de movimiento y ventana de monitoreo de cámara

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Diseño y construcción de un robot autónomo omnidireccional con odometría multi-cámara, destinado a encontrar trayectorias eficientes en ambientes desconocidos y dinámicos

Bean, Agustín
Centro Universitario de Automatización y Robótica (CUDAR)
UTN - FRC
Córdoba, Argentina
agusbean14@gmail.com

Arias, Manuel Exequiel
Centro Universitario de Automatización y Robótica (CUDAR)
UTN - FRC
Córdoba, Argentina
manuelexequielarias@gmail.com

Leithold, Juan
Centro Universitario de Automatización y Robótica (CUDAR)
UTN - FRC
Córdoba, Argentina
juan.leithold@gmail.com

Cartechini, Uriel
Centro Universitario de Automatización y Robótica (CUDAR)
UTN - FRC
Córdoba, Argentina
urielcartechini@gmail.com

Irato, Mariano
Centro Universitario de Automatización y Robótica (CUDAR)
UTN - FRC
Córdoba, Argentina
marianoirato@hotmail.com

Romero Peralta, Mariana
Centro Universitario de Automatización y Robótica (CUDAR)
UTN - FRC
Córdoba, Argentina
marianaromeroperalta@gmail.com

***Resumen*— Se presenta el diseño y desarrollo de un robot móvil omnidireccional de cuatro ruedas, concebido como plataforma experimental para investigación en navegación autónoma. El sistema integra tres módulos principales: un controlador de bajo nivel encargado del control de tracción de los motores, la ejecución de comandos de velocidad y adquisición de telemetría; un módulo de transmisión de imágenes, comandos de velocidad y telemetría; y una computadora de navegación que gestiona la percepción y la interacción con el usuario.**
Keywords—robot móvil omnidireccional, ROS, FreeRTOS

I. Introducción

En las últimas décadas, la robótica móvil ha experimentado un notable crecimiento debido al desarrollo de soluciones autónomas capaces de desenvolverse en entornos cambiantes. A diferencia de los vehículos de guiado automático (AGV), los robots móviles autónomos (AMR) pueden adaptarse a escenarios dinámicos mediante el empleo de sensores, algoritmos de control y técnicas de percepción que les permiten desplazarse de manera autónoma. Esta capacidad de interacción con ambientes dinámicos ha impulsado su incorporación en áreas tan diversas como la logística, la agricultura de precisión, la inspección de instalaciones y los servicios en espacios compartidos con personas [1][2].

Un aspecto crítico en este tipo de plataformas es la estimación confiable del movimiento propio. La precisión en la localización y la reconstrucción de trayectorias condiciona directamente la eficiencia en la navegación y la seguridad de la interacción con el entorno. Tradicionalmente, estas funciones se han abordado mediante sistemas basados en odometría clásica, sensores inerciales o tecnología láser; sin embargo, las aproximaciones que integran visión por computadora han cobrado especial relevancia, ya que permiten aprovechar la riqueza de información de las cámaras para mejorar la exactitud en la estimación y reducir la dependencia de infraestructura adicional. En particular, el empleo de configuraciones multi-cámara abre la posibilidad de desarrollar esquemas de odometría más robustos, capaces de adaptarse a variaciones en la iluminación, la textura del entorno o la dinámica del escenario [1][2].

En este contexto se enmarca el presente trabajo, llevado a cabo en el Centro Universitario de Automatización y Robótica (CUDAR) de la Universidad Tecnológica Nacional – Facultad Regional Córdoba (UTN-FRC). El proyecto consiste en Diseño y construcción de un robot autónomo omnidireccional (RMO) con odometría multi-cámara, concebido como plataforma experimental para la investigación en navegación autónoma. El objetivo principal es dotar al robot de la capacidad de planificar y recorrer trayectorias eficientes en entornos desconocidos y dinámicos, integrando tanto la capa de control de bajo nivel —responsable de la ejecución de los comandos de velocidad en los actuadores— como la capa de control de alto nivel, orientada a la percepción y la toma de decisiones.

Este trabajo surge del desarrollo de dos tesis de grado de la carrera de Ingeniería Electrónica, y constituye una primera etapa de desarrollo dentro del proyecto descripto anteriormente. En la implementación alcanzada se logró un sistema que permite la operación remota del robot. Se controlan los movimientos con comandos de velocidad, y se envía telemetría junto con el video proveniente de las cámaras. La incorporación de módulos de navegación autónoma se plantea como línea de trabajo futura para la evolución de la plataforma.

II. Fundamentos

Los robots omnidireccionales pueden implementarse con distintas configuraciones de actuadores y ruedas, siendo las más comunes aquellas basadas en ruedas suecas (Fig. 1), tanto con rodillos a 90° del eje de la rueda (“Omniwheel”) o con rodillos a 45° del eje (ruedas “Mecanum”). Todas estas

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

variantes comparten la capacidad de desplazarse libremente en el plano con tres grados de libertad, diferenciándose principalmente en su complejidad mecánica y en la eficiencia de la transmisión de fuerzas [4].



Fig. 1: "Omniwheel" (izq.) y rueda "Mecanum" (der.)

En este proyecto se seleccionó la configuración de cuatro ruedas Mecanum. Las mismas fueron fabricadas con impresión 3D, permitiendo un rápido prototipado y la posibilidad de adaptar sus dimensiones a nuestras necesidades.

A. Cinemática

En general, un robot omnidireccional se caracteriza por su capacidad de desplazarse en cualquier dirección del plano sin necesidad de modificar su orientación.
En la configuración utilizada, este comportamiento se logra gracias a la geometría particular de las ruedas Mecanum, compuestas por rodillos montados en el perímetro de la llanta y orientados a un ángulo de 45° respecto al eje de rotación de la rueda.

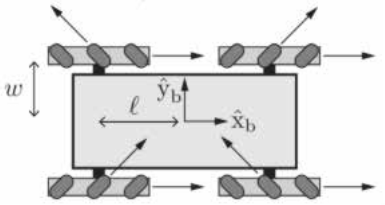


Fig. 2: Modelo cinemático de un robot omnidireccional de cuatro ruedas

Cada una de las ruedas se instala en las esquinas del chasis con orientaciones alternadas de los rodillos. Al controlar de manera independiente la velocidad angular de cada rueda, se generan componentes de fuerza en direcciones distintas, cuya combinación vectorial permite movimientos longitudinales, transversales y rotacionales sin restricciones en la velocidad del robot. De este modo, el robot es capaz de desplazarse en el plano sin necesidad de modificar su orientación [4].

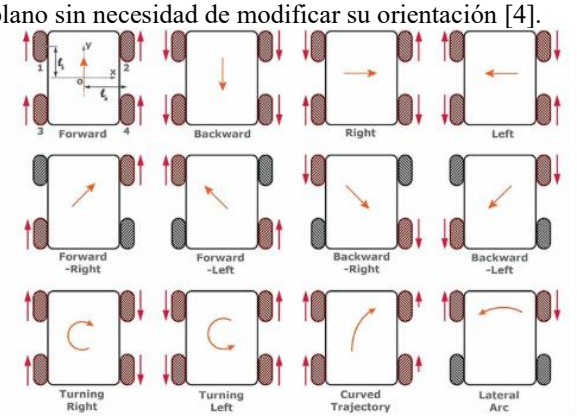


Fig. 3: Vector de velocidad del robot omnidireccional en función de las velocidades de sus ruedas

La cinemática directa del sistema establece la relación entre las velocidades angulares de las cuatro ruedas y la velocidad del chasis del robot.
Esta relación se expresa en el siguiente sistema de ecuaciones:

$$u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ u_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{r} \begin{bmatrix} -\ell - w & 1 & -1 \\ \ell + w & 1 & 1 \\ \ell + w & 1 & -1 \\ -\ell - w & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_z \\ v_x \\ v_y \end{bmatrix} \quad (1)$$

Donde u denota un vector con las velocidades angulares de cada rueda $[u_1\ u_2\ u_3\ u_4]$; El vector $[v_x\ v_y\ \omega_z]$ se denomina velocidad espacial del robot, y está compuesto por la velocidad lineal en x, la velocidad lineal en y, y la velocidad angular respecto al eje z del chasis, respectivamente. La matriz para la conversión cinemática está formada por las variables r (radio de la rueda), l (distancia desde el centro del robot hasta el eje longitudinal de las ruedas), y w (la distancia hasta el eje transversal) [4].

III. Contexto

Se presenta el diagrama de contexto del sistema (Fig. 4), que muestra a un nivel general los principales componentes del mismo y cómo interactúan entre sí.

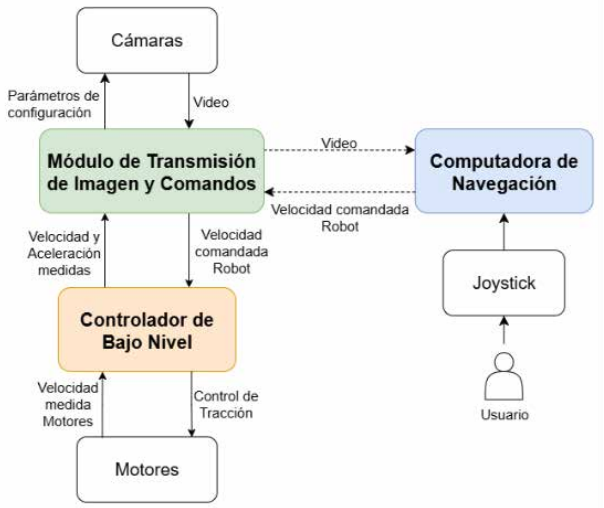


Fig. 4: Diagrama de contexto del sistema

Se definen los siguientes componentes del sistema y su propósito:

- **Controlador de Bajo Nivel (CBN):** es el encargado de recibir la velocidad espacial del robot comandada por la Computadora de Navegación y de controlar la velocidad individual de los motores de forma que se cumpla dicho comando. Además, mide la aceleración del robot, la velocidad de las ruedas y el consumo del sistema, y transmite estos datos de vuelta a la CDN.
- **Módulo de Transmisión de Imagen y Comandos (MTIC):** se encarga de transmitir las imágenes provenientes de las cámaras a la CDN, de enviar los comandos de velocidad de la CDN hacia el CBN, y de transmitir los datos de telemetría generados por el CBN hacia la CDN.
- **Computadora de Navegación (CDN):** se conecta inalámbricamente al robot, y es la que permite que el usuario lo controle a través del joystick, enviando los comandos de este dispositivo hacia el CBN. Permite

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

visualizar el video proveniente del robot en tiempo real, además de los datos de telemetría capturados por él.

- **Motores:** permiten el desplazamiento del robot.
- **Cámaras:** otorgan la capacidad al robot de percibir su entorno.
- **Joystick:** permite al usuario controlar los movimientos del robot de forma inalámbrica.

IV. Requerimientos y Especificaciones

A. *Requerimientos del CBN*

1. Debe poder medir la velocidad, aceleración y consumo de corriente del robot y transmitir estos datos al MTIC.
2. Debe recibir la velocidad global comandada por la Computadora de Navegación y controlar la velocidad individual de los motores de forma que se cumpla dicho comando.
3. El robot debe ser capaz de desplazarse con una velocidad lineal de 1 m/s.
4. El robot debe ser capaz de desplazarse en el entorno durante al menos 30 minutos con carga completa.

B. *Requerimientos del MTIC*

- Capturar y transmitir las imágenes de las cámaras hacia la CDN con una tasa de al menos 30 fps.
- Recibir los comandos de velocidad de la CDN y enviarlos al CBN.
- Comunicarse de forma inalámbrica a la CDN para permitir la teleoperación del robot.

C. *Requerimientos de la CDN*

1. Debe poder conectarse de forma inalámbrica con el MTIC.
2. Debe poder tomar los comandos del usuario, ingresados a través del joystick, y enviarlos al robot a través del MTIC.
3. Debe poder mostrar en vivo el video proveniente de las cámaras del robot.

V. Diseño Conceptual

Una vez definidos los requerimientos y especificaciones del sistema, y teniendo claramente planteados los componentes de alto nivel y cómo interactuarán entre sí, se procede a diseñar más en detalle la arquitectura del sistema. Esto es, cómo se cumplirán los objetivos planteados desde un punto de vista funcional, definiendo acciones y tareas específicas, cómo se comunicarán entre ellas y qué tipo de datos compartirán.

En las Fig. 5 y 6 se puede apreciar una visión general de la arquitectura planteada a la hora del diseño, tanto del MTIC como del CBN.

A. *Controlador de Bajo Nivel*

En primer lugar, la velocidad comandada es enviada por la CDN y recibida por el CBN, la cual es convertida en comandos de velocidad para cada motor y finalmente se envía una señal para controlar los motores, teniendo en cuenta el valor de la velocidad medida de estos últimos. En otra instancia, se miden tanto los valores de velocidad de cada motor, como los valores de aceleraciones del robot, los cuales son enviados finalmente al CDN.

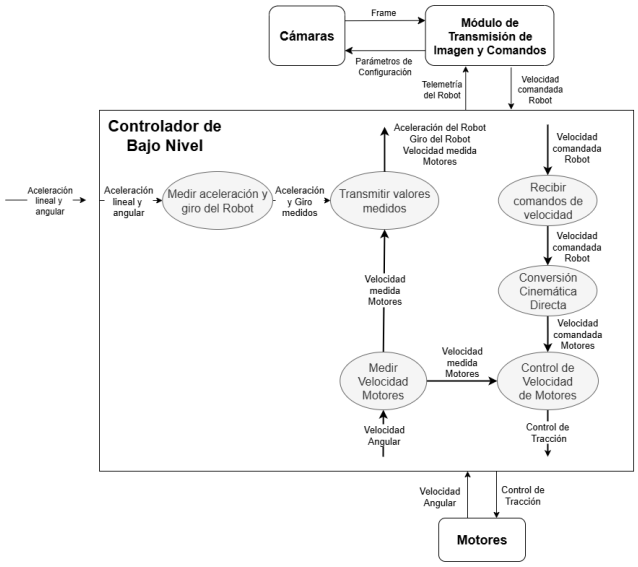


Fig. 5: Diagrama de contexto del Controlador de Bajo Nivel (CBN).

B. *Módulo de Transmisión de Imagen y Comandos*

Este módulo es el responsable de inicializar las cámaras, y en cada ciclo de procesamiento capturar los frames, procesarlos y transmitirlos a la CDN junto con la telemetría recibida desde el CBN. También se encarga de recibir los comandos de velocidad del usuario, convertirlos y enviarlos al CBN para que los ejecute.

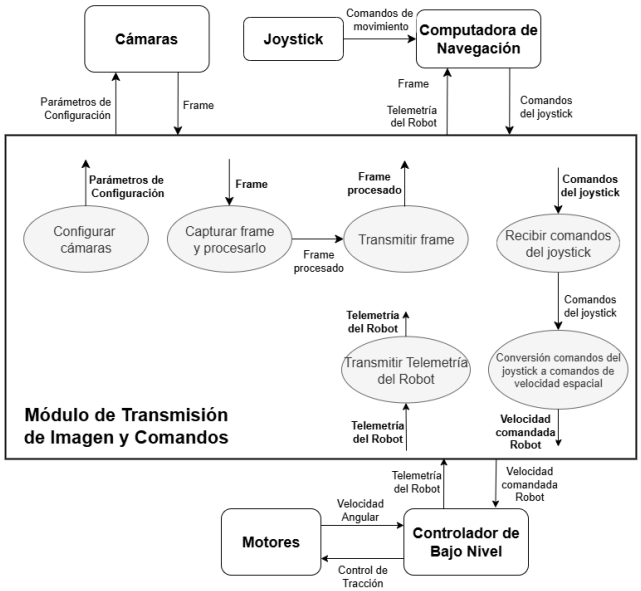


Fig. 6: Diagrama de contexto del Módulo de Transmisión de Imagen y Comandos (MTIC).

VI. Arquitectura de Hardware

En la Fig. 7 se presentan los principales componentes de hardware utilizados en el sistema y cómo se relacionan entre sí.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

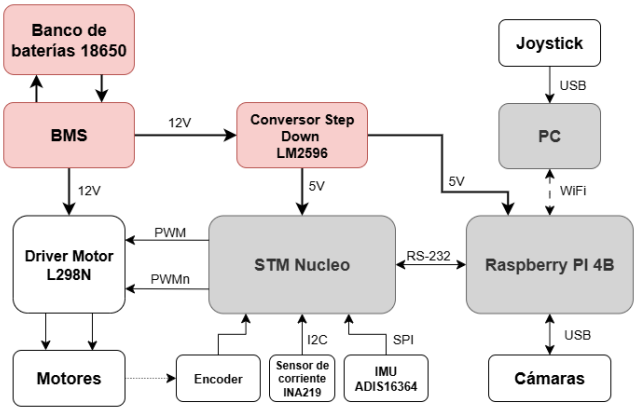


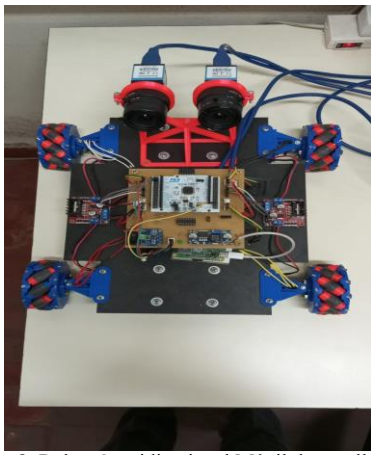
Fig. 7: Arquitectura de Hardware del sistema

Los principales módulos utilizados fueron los siguientes:

- **Microcontrolador CBN**: los requisitos impuestos se tradujeron en ciertas especificaciones de hardware que debía cumplir este microcontrolador (comunicación serie, 8 salidas PWM, 4 entradas con capture, unidad de punto flotante de 32 bits). Considerando además la disponibilidad en el mercado, se eligió la plataforma Nucleo-F303RE para este proyecto, que cuenta con el microprocesador ARM de 32 bits STM32F303RET6.
- **Microcontrolador MTIC:** Para poder trabajar con ROS, con las 2 cámaras que se conectan por puerto USB, y poder transmitir toda la información necesaria de forma inalámbrica, se decidió utilizar la Raspberry Pi 4B, que cuenta con el poder de procesamiento y los puertos necesarios para llevar a cabo estas funciones.
- **PC CDN**: Se utilizó una PC de escritorio con Ubuntu 20.04 y ROS Noetic.
- **Motores:** Luego de una estimación del torque mínimo (y de potencia eléctrica) necesitado por el robot para desplazarse a la velocidad planteada en el requerimiento del sistema, y teniendo en cuenta la disponibilidad del mercado, se seleccionaron los motores MR08B-024022 de IGNIS. Los mismos cuentan con una potencia de 22W, una tensión nominal de 24V y una velocidad nominal de 7810 RPM. Se le agregó una caja de reducción con una relación 24:1 para llevar la velocidad a un valor acorde a los requisitos de velocidad del robot.
- **Driver Motores:** Para controlar los motores se utilizó un puente H basado en el integrado L298N. Este módulo tiene capacidad para 2 canales, con una corriente máxima de 2A por canal [9]. Cada motor debe funcionar de forma bidireccional, por lo que se utilizaron 2 señales PWM complementarias conectadas a los pines IN1 e IN2 de cada canal. De esta forma, cada canal activa una diagonal del puente H alternadamente. Así, un ciclo de trabajo mayor o menor al 50 % provoca un sentido de giro en uno u otro sentido, y un ciclo de trabajo de exactamente 50 % implica un freno en el motor.
- **Encoders:** La medición de velocidad se realiza con un sensor óptico TCS2103 y un encoder de 20 pulsos por vuelta. Se utilizaron compuertas con Schmitt trigger para acondicionar la señal.
- **Cámaras**: Para capturar las imágenes del entorno del RMO se utilizan 2 cámaras DFK 23UM021 que ya eran parte del patrimonio del centro de investigación. Entre sus características, se encuentran [5]:
  - Sensibilidad: 0,05 lx
  - Rango Dinámico: 8/12 bit
  - Formatos de Video @ Tasa de Fotogramas (máxima): 1, 280 × 960 (1,2 MP) RGB32@60 fps; 1, 280 × 960 (1,2 MP) Y800@60 fps; 1, 280 × 960 (1,2 MP) Y16@30 fps.

Cada cámara tiene su propia lente modelo H3Z4512CS-IR. Las mismas cuentan con las siguientes características [6]:
Formato: 1/2
Hilo de Filtro: M35,5 x 0,5
Longitud Focal: 4,5 mm - 12,5 mm
Distancia Focal Trasera: 8,5 mm - 16,5 mm M´ax. Rango de Enfoque: 0, 3 m - ∞
Rango de Zoom: 4,5 mm - 12,5 mm
Control de Iris: Manual. Control de Enfoque: Manual. Control de Zoom: Manual.

- **IMU**: Se utilizó la IMU ADIS16364, un sensor inercial de 6 grados de libertad con comunicación SPI [7].
- **Baterías y BMS:** Para cumplir con los requisitos de autonomía, tensión y corriente máxima de todo el sistema, se eligieron las baterías 18650. Con una configuración de 3 baterías en serie y 2 en paralelo (3S2P) se consiguen aproximadamente 12V a la salida, suficiente para alimentar los motores y que alcancen la velocidad requerida. También se alcanza una capacidad de 5200 Ah, suficiente para que transcurridos los 30 minutos de funcionamiento la batería no se encuentre por debajo del 20 % del nivel de descarga. Además, se utiliza un BMS para gestionar la carga de las baterías y controlar la descarga pareja de las celdas durante el uso.
- **Sensor de corriente:** Se seleccionó el módulo INA219, con comunicación I2C y capaz de medir corrientes de hasta 6A [10].
- **Conversor de voltaje:** Se utilizó el módulo LM2596, un conversor step down regulable con una capacidad máxima de salida de 3A. Con él se reducen los 12V de salida del pack de baterías a 5V para alimentar a los microcontroladores. Poseen una eficiencia típica del 73% [8].


Fig. 8: Robot Omnidirecional Móvil desarrollado

VII. Arquitectura de Software

A. Controlador de Bajo Nivel

El sistema embebido del robot se implementa en una placa STM Nucleo corriendo FreeRTOS, estructurado en múltiples

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

tareas concurrentes que se comunican y sincronizan mediante estructuras de datos como colas y semáforos.
Las tareas planteadas en el diseño conceptual (Fig. 5) fueron implementadas en este sistema operativo de la siguiente forma:

- **RxTask**: recibe los comandos de velocidad y los envía al módulo de conversión cinemática (*CinematicConvTask*).
- **CinematicConvTask**: transforma la velocidad lineal solicitada en velocidades angulares de cada rueda y las pasa al controlador de velocidad (*ControlVelTask*).
- **ControlVelTask**: ejecuta el control de velocidad de cada motor, utilizando tanto las referencias calculadas (*CinematicConvTask*) como las mediciones reales (*MeasureVelTask*).
- **CinematicConvTask**: mide la velocidad de cada rueda y envía estos datos al controlador (*ControlVelTask*) y al módulo de transmisión (*TxTask*).
- **MeasureAccelTask**: obtiene la aceleración y la orientación del robot a partir de la IMU, y remite esta información al módulo de transmisión (*TxTask*).
- **TxTask**: transmite las velocidades y aceleraciones medidas (*MeasureVelTask* y *MeasureAccelTask*, respectivamente) al controlador de alto nivel (CAN).

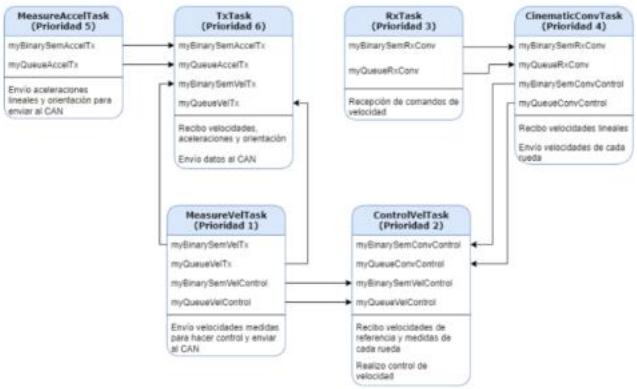


Fig. 9: Arquitectura de Software del CBN.

La comunicación entre estas tareas se gestiona mediante colas, mientras que la sincronización de los datos se asegura con semáforos. Esta combinación permite que cada módulo reciba únicamente la información cuando está lista para ser procesada, evitando condiciones de carrera y garantizando coherencia en el intercambio de datos. Gracias a este esquema, se logra un sistema robusto, modular y eficiente, en el que el control y la percepción del robot se integran de manera confiable en tiempo real.
En particular, el control de los motores dentro de la tarea *ControlVelTask* se implementa mediante un controlador PI. Este esquema ajusta la acción de control en función del error instantáneo (componente proporcional) y de su acumulación en el tiempo (componente integral), corrigiendo las diferencias entre la velocidad angular de referencia y la velocidad real medida.

B. Módulo de Transmisión de Imagen y Comandos. Computadora de Navegación

Para la implementación del MTIC en la Raspberry Pi se optó por usar ROS (Robot Operating System), que es un software libre bajo términos de licencia BSD, que se sitúa entre un sistema operativo y las aplicaciones que se ejecutan en él, es decir, una colección de frameworks para el desarrollo de software de robots. A pesar de no ser un sistema operativo, ROS provee los servicios estándar de uno de éstos tales como la abstracción del hardware, el control de dispositivos de bajo nivel, la implementación de funcionalidades de uso común, el paso de mensajes entre procesos y el manejo de paquetes. También brinda herramientas y librerías para obtener, construir, escribir y correr código a través y mediante varias computadoras. Está basado en una arquitectura de grafos donde el procesamiento toma lugar en los nodos que pueden recibir, mandar y multiplexar mensajes de sensores, control, estados, planificaciones y actuadores, entre otros.
En la Fig. 9 se pueden apreciar los nodos implementados tanto en el MTIC como en la CDN, que les permiten cumplir con los requerimientos planteados. Éstos intercambian información entre sí usando el sistema de ROS de suscripción y publicación de tópicos. También se muestra cómo estos nodos interactúan con el resto del sistema, particularmente con el CBN y las cámaras.

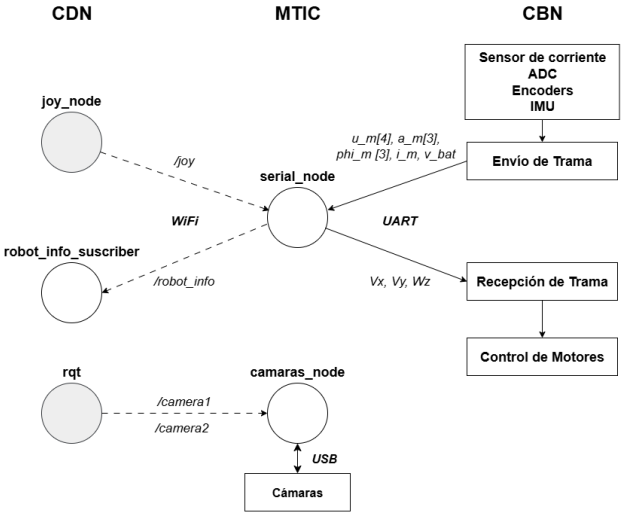


Fig. 10: Arquitectura de Software del MTIC

Las flechas entre nodos tienen su inicio en el publicador del tópico, y finalizan en el suscriptor. La comunicación entre el MTIC y el CBN se realiza mediante puerto serie, utilizando una trama personalizada.

- **joy_node**: pertenece al paquete Joy de ROS, publica los valores de todos los botones y palancas de un control genérico
- **robot_info_suscriber**: recibe la trama del MTIC con toda la telemetría generada por el CBN.
- **rqt:** utilidad de ROS que permite visualizar el stream de video publicado por el MTIC
- **serial_node**: recibe la telemetría del CBN y la publica para que la CDN pueda obtenerla. También recibe el estado de los botones y palancas del joystick, los convierte a un vector de velocidad espacial y los transmite al CBN.
- **camaras_node**: en primera instancia, inicializa y configura las cámaras; luego captura cada frame de ambas cámaras y lo publica para que pueda ser visualizado en la CDN.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

VIII. Diseño Mecánico

El diseño mecánico del robot estuvo a cargo de una becaria del centro de investigación y estudiante de Ingeniería Mecánica de la facultad.
Su aporte estuvo principalmente en el diseño a medida del chasis del robot (fabricado con chapa plegada), la fabricación de las ruedas omnidireccionales en base a un diseño libre publicado en internet, y la fabricación de soportes para la sujeción de las placas y sensores.

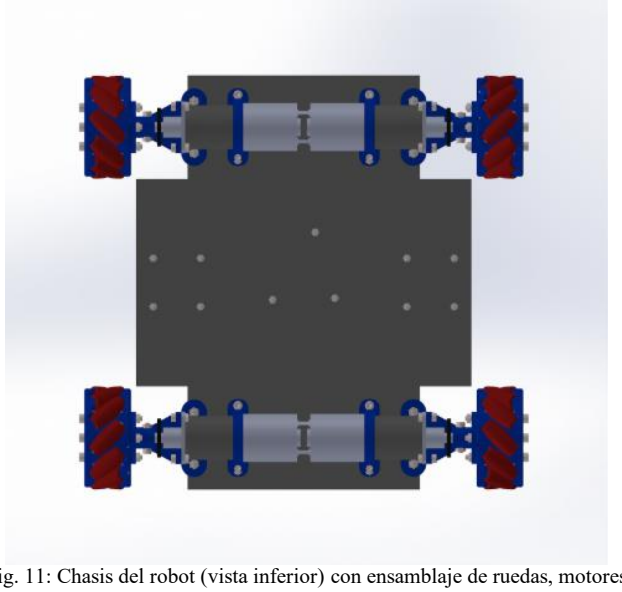


Fig. 11: Chasis del robot (vista inferior) con ensamblaje de ruedas, motores y soportes para encoders.

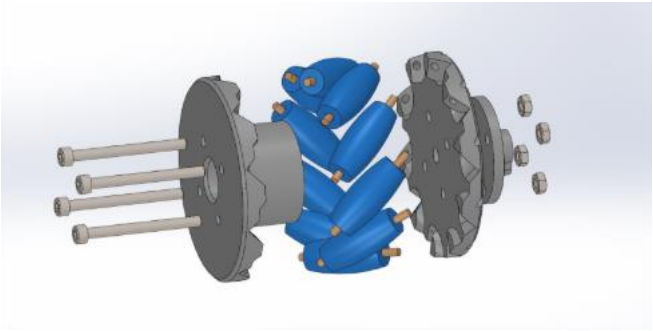


Fig. 12: Vista explosionada de la rueda Mecanum.

Para el diseño de todas las piezas se utilizó SolidWorks, y para la impresión se trabajó con el laminador Cura.

IX. Conclusiones

Como resultado de este proyecto multidisciplinario se obtuvo una plataforma funcional y versátil para la investigación en navegación autónoma.
Si bien el método de control remoto planteado hasta aquí es manual, la propuesta a futuro para esta plataforma es reemplazar al usuario e integrarla con algoritmos de navegación autónoma para ser validados.

A nivel de diseño mecánico, se está trabajando en la mejora de las ruedas, el chasis y la fabricación de una carcasa para todo el robot.

X. Referencias

[1] Cosimo Patruno, Vito Renò, Massimiliano Nitti, Nicola Mosca, Maria di Summa, Ettore Stella.Vision-based omnidirectional indoor robots for autonomous navigation and localization in manufacturing industry, Heliyon, Volume 10, Issue 4, 2024.

[2] Guo, Shuai & Diao, Qizhuo & Xi, Fengfeng. (2017). Vision Based Navigation for Omni-directional Mobile Industrial Robot. Procedia Computer Science. 105. 20-26.

[3] Hamid Taheri, Chun Xia Zhao, Omnidirectional mobile robots, mechanisms and navigation approaches, Mechanism and Machine Theory, Volume 153, 2020.

[4] K.M. Lynch and F.C. Park, Modern Robotics. Mechanics, Planning, and Control, 2017.

[5] Hoja de datos DFK 23UM021

[6] Hoja de datos H3Z4512CS-IR

[7] Hoja de datos ADIS16364

[8] Hoja de datos LM2596

[9] Hoja de datos L298N

[10] Hoja de datos INA219

[11] Hoja de datos MR08B-024022. www.ignismotor.com

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Control_PID en robot carreras

1st Bruno Chiabrando
Ingeniería Electrónica UTN-FRSFCO
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional San Francisco
San Francisco, Córdoba Argentina
bchiabrando@facultad.sanfrancisco.utn.edu.ar

2nd Angel Aguilar
Ingeniería Electrónica UTN-FRSFCO
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional San Francisco
San Francisco, Córdoba Argentina
aaguilar@facultad.sanfrancisco.utn.edu.ar

3rd Oscar Alberto Rufine
Ingeniería Electrónica UTN-FRP
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional Paraná
Paraná, Entre Rios Argentina
rufineoscar@frp.utn.edu.ar

4th Rodolfo Podadera
Ingeniería Electrónica UTN-FRSFCO
Universidad Tecnológica Nacional
Facultad Regional San Francisco
San Francisco, Córdoba Argentina
rpodadera@facultad.sanfrancisco.utn.edu.ar

Resumen*— El CONTROL PID EN CARRERAS DE ROBOTS se controla mediante un sistema proporcional-integral-derivativo conocido como PID, cuyos parámetros se pueden configurar en cualquier momento a través de una interfaz de usuario sencilla (UI). Además, el error obtenido por la matriz de sensores QTR8A se representa en tiempo real. Se utiliza el microcontrolador ESP32 con FreeRTOS para poder realizar múltiples tareas simultáneamente, controlando sensores, actuadores y la comunicación con el servidor web a través de solicitudes/respuestas HTTP. El dispositivo final presenta un funcionamiento correcto y una alta fidelidad en la estabilización ante los cambios del circuito a seguir, cumpliendo de esta manera los principales objetivos, logrando una mayor eficiencia que los robots de velocidad convencionales.

***Palabras Clave*—**PID, Robot Carreras, FreeRTOS, HTTP

I. Introducción

El presente trabajo busca realizar un robot que sea capaz de recorrer cualquier circuito que posea una línea central continua de manera autónoma. El dispositivo cuenta con un microcontrolador, encargado de controlar a través de un sistema proporcional – derivativo – integral (PID) la velocidad de los motores lo cual nos permite alcanzar una mayor eficiencia y velocidad a la hora de seguir la línea. Los parámetros de dicho controlador PID pueden ser monitoreados y modificados desde una interfaz de usuario (UI) la cual se puede acceder de manera local a través de un servidor web creado por el microcontrolador ESP32. Para alcanzar una mayor eficiencia tanto en el funcionamiento como en la comunicación con el usuario se hace uso de FreeRTOS que nos permite ejecutar las distintas tareas necesarias en simultaneo, optimizando los recursos brindados por el microcontrolador seleccionado.

II. Objetivos

- ✓ Elaborar un control PID para el manejo de velocidades de los motores que permita el seguimiento de una línea.
- ✓ Programar la comunicación entre cualquier dispositivo con conexión a la red local y el microcontrolador ESP32 para la calibración inalámbrica del controlador del robot seguidor de línea.
- ✓ Alcanzar luego de pruebas y recalibraciones una mayor eficiencia que robots velocistas convencionales.

III. Metodología de desarrollo

A. Robots seguidores de línea

Son capaces de seguir un camino trazado por una línea central continua. La cual es de un color que contrasta con el del piso, por lo general la línea es blanca y el resto del suelo es negro. Una de las virtudes de esta configuración es que se puede realizar de múltiples maneras y pueden ser tan complejos como la persona que lo realice quiera. Año tras año las tecnologías utilizadas para desarrollarlos evolucionan y uno de los motivos principales son las distintas competencias que se realizan. El robot desarrollado cumple con las reglas explícitas por la Liga Nacional de Robótica de Argentina por lo que se encuentra apto para competir en las próximas ediciones.

B. Chasis

Se fabricó de manera aditiva (impresora 3D) respetando las dimensiones máximas de los robots velocistas que deben ser de 20 cm de largo x 14 cm de ancho, con un límite en altura de 10cm. En la figura 1 se puede apreciar un render 3D del diseño.

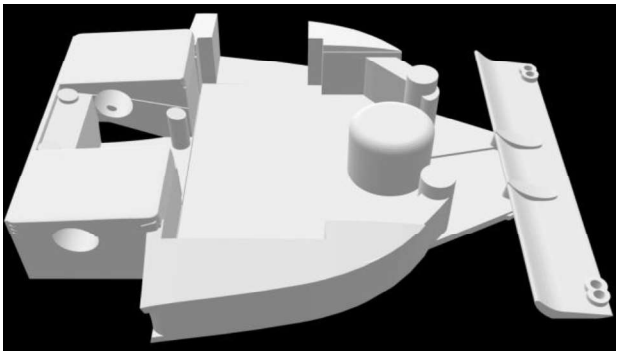


Figura 1. Render de chasis 3D.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

C. Actuadores

Los mismos son los elementos principales del robot velocista, y de ellos depende el desempeño que se pueda alcanzar, aquí se utiliza un moto reductor pololu HP, 6V de corriente continua. El término reducción refiere a cuantas vueltas dará el motor para que los engranajes produzcan una vuelta a la salida del eje, de esta manera se incrementará el torque a costas de una reducción de velocidad.



Figura 2. Moto reductor.

D. Sensores

Para la detección de la línea y ubicación del robot se utilizaron ocho sensores ópticos infrarrojos dispuestos en un circuito impreso y fueron trabajados de manera digital conectando cada uno de los sensores a una entrada digital y se los alimentó con 3.3 V.

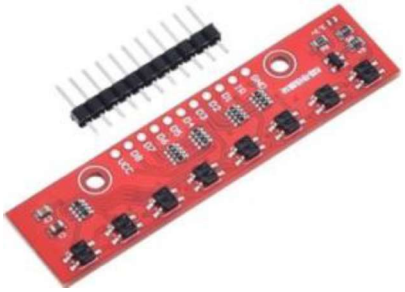


Figura 3. Arreglo de ocho sensores genérico (QTR 8A).

E. Circuito impreso de potencia

Para el control de los actuadores se diseñó un circuito encargado de recibir una señal de control PWM y alimentar a los motores en mayor o menor medida.

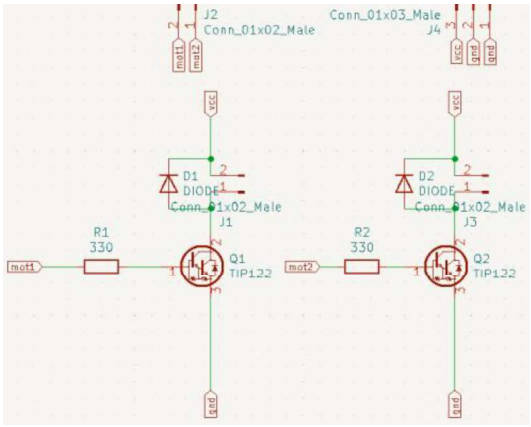


Figura 4. Esquemático para controlar actuadores.

El TIP122 está formado por un par de transistores NPN en conexión Darlington, su funcionamiento es igual al de un NPN. Excitando su base a través de una señal PWM podemos establecer un flujo de corriente entre emisor y colector y así alimentar a los motores.
En esta placa podemos encontrar el conexionado de los dos motores como la alimentación y la señal de PWM proveniente de la placa de control.

F. Microcontrolador

Como se dijo anteriormente para el control de este dispositivo se utiliza el microcontrolador de Espresif ESP32 en formato dev module. El mismo integra Wifi, Bluetooth, los GPIOS necesarios y tambièn brinda la posibilidad de uso de sistema operative FreeRTOS, que nos permite administrar un sistema multitareas robusto para obtener aprovechar de la manera óptima el algoritmo.

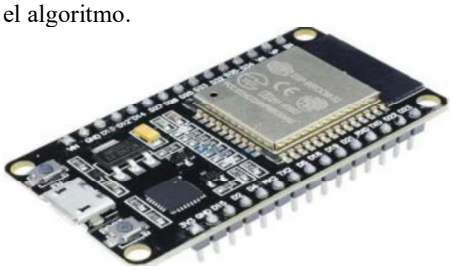


Figura 5. Microcontrolador.

G. Circuito impreso de control

Para controlar el robot se diseñó una segunda placa en donde va ubicado el módulo ESP32 junto con sus periféricos, los distintos pines para conexionado de sensores, motores, y alimentación de la placa de potencia.

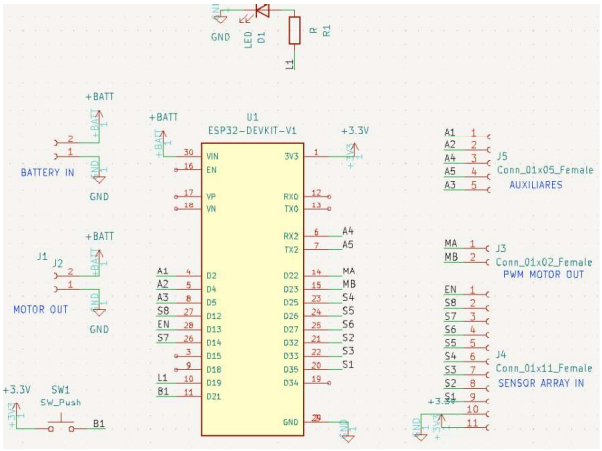


Figura 6. Esquemático Circuito de Potencia.

IV. CONTROLADOR PID

El control PID (control proporcional, integral y derivativo) es un control por realimentación que calcula la desviación o error entre un valor medido y el valor que se quiere obtener (set point), para aplicar una acción que corrija el proceso. En el caso del robot seguidor de línea, el controlador PID (rutina basada matemáticamente), procesa los datos del sensor y los utiliza para controlar el ángulo de giro a través de la velocidad enviada a cada motor, para de esta forma mantenerlo en curso.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

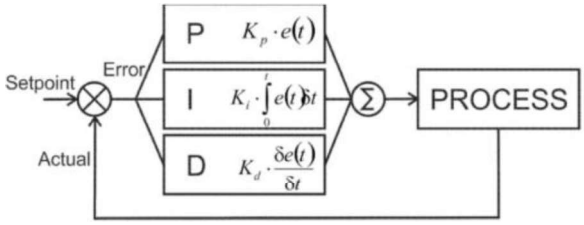


Figura 7. Esquema controlador PID (Aprendiendo facilelectrónica-2014).

Para el análisis de nuestro robot seguidor de línea se toma de base la estructura básica de un sistema de control de lazo cerrado. Lo cual en una representación en bloques queda como se observa.



Figura 8. Diagrama de Sistema de control a lazo cerrado.

Cada una de las etapas presentes se modela de manera virtual a través de MATLAB para poder realizar una simulación del robot en su totalidad.

A. Modelado de cinemática directa del robot

Comenzamos con el modelado del movimiento del robot, para esto se asumieron una serie de consideraciones para simplificar el análisis: el desplazamiento es causado únicamente por la rotación de las ruedas y la superficie en donde se desplaza es totalmente lisa. En este caso se toman en cuenta condiciones ideales para simplificar el modelo al considerar las pequeñas dimensiones del móvil. En una configuración diferencial se consideran tres grados de libertad: las distancias $\boldsymbol{x}$ e $\boldsymbol{y}$ de posición y el ángulo $\boldsymbol{\varphi}$ de orientación. Para poder lograr un movimiento controlado, se deben tener dominio sobre "Vr" la velocidad de la rueda derecha y "Vl" la velocidad de la rueda izquierda. El objetivo de modelar el robot es buscar una relación directa de cómo afectan las entradas "Vr y Vi", a los estados del sistema "x, y, $\boldsymbol{\varphi}$". Podemos observar los distintos grados de libertad, y se resalta su dependencia de la velocidad de cada motor.

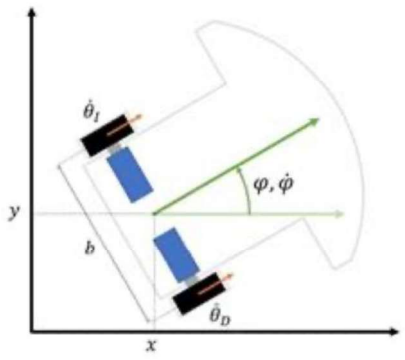


Figura 9. Movimiento de robot tipo tracción diferencial.

Una vez definidas las entradas y salidas de nuestro sistema, notamos que nuestro robot puede trasladarse con una velocidad lineal "v" y rotar con una velocidad angular "ω".

$$v = r\,(Vr + Vl)/\,2 \quad (1)$$
$$\omega = r\,(Vr - Vl)/\,\mathrm{b} \quad (2)$$

Siendo r = Radio de la rueda. b = distancia entre las ruedas Vr = Velocidad motor derecha. Vl = Velocidad motor izquierda. Teniendo las velocidades definidas planteamos las distintas ecuaciones que describen el movimiento del robot.

$$x = v * \cos\varphi \quad (3)$$
$$y = v * \mathrm{sen}\,\varphi \quad (4)$$
$$\varphi = \omega \quad (5)$$

Trabajando algebraicamente con las ecuaciones alcanzadas llegamos a las ecuaciones 6, 7 y 8 que determinan el movimiento a partir de la tracción diferencial.

$$x = [(Vr + Vl)\ \mathrm{r}\cos\varphi]\ /2 \quad (6)$$
$$y = [(Vr + Vl)\ \mathrm{r}\,\mathrm{sen}\,\varphi]\ /2 \quad (7)$$
$$\varphi = [(Vr - Vl)\ \mathrm{r}\ /\mathrm{b} \quad (8)$$

Al integrar las ecuaciones (6), (7) y (8) se consigue la posición y orientación en un sistema de referencia absoluto. Utilizando programación a bloques en Simulink MATLAB modelamos la planta y nos queda como se observa en la figura 10.

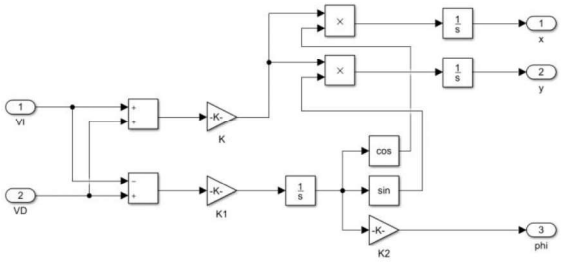


Figura 10. Subsistema, cinemática de la planta.

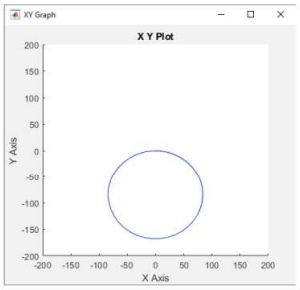


Figura 11. Desplazamiento en el plano.

Una de las primeras pruebas realizadas fue ingresar dos velocidades diferentes y graficar su posición en x e y a través de un gráfico XY y obtuvimos que el robot describe un movimiento circular tal como se observa en la figura 11 de esta manera verificamos que el modelado descripto responde correctamente con lo esperado.

B. Modelado de motores de corriente contínua

El movimiento del robot, se realiza con los motoreductores de 6V de corriente continua, cuyas características extraídas de hoja de datos se pueden apreciar en tabla 1:

Parámetro	Símbolo	Valor
Relación	η	30:1
Voltaje nominal	$V_{nominal}$	6V
RPM sin carga	Θ_{free}	104.72 rad/s
Corriente máxima	i_{max}	1.6 A
Corriente nominal	i_{free}	100 mA
Torque máximo	T_{max}	0.0557 Nm

Tabla 1. Tabla de valores extraídas de datacheet motor DC

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Para obtener el modelo se analiza la velocidad angular de cada rueda a partir del circuito equivalente para un motor de corriente directa, tal como se muestra en la figura 12.

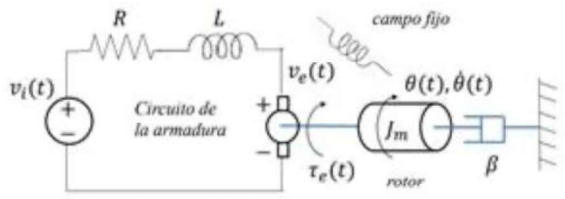


Figura 12. Circuito electromagnético de motor DC

Debido a que los parámetros proporcionados por el fabricante pertenecen a la salida del tren de engranes, se reducirá el estudio al considerar solamente un momento de inercia. A continuación, se obtienen las ecuaciones diferenciales de la parte eléctrica por la ley de voltajes de Kirchoff y de la parte mecánica por la ley de Newton.

$$Ri(t) + L\, di(t)/dt + v_e(t) = v_i(t) \quad (9)$$

Las ecuaciones del subsistema magnético son:

$$T(t) = P(t) / \omega_m(t) = k_t\, I(t) \quad (10)$$

$$e(t) = k_e\, \omega_m(t) = k_e\, d\Theta(t)/dt \quad (11)$$

Reemplazando (11) aplicando Laplace a la ecuación (9), obtenemos la ecuación para la parte eléctrica.

$$R\, I(s) + L\, s\, I(s) + ke\, s\, \theta(s) = Vi\,(s) \quad (12)$$

Por otro lado, para la parte mecánica del motor aplicamos las leyes de Newton para movimientos mecánicos rotacionales y obtenemos la ecuación 13.

$$T(t) = Jm\, d^2\Theta(t)/dt + b\, d\Theta(t)/dt \quad (13)$$

$$\mathcal{L}[T(t)] = T(s) = Jm\, s^2\, \Theta(s) + b\, s\, \theta(s) \quad (14)$$

Reemplazando 10 en 14 se obtiene:

$$k\, I(s) = Jm\, s^2\Theta(s) + bs\, \theta(s) \therefore\ k_t\, I(s)/(J_m\, s + b)s = \Theta(s) \quad (15)$$

Reemplazando 15 en 12 llegamos a:

$$R\, I(s) + L\, s\, I(s) + k_e\, [k_t\, I(s) / (J_m\, s + b)] = V_i\,(s) \quad (16)$$

Finalmente, para obtener la relación buscada entre la salida del motor y la entrada de voltaje tal como se observa en la ecuación 17.

$$\Theta(s)/V_i\,(s) = k_t / [(R + Ls)(J_m\, s + b) + k_e\, k_t\,] = k_t / [\,Jm\, L\, s^2 + (J_m\, R + b\, L)\, s + R\, b + k_e + k_t\,] \quad (17)$$

Las características eléctricas de Resistencia e Inductancia de armadura se obtienen a través de la medición del dispositivo físico, mientras que el voltaje de entrada será el valor nominal que especifica el fabricante. **R** = 31,3 Ω **L** = 5,1 mH **vi(t)** = 6V**.** Los valores de las constantes eléctricas y magnéticas los calculamos con los datos presentados en la tabla 1 correspondientes a los actuadores utilizados.

$$k_e = v_{nominal} / \Theta_{free} = 0.0573 \text{ v / (rad/seg)} \quad (18)$$

$$k_t = T_{max} / I_{max} = 0.034 \text{ N m /A} \quad (19)$$

Los parámetros mecánicos de momento de inercia y la constante de fricción al ser más difíciles de cuantificar, se hicieron de uso de unos valores pequeños obtenidos por un motor similar al utilizado para este trabajo, los valores son los siguientes:

$$J_m = 1x10^{-5}\, kgm^2 \qquad \beta = 1x10^{-7} Nm/(rad/s)$$

Una vez obtenidos los modelados de estos bloques que son de vital importancia para nuestro sistema, unimos cada uno de ellos y finalmente obtenemos un diagrama de nuestra función de transferencia final. Como vemos en la figura 13.
En nuestro diagrama se presenta un voltaje inicial base con el cual ambos motores se ven afectado en un inicio, nuestra retroalimentación va a afectar negativamente al voltaje de entrada del motor izquierdo y positivamente al voltaje de entrada del motor derecho y de esa manera logrará el giro deseado.

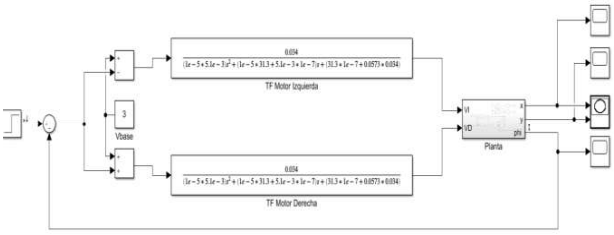


Figura 13. Simulación del sistema en Simulink

Al iniciar la simulación con un escalón unitario en su entrada obtenemos la respuesta que se puede observar en la figura 14, en la misma se presenta una oscilación elevada previa a su estabilización, esta es la que se corregirá cuando se aplique el controlador PID.

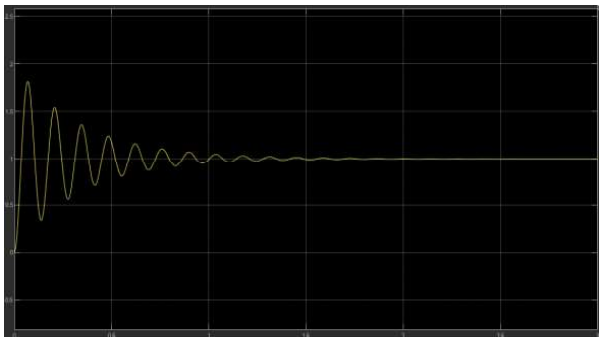


Figura 14. Respuesta al escalón de lazo cerrado (Simulink)

Para obtener una única función de transferencia de nuestro sistema se pueden aplicar técnicas de simplificación o algún software que facilite cálculos, dicha ecuación ya resuelta es la 20.

$$\frac{1.27e07s^2 + 7.814e10\, s + 4.872\, e\, 11}{s^5 + 1.227\, e04\, s^4 + 3.774\, e07\, s^3 + 4.696e08\, s^2 + 1.464e9s} \quad (20)$$

Como vemos en la figura 15 la respuesta al escalón calculada con Matlab es la misma a la obtenida anteriormente, por lo que podemos verificar que la función de transferencia obtenida es verdaderamente la que describe a nuestro sistema. Además, se observa la respuesta en lazo abierto en donde se ve como no converge en un punto.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

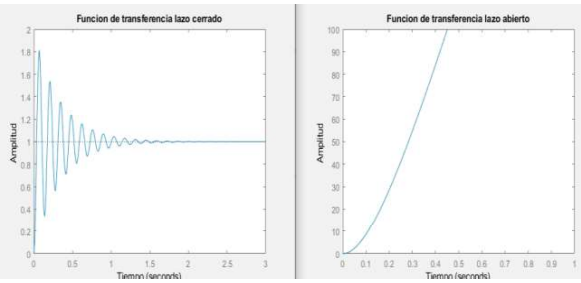


Figura 15. Respuesta a escalón (Matlab)

Una vez obtenida esta respuesta hacemos uso de nuestro controlador PID para mejorar la estabilización de nuestro sistema, a través de Matlab llegamos a la respuesta que se observa en la figura 16, esta respuesta fue obtenida sin hacer uso del término integrador del controlador ya que no existe error estacionario y con las constantes Kp = 0.01 y Kd = 0.001.

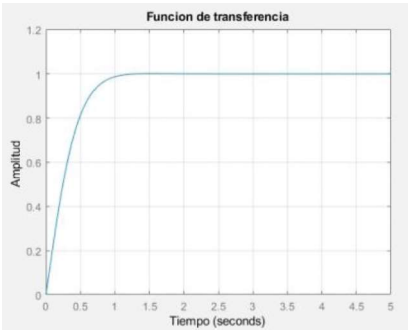


Figura 16. *Respuesta con controlador PID (Matlab)*

Junto con la respuesta obtenida se calculó el lugar geométrico de las raíces además del mapa de polos y ceros, estos gráficos se pueden observar en la figura 17, la cual nos va a ser útil para realizar algunos análisis.

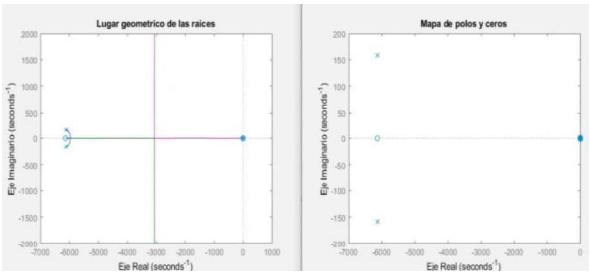


Figura 17. Gráficos de polos y ceros (Matlab)

En estos gráficos podemos observar tanto la posición de los polos y las raíces de nuestro sistema como los posibles valores que pueden tomar al modificar alguno de los parámetros. Al ser una función de transferencia de grado 5 el análisis puede llegar a ser más complejo de lo habitual, pero podemos notar que nuestro sistema no puede caer en la inestabilidad ya que los posibles valores que pueden tomar son negativos. Las respuestas que se pueden alcanzar son "Sub-amortiguado", "críticamente amortiguado" o "sobre amortiguado". Si analizamos, además, el origen vemos que existe la presencia de un polo en él, esto es así ya que en la función de transferencia (ecuación 20) no tenemos un término independiente en el denominador. En términos matemáticos esto significa que la función de transferencia ya posee un término integrador 1/s, lo que ocasiona que no sea necesario utilizarlo en el controlador PID. Por otro lado, también se obtuvo el diagrama de bode correspondiente a nuestro Sistema como se aprecia en la figura 18, con el efecto de sus polos y ceros y donde se puede analizar la frecuencia de cambio de set point a la que se ve afectada la fase y la amplitud.

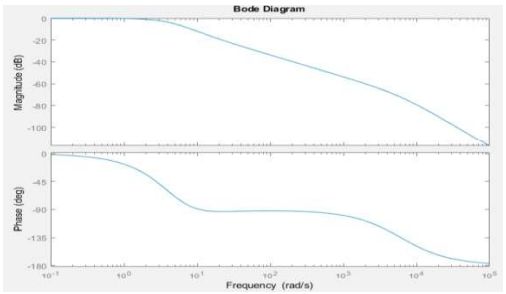


Figura 18. Diagrama de bode del sistema (Matlab)

Tal como se realizaron los cálculos y simulaciones para un tiempo continuo se hicieron también, para un tiempo discreto obteniendo respuestas similares (figura 19).

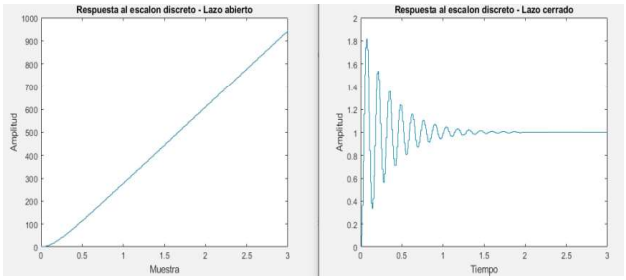


Figura 19. *Respuesta al escalon discreta (Matlab)*

De la misma manera que en la simulación continua, en la discreta le aplicamos un controlador PID lo calibramos y obtenemos una salida como la que se muestra en la figura 20. Las constantes de calibración alcanzadas son Kp=130, Kd=1 y nuevamente no se hizo uso del término integrador.

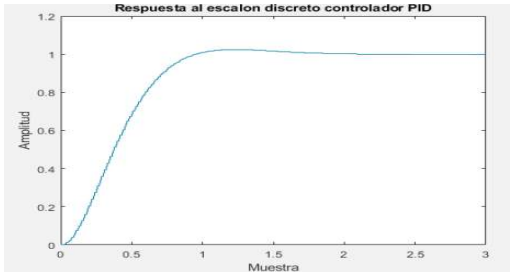


Figura 20. *Respuesta discreta con controlador PID*

Con todos los valores calculados, podemos finalizar la construcción de la simulación en Simulink, uniendo los bloques modelados junto al controlador PID como indica la figura 21. Se puede observar el ángulo de giro y el desplazamiento en el plano de nuestro robot simulado a través de XY ploter.

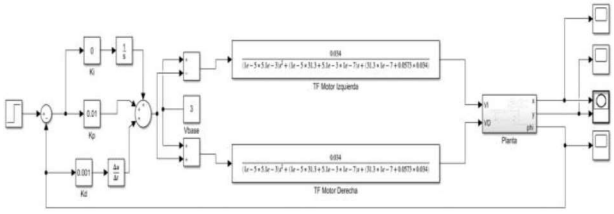


Figura 21. Robot carreras modelado

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

V. FIRMWARE

El código se hizo de manera modular, separando las funcionalidades en librerías para un mejor manejo y simpleza a la hora de realizar modificaciones.

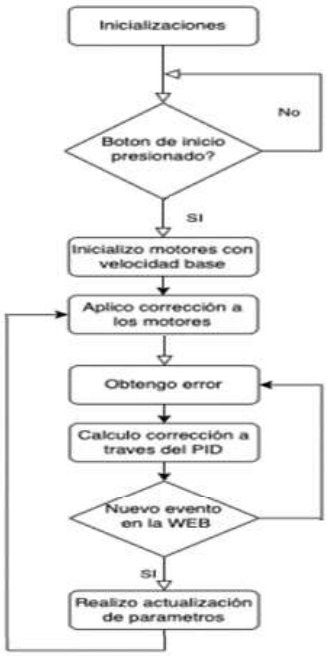


Figura 22. Diagrama de flujo del código

En la figura 22 podemos observar de una manera resumida las distintas tareas que tiene que ejecutar el micro. Para dar inicio al programa, por reglamentación de la Liga Nacional de Robótica, se debe presionar un pulsador y al liberarlo recién pueden inicializarse los motores. Para realizar este proceso se utilizó una máquina de estado encargada de eliminar los posibles rebotes al pulsar y de inicializar los motores en el momento que se libera el botón. Para el caso de la lectura de los sensores se hizo una librería utilizando programación orientada a objetos para facilitar la utilización de las distintas funciones a lo largo del código.



Figura 23. Interfaz de usuario

La interfaz de usuario mostrada en la figura 23 se realizó con HTML, estilizándolo con CSS, dándole funcionalidad con JS. Estos tres archivos se encuentran guardados en la memoria flash de la ESP32 a través de SPIFFS que es un sistema de archivos ligero creado para microcontroladores.
En la misma interfaz se graficará el error sensado por el robot en tiempo real, para así poder ver cómo responde la corrección de nuestro controlador PID. Una vez calculado el ajuste haremos uso de nuestra librería para el manejo de los motores, la misma le brinda a cada uno de ellos la misma velocidad de partida a través de dos canales de PWM con una frecuencia de 5Khz y 10 bit de resolución dando la posibilidad de un PWM de 0 a 1023.

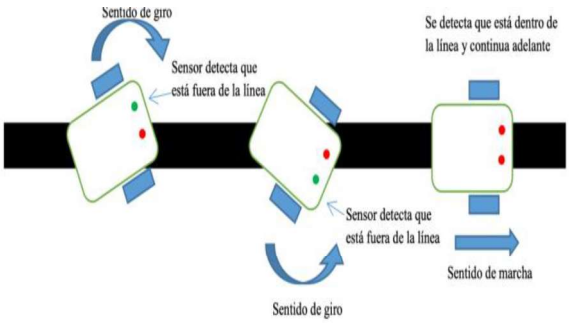


Figura 24. Esquema de detección de línea – Extraída de Martínez Ortiz, David (2015-2016)

El ajuste calculado por el PID se aplicará de manera positiva en el canal PWM correspondiente al motor de la derecha y negativamente al motor de la izquierda, debido a la manera en que planteamos el error.
En la figura 24, se puede observar cómo reacciona el robot al detectar que está fuera de línea (su set point), a través de la corrección calculada por el PID genera una diferencia de velocidad entre los dos motores logrando así un giro en un sentido determinado.
El algoritmo para realizar dicha corrección se ejecuta de manera continua, utilizando el tiempo transcurrido para calcular tanto el término derivativo como el integral, y el proporcional es obtenido con el error sensado. Para hacer uso de este código se necesita trabajar de manera asincrónica haciendo uso de distintos núcleos o de tareas en simultaneo.
Para el control general de las distintas etapas del robot se programó una máquina de estados encargada de monitorear y comandar al robot, esta es una de las tareas principales y corre en el núcleo 1 del microcontrolador.

```
int PIDUpdate(int error){
  currentTime = millis();
  elapsedTime = (double)(currentTime - previousTime);
  cumError += error * elapsedTime; // La integral es el error acumulativo en el tiempo
  rateError = (error - lastError)/elapsedTime; // La derivada es la tasa de cambio del
error

  int out = Kp*error + Ki*cumError + Kd*rateError;

  lastError = error;
  previousTime = currentTime;

  return out;
}
```

Código 1. Algoritmo de controlador PID

En simultáneo una tarea se ejecuta en el núcleo 2, para que permita obtener el error a través de los sensores, el cual será enviado al controlador PID para que realice los cálculos correspondientes y se obtenga la corrección de velocidad que será aplicada a los motores para alcanzar nuevamente el set point.
El prototipo final se puede ver en la figura 25. En el chasis se encuentran montados todos los periféricos que se nombraron anteriormente, los motores, el array de sensores, los circuitos impresos y las baterías interconectadas.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

VI. RESULTADOS

En el primer encendido del prototipo se debió obtener a prueba y error la velocidad de partida necesaria para que el robot se traslade sobre una línea recta y que dicho valor no sea demasiado alto como para que salga de pista.

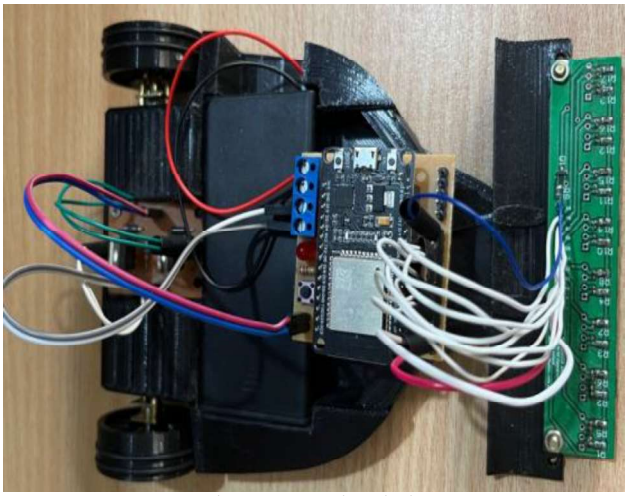


Figura 25. Prototipo Final

Una vez configurado el valor de velocidad de partida se calibraron los parámetros del controlador PID, primeramente, la constante del término proporcional Kp, la misma presentó un correcto funcionamiento al valor de 50, en el caso de Ki al no existir error estacionario se dejó en 0, y Kd dio buenos resultados en un valor de 4. Esto se pudo calibrar de una manera sencilla desde la interfaz de usuario.

VII. CONCLUSIONES

La interfaz de usuario permite una configuración inalámbrica y facilita la rapidez y facilidad de la calibración.

La posibilidad de monitorear gráficamente el error actual en todo momento brinda facilidad para deducciones y nuevas calibraciones. Tanto el algoritmo del controlador PID como el de FreeRTOS permite una rápida acción de los motoreductores, ya que con cada lectura de los sensores en pista puede predecir los errores y usar los anteriores para mejorar su funcionamiento y, por tanto, la autonomía del movimiento de cada motor sea independiente según lo requiera.

Gracias al análisis de los polos y ceros se detectó que el termino integrador ya estaba en la función de transferencia que describía al sistema, ya que no existía término independiente en el denominador lo que generaba un polo en el origen. Esto describe un integrador mecánico, que en nuestro sistema se presenta ya que al realizar una corrección tras un error sensado no vuelve al origen si no que se mantiene en esa corrección. Al usar nuestro prototipo por un tiempo prolongado notamos que la respuesta de nuestro sistema varía, exigiendo una nueva calibración para volver a su comportamiento ideal. Esto es así ya que el sistema con el cual estamos trabajando no es invariante en el tiempo, luego de un determinado período su fuente de alimentación varía, ocasionado por la descarga de las baterías lo que lleva a una des calibración del sistema.

VIII. REFERENCIAS

[1] Parikh, P., Shah, H., & Sheth, S. (2014, June). A Mechatronics design of a line tracker robot using Ziegler Nichols control technique for P, PI and PID controllers. In International Mechanical Engineering Congress (IMEC-2014) (pp. 13-15).

[2] Martinez Ortiz, David (2015-2016). Robótica para seguimiento de líneas (robotics for line tracking). Escola Tecnica Superior d'Enginyeria de Telecomunicació de Barcelona (pp. 1-106).

[3] López Alarcón, Luis David (2021). Implementación de un algoritmo de control para un robot line follower usando red neuronal. Universidad Politécnica Salesiana Sede Guayaquil. (pp. 1-107).

[4] L. E. Solaque Guzmán, M. A. Molina Villa y E. L. Rodríguez Vásquez, «Seguimiento de Trayectorias con un Robot Móvil de Configuración Diferencial,» Ing. USBMed, vol. 5, nº 1, 2014.

[5] J. I. Collazo Cuevas, E. Gorrostieta Hurtado, J. C. Pedraza Ortega, U. G. Villaseñor Carrillo, R. A. Romero Torres y M. A. González Aguirre, «Modelación de un Robot Móvil de Dos Ruedas con Tracción Diferencial,» 2009.

[6] Aucatoma Tiban Jairo Patricio (Febrero 2022). Diseño E Implementación De Un Robot Velocista Controlado Mediante Wifi Utilizando Una Tarjeta De Desarrollo Esp32- Wroom. Instituto Superior Tecnológico Vida Nueva (pp. 27-40).

[7] Aprendiendofacilelectronica. (2014). «Robot Velocista de compentencia Algoritmo PID,» Diciembre 2014. [En línea]. Available: http://aprendiendofacilelectronica.blogspot.com/2014/12/robot-velocista-decompetencia_4.h

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Diseño de una plataforma computacional para la generación de trayectorias de robots manipuladores dentro de procesos de manufactura a través de un sistema de visión artificial.

1st P. Arenas Martínez
Facultad de Ciencias de la Electrónica
Benemérita Universidad Autónoma de Puebla (BUAP)
Puebla, México
am224470172@alm.buap.mx

2nd J. D. Fierro Rojas
Facultad de Ciencias de la Electrónica
Benemérita Universidad Autónoma de Puebla (BUAP)
Puebla, México
jorged.fierro@correo.buap.mx

3rd J. E. M. Gutiérrez Arias
Facultad de Ciencias de la Electrónica
Benemérita Universidad Autónoma de Puebla (BUAP)
Puebla, México
jose.gutierrez@correo.buap.mx

***Abstract*—Actualmente, el sector industrial cuenta con sistemas robotizados capaces de ejecutar procesos casi de manera automática. Sin embargo, estos aún requieren de la participación de un operador y de un experto en robots manipuladores para realizar la clásica programación de trayectorias. Es por ello que, se presenta una propuesta para reducir el tiempo de inactividad para la programación de sus instrucciones, proponiendo la creación de una plataforma computacional intuitiva que le permitirá a un solo operador generar las instrucciones de cada proceso.**

La plataforma computacional está desarrollada en Python, permitiendo integrar distintas herramientas para dotar al sistema de visión artificial, como el algoritmo de YOLO para la detección y reconocimiento de objetos, así como la implementación de base de datos de las herramientas y elementos de interés de cada proceso. Además, se crea la conexión con software de simulación RoboDK para validar la trayectoria generada. De esta manera, es posible verificar si lo que adquiere la plataforma, puede redimensionarse al espacio de trabajo real del robot.

Se presentan resultados preliminares del entrenamiento para el reconocimiento de objetos y herramientas asociadas a cada proceso, la generación de puntos dentro del sistema de visión al identificar los movimientos de la mano del operador, validación con la base de datos y la simulación de la trayectoria escalada al espacio de trabajo dentro de RoboDK. Esta propuesta busca establecer un nuevo método para la programación de robots para la comunidad académica y estudiantil enfocada en el estudio de procesos industriales robotizados.

***Index Terms*—Automatización Industrial, Entrenamiento de YOLO, Generación de trayectorias, Visión Artificial, Procesos de manufactura robotizados.**

I. Introducción

En los últimos años, la industria manufacturera ha experimentado una transformación impulsada por la automatización de sus procesos y la integración de las tecnologías propias de la Industria 4.0. El uso de robots manipuladores se ha convertido en una de las herramientas principales para optimizar procesos de manufactura en serie y de alto riesgo, permitiéndole al sector industrial reducir sus tiempos de producción, costos y errores humanos [14]. Sin embargo, los métodos clásicos para la programación de robots suelen ser robustos y complejos, ya que, además de requerir de un operador, requieren de personal especializado, provocando así tiempos muertos dentro de las líneas de producción, limitando los entornos dinámicos dentro de la industria [3].

Ante esta problemática, los sistemas de visión artificial se presentan como una alternativa prometedora que permite la detección y reconocimiento de objetos en tiempo real, permitiendo que se genere una programación adaptativa para la generación de trayectorias de robots manipuladores o cobots [9]. Donde estos últimos, han tomado gran relevancia para el desarrollo de procesos de manufactura flexible, ya que, como su nombre lo indica, los robots colaborativos prestan un diseño compacto, una fácil integración y seguridad en la interacción con operadores humanos.

En este trabajo se propone el diseño de una plataforma computacional para la generación de trayectorias de robots manipuladores a través de un sistema de visión artificial, integrando técnicas de procesamiento de imágenes y de detección de objetos con el algoritmo de YOLO. La plataforma se orienta a la automatización de procesos de manufactura a manera representativa del proceso real, como el ensamble unidireccional y la soldadura por puntos [7], considerando el redimensionamiento o escalado del espacio de trabajo de píxeles (Resolución del sistema de visión) a milímetros y la validación de la trayectoria generada mediante simulación con RoboDK.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Por otra parte, se realizaron investigaciones en el estado del arte en cuanto a como se ha abordado el tema de la generación de trayectorias para robots manipuladores, implementando técnicas de adquisición de datos con el sistema de visión artificial, programación en Python, entrenamiento de algoritmo de YOLO y simulación con entornos virtuales.

Para la planeación de trayectorias, varios estudios presentados en [6], [15] y [17], han optado por el manejo del Jacobiano y modelos cinemáticos directos he inversos para describir el movimiento articular de los robots manipuladores dentro de espacios de trabajo 2D y 3D, con diversas aplicaciones como lijado, pintura, soldadura, etc. Estos enfoques han demostrado ser efectivos, pero también suelen requerir una configuración detallada del robot y de conocimiento sobre el modelado matemático, lo cual limita su desarrollo en la generación de trayectorias o su implementación en procesos industriales [8].

La integración de visión artificial como en [10] y [11], permite el manejo de herramientas como OpenCV y Ultralytics para el reconocimiento y detección de objetos en tiempo real a partir de imágenes, las cuales son utilizadas para realizar el entrenamiento del algoritmo y así, este realice la adquisición de datos a través del manejo de cámaras digitales industriales. Dentro de este contexto, se ha mostrado como debe realizarse el entrenamiento de YOLO, para validar el reconocimiento de los objetos de interés y a partir de la identificación de estos pueden programarse instrucciones.

En la validación de trayectorias generadas por el sistema de visión artificial [2], [1] y [12], se busca cotejar los resultados por medio de software dedicado como lo es RoboDK, ya que permite la programación de instrucciones fuera de línea, verificar que no se presenten colisiones y optimizar los movimientos del robot para que se encuentre dentro de los limites físicos sin la necesidad del robot físico.

Con el estado del arte se muestra una perspectiva más amplia en cuanto al avance respecto a la generación de trayectorias haciendo uso de sistemas de visión por computadora, pero también los desafíos relacionados con las facilidades para la integración de los sistemas de software y hardware, análisis de los modelos matemáticos y la adaptabilidad de los sistemas ante distintos procesos de manufactura para reducir la complejidad de la programación de robots en 2D y 3D.

II. Metodología

A. *Algoritmo YOLO*

YOLO (You Only Look Once), es un algoritmo basado en la detección de objetos en tiempo real y funciona a partir de redes neuronales convolucionales (CNN), donde su principal objetivo es el procesar imágenes una sola vez, en lugar de analizar una imagen por partes, como lo harían otros algoritmos [18].

Al ser un modelo de clasificación por redes convolucionales, cuando se introduce el modelo o la imagen con el objeto que se desea detectar, se le asigna a esta una categoría para que posteriormente se realice su localización; a su vez, esta se encarga de identificar en que posición se encuentra el objeto dentro de la imagen, posteriormente, realiza la detección y muestra el posicionamiento real del objeto con los elementos conocidos como “Bounding Boxes”, los cuales se describen como el contorno del espacio que ocupa el objeto de interés en la imagen [19].

Pueden existir múltiples categorías para detectar distintos tipos de objetos, por lo que, a la salida del procesamiento de las imágenes en tiempo real, se obtendrán múltiples Bounding Boxes de detección, pero en el procesamiento de estas imágenes no arroja la misma imagen a la salida, sino que entrega una codificación por medio de un vector de predicciones, el cual contiene un listado de valores numéricos;

$$y = \begin{bmatrix} P_r & B_x & B_y & B_w & B_h & C_1 & C_2 \end{bmatrix}^T; \qquad (1)$$

donde:

1) P_r, identifica la probabilidad de que se encuentren objetos de interés en la imagen, normalizado (0 o 1).
2) B_x y B_y, son las coordenadas del centro respecto al Bounding Box, con relación a la imagen de manera normalizada en x,y (0,0 a 1,1).
3) B_w y B_h, son el ancho y alto del Bounding Box normalizado respecto del ancho y alto de la imagen (0 a 1).
4) C_1 y C_2, representan la clase del objeto, si existieran más de un objeto, se genera una codificación entre 0 y 1 para cada objeto que se requiere detectar.

Las operaciones que son realizadas por este algoritmo en función de los Bounding Boxes de aproximación, se basa en dos principales tipos de predicciones para obtener la predicción ideal [4].

- Intersección sobre unión (Intersection Over Union).
  Este tipo de predicción se basa en que a partir de las imágenes proporcionadas con el objeto a identificar, realiza la asignación de un Bounding Box predicho, respecto del Bounding Box ideal del objeto que requiere identificar, como se muestra en la Figura (1), de esta manera se debe analizar que tanto se parece la predicción con el modelo ideal, entonces se presentan dos criterios principales para la identificación del objeto en la imagen, la cual consiste en la intersección que forman entre si ambos Bounding Boxes, entre la relación respecto a la unión de los mismos Bounding Boxes, como se muestra a continuación;

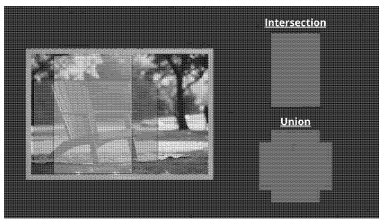


Fig. 1. Representación de intersección y unión de los Bounding Boxes.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

$$IoU = \frac{\text{Intersección}}{\text{Unión}}. \quad (2)$$

cada parámetro de (2) esta normalizado en un grado de pertenencia de 0 a 1, en donde identifica que tanto se acerca al valor real del objeto sobre la imagen, pero si no existe una intersección se trata de una pésima aproximación, por lo que se puede interpretar que cuanto más próximo este a 1, mejores resultados de predicción serán obtenidos, pero por lo general se obtienen valores intermedios o en otras palabras, no son todos ideales.

- Supresión de no máximos (Non-Max Supression).

Esta predicción es útil para identificar múltiples Bounding Boxes, relacionados con más de un objeto de la misma categoría o de diferentes categorías, que son detectados dentro de la imagen, ya que en ocasiones puede contener un mismo objeto con múltiples Bounding Boxes.

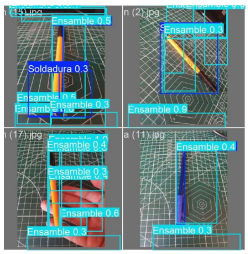


Fig. 2. Depuración de múltiples Bounding Boxes.

Como se muestra en la Figura (2), si es que en la imagen actual se generan múltiples Bounding Boxes de predicción, cada uno de estos debe tener un valor de aproximación diferente y normalizado entre 0 y 1, para que de esta manera, se evalúe con relación al parámetro P_r del vector de predicción (1), que tanto pertenece cada elemento y si es que no contiene una gran relevancia de información para identificar el objeto.

Una vez considerado lo anterior, lo que sigue es:

1) Eliminar los Bounding Box predichos que se encuentran en el umbral de $P_r < 0.6$.
2) Luego se toma el Bounding Box con mejor aproximación en P_r, para tomarlo como marco de referencia.
3) Se calcula el IoU (2), en base al Bounding Box de referencia y los Bounding Boxes restantes asociados al mismo objeto dentro de la misma imagen.
4) Ahora se descartan los Bounding Box con IoU $>$ umbral de 0.5.
5) El proceso se repite en la misma imagen si es que se encuentran múltiples objetos que requieren ser identificados, tanto para una misma o diferente categoría.

De esta manera se realiza la depuración de elementos de predicción para dejar solamente los Bounding Boxes esenciales que relacionan la posición ideal del objeto dentro de la imagen. Pero para lograr esto, a la entrada del sistema se presentan todas las imágenes de referencia para codificar la información y por cada iteración sobre estas, se va realizando la estimación de los objetos de interés; lo ideal es que sean cientos de imágenes para obtener mayor precisión en los resultados de predicción y detección [13]. Se espera que todas las imágenes se encuentren representadas por un entrenamiento x el que consiste en combinar todos los vectores de predicción generados de la codificación manual y en función de la rejilla generada de cada imagen;

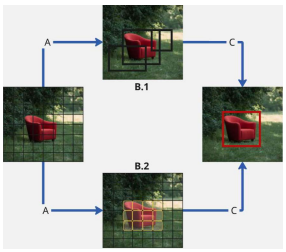


Fig. 3. Generación de rejilla para el procesamiento de las regiones de interés de las imágenes.

$$S \times S[4(5+n)]; \quad (3)$$

donde:

- S, es el número de celdas en el que se divide cada imagen (Rejilla).
- 4, el número de objetos superpuestos que se quieren detectar (Nuestro caso).
- 5, es el tamaño del vector de predicción.
- n, son el numero de categorías.

De esta manera, se toma la red convolucional y a la entrada se le presentan las imágenes del entrenamiento x las cuales se les debe asignar manualmente el Bounding Box que sirve para delimitar el área del objeto y analiza la información para la referencia y que obtendrá en la salida, donde analiza paso a paso cada celda generada por la rejilla que va comparando y aproximando para obtener el Bounding Box ideal (3). Se presenta el diagrama (4) del proceso descrito para llevar a cabo este entrenamiento de la red convolucional del algoritmo de YOLO que se implementa con Python;

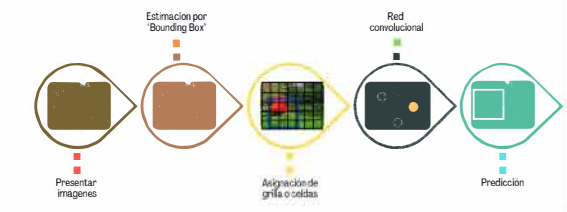


Fig. 4. Diagrama del proceso de entrenamiento del algoritmo.

B. *Implementación del sistema de visión en Python*

Una vez generado el entrenamiento del algoritmo, este se puede validar dentro de Python a través del sistema de visión

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

artificial creado con OpenCV y librerías auxiliares para la captura y procesamiento de imágenes en tiempo real, como lo son Ultralytics; de esta manera cualquier cámara digital que se encuentre vinculada con el ordenador, es capaz de trabajar con Python a una resolución fija de $640 \times 480px$, con una taza de 30 cuadros por segundo (fps), lo cual es suficiente para trabajar el sistema de visión en tiempo real.



Fig. 5. Tarjeta ESP32-CAM.

En esta primera etapa se ha implementado el dispositivos ESP32-CAM (5), la cual cuenta con las siguientes características [5]:

TABLE I
CARACTERÍSTICAS PRINCIPALES DE LA ESP32-CAM

Característica	Descripción
Microcontrolador	ESP32-S (dual core, 160 MHz)
Memoria Flash	32 MB
Memoria RAM	520 KB SRAM
Conectividad	Wi-Fi 802.11 b/g/n, Bluetooth 4.2 BLE
Cámara	OV2640 (2 MP, 1600x1200 máx.)
Interfaces	UART, SPI, I2C, PWM, ADC, DAC
Almacenamiento	Ranura microSD hasta 4 GB
GPIOs disponibles	9 (dependen del uso de la cámara)
Alimentación	5V (microUSB o fuente externa)
Consumo típico	160 mA (modo activo)

C. Generación de trayectorias en el plano Cartesiano

Una vez se genera la detección y reconocimiento de los objetos por medio del sistema de visión, se debe tener al alcance por lo menos una herramienta y un objeto de interés, para que pueda generar una trayectoria a partir de los movimientos de la mano; esto se consigue a partir de la implementación de librerías como "mediapipe" para el reconocimiento y "tracking" o mapeo de puntos específicos de la mano;

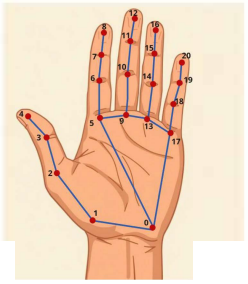


Fig. 6. Representación de los puntos para el mapeo de la mano con Python.

Como se muestra en la Figura (6), permite la asignación de los puntos con los que se quiera trabajar dentro del sistema de visión y proceder a generar una trayectoria dentro del área delimitada por la resolución del sistema de visión en el plano cartesiano (x,y).

D. Proceso de redimensionamiento de px a mm

La trayectoria generada dentro del sistema de vısıon, se genera en dos dimensiones (x,y), donde se capturan los puntos en pixeles, haciendo referencia a la resolución de captura de la cámara ($640 \times 480px$), pero ahora se requiere redimensionar este área al espacio de trabajo real del manipulador para describir la trayectoria y para ello se requiere hacer la escala a mm, contemplando los limites físicos o su máxima extensión articular y definir así el área frente a la posición de casa del robot;

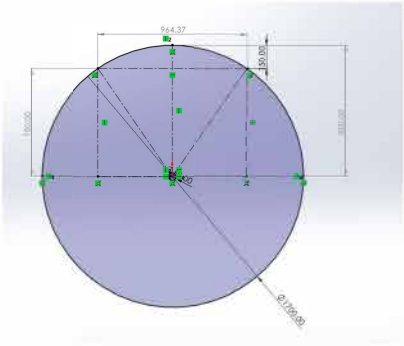


Fig. 7. Representación del limite físico del robot como referencia para establecer el espacio de trabajo frente a este.

Como se puede apreciar en la Figura (7), se triangula el área de trabajo en un cuadrado con dimensiones $900 \times 700mm$, manejando un margen más reducido del $\%80$ de su tamaño para no trabajar sobre los limites físicos del robot y tenga irregularidades al momento de realizar la escala por medio de una matriz de homografía, que se comprende como una relación matricial de puntos de cada extremo del área de trabajo y así establecer el centro de este en los puntos (0,0).

De esta manera en la Figura (8) se obtiene la siguiente relación de pixeles con milímetros;

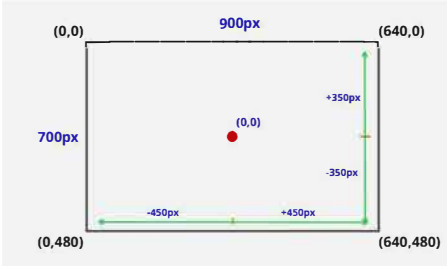


Fig. 8. Representación de la asignación de pixeles con espacio de trabajo con matriz de Homografía.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Esta matriz de homografía puede ser personalizada para definir distintas escalados de área, siempre y cuando se mantenga dentro de los limites físicos del manipulador utilizado.

Esta es una clase de redimensionamiento que se esta trabajando a nivel global, tomando en cuenta la resolución del sistema de visión solamente, pero los objetos físicos escalados para realizar la pruebas deben ser considerados con un redimensionamiento diferente, para ellos se realiza la siguientes operaciones en función del ancho y alto del Bounding box de los objetos detectados;

$$box = [x1, y1, x2, y2] \tag{4}$$

donde:

- $x1$, $x2$ son las coordenadas de la caja que se genera para el objeto de interés en el espacio, para determinar el ancho de la caja en pixeles.
- $y1$, $y2$ son las coordenadas de la caja que se genera para el objeto de interés en el espacio, para determinar el alto de la caja en pixeles.

Se restan las esquinas superiores de los objetos para ubicarlo en el espacio;

$$apx = x2 - x1 \tag{5}$$

$$hpx = y2 - y1 \tag{6}$$

donde:

- apx, es la relación de las esquinas $x1$ y $x2$ para obtener el ancho del objeto en pixeles.
- hpx, es la relación de las esquinas $y1$ y $y2$ para obtener el alto del objeto en pixeles.

Ahora en función de los puntos grabados por el sistema de visión se normalizan las coordenadas (0 a 1);

$$Xn = (u - x1)/apx \tag{7}$$

$$Yn = (v - y1)/hpx \tag{8}$$

donde:

- Xn, es el valor normalizado de la coordenada x, en función de la diferencia entre u, que es parte de la coordenada en el espacio grabado en pixeles, menos $x1$ como la esquina de la caja del objeto, sobre el ancho obtenido en pixeles.
- Yn, es el valor normalizado de la coordenada y, en función de la diferencia entre v, que es parte de la coordenada en el espacio grabado en pixeles, menos $y1$ como la esquina de la caja del objeto, sobre el alto obtenido en pixeles.

Por ultimo, se realiza el producto con respecto a las medidas reales de los objetos contenidas en la base de datos creada.

$$Xm = Xn * amm \tag{9}$$

$$Ym = Yn * hmm \tag{10}$$

donde:

- Xm, es el producto del valor de Xn que esta normalizado, junto con el ancho en milímetros del objeto contenido en la base de datos, amm.
- Ym, es el producto del valor de Yn que esta normalizado, junto con el alto en milímetros del objeto contenido en la base de datos, hmm.

E. Integración de la base de datos

Para validar los resultados obtenidos dentro del sistema de visión artificial, se crea una ventana que se encuentra en función del reconocimiento tanto de una de las herramientas y por lo menos uno de los objetos de interés y la trayectoria generada sobre esta en el plano, de tal manera que permite graficar el objeto de referencia en 3D, la grafica del área de la pieza sobre el plano 2D y su respectiva captura de puntos a través del mapeo de un solo dedo de la mano del operador y finalmente asignar los parámetros principales de cada proceso según la herramienta seleccionada.

Dentro de Python los paquetes de “panda”, “STL”, “open3D” y “os”, permiten hacer la integración de esta ventana para validar el proceso con una base de datos previamente diseñada que contiene los datos principales sobre los dos procesos de manufactura estudiados:

TABLE II
PARÁMETROS PRINCIPALES DE LAS HERRAMIENTAS

Parámetro	**Antorcha**	**Garra**
Largo (x) (mm)	357	200
Ancho (y) (mm)	60	75
Alto (z) (mm)	110	75
Posición inicial	0,0	0,0
Velocidad (mm/s)	22	120
Aceleración (mm/s^2)	0.5	0.8
Angulo (°)	80	0
Radio de suavizado	1	5
Distancia de boquilla	20	-
Peso de los objetos (kg)	-	2
Velocidad de inserción (mm/s)	-	8
Velocidad de colocación (mm/s)	-	50
Altura de seguridad (mm)	-	100
Offset (mm)	-	40
Fuerza de agarre (N)	-	50
Velocidad de abertura y cierre %	-	50

También contiene las dimensiones y esquemas de los modelos 3D de los objetos para comparar la respuesta deseada, con la obtenida:

TABLE III
CARACTERÍSTICAS DE LAS PIEZAS 3D

Parámetro	**Cubo**	**Rectángulo**
Largo (mm)	40	100
Ancho (mm)	40	80
Profundidad (mm)	40	25
Área superior (mm^2)	1600	8000
Perímetro superior (mm)	160	360
Volumen (mm^3)	64000	200000
Color	Verde	Azul

Con estos datos se puede cotejar la información adquirida por el sistema de visión y crear una ventana comparativa para validar los parámetros principales del proceso que deben

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

tomarse en cuenta al momento de trasladar el proceso a la simulación dentro de RoboDK.

F. Simulación de trayectoria con RoboDK

La comunicación entre Python y RoboDK se realiza a través de la implementación de los paquetes de "robolink", "robomath" y "numpy", los cuales permiten aprovechar las utilidades del entorno del software para ir modificando el árbol del proyecto, asignando instrucciones de manera automática, como la importación de robots, posiciones de referencia, importación de herramientas y del "script" que contiene las coordenadas para generar la trayectoria del manipulador a partir de movimientos articulares (MoveJ) y movimientos lineales (MoveL) [16].

El modelo del manipulador utilizado para validar la generación de la trayectoria es el Cobot UR5 de Universal Robots, el cual pertenece a la clase de robot antropomórfico, el cual se caracteriza por una morfología rotacional de sus articulaciones; consiste en un robot colaborativo de 6 grados de libertad (gdl), generalmente implementado en tareas repetitivas y de alto riesgo [20].



Fig. 9. Cobot UR5.

Algunas de las características del cobot UR5 (9) son las siguientes:

- Peso de 20.6kg.
- Capacidad de carga de 5kg.
- Alcance de la articulación de 850mm.

El lenguaje de programación que se utiliza para comunicarse con el manipulador y llevar a cabo la generación de trayectoria es el "URScript", el cual es un lenguaje de programación de robots basado en Python [21]. Es un lenguaje de texto y comúnmente suele ser implementado junto a otro lenguaje de programación denominado como URP (Universal Robot Program) de tipo grafico que permite programar las instrucciones dentro de "PolyScope", ya que internamente URP se convierte en URScript para su ejecución, pero para el proyecto, se busca que una vez se identifique el proceso, se genere la trayectoria traducida al lenguaje del robot para ser importado al robot por medio del script.

III. Resultados

A continuación, se presenta en la Figura (10) el diagrama de flujo para comprender de mejor manera la ejecución de instrucciones del programa desarrollado para la generación de trayectorias.

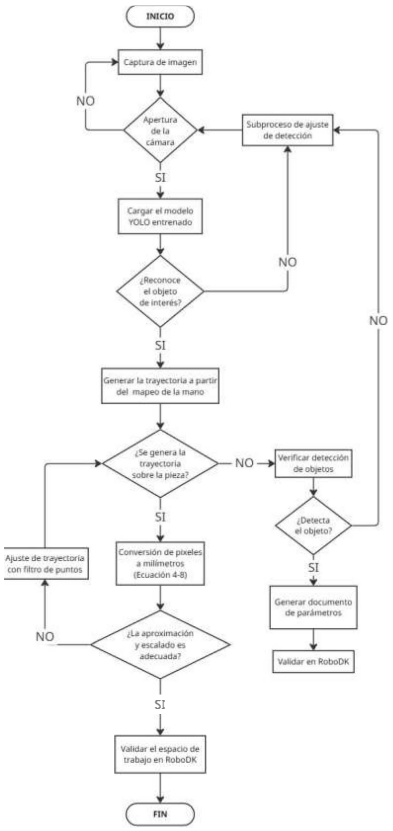


Fig. 10. Diagrama de flujo del programa desarrollado.

El entrenamiento del algoritmo YOLO se realizó con el recorte de 200 imágenes por cada uno de los objetos que se quieren identificar con el sistema de visión, entonces al ser 2 objetos de referencia como herramientas de cada proceso (Soldadura, Ensamble) y 2 objetos de geometría simple (Cubo, Rectángulo), se generaron un total 800 imágenes, las cuales fueron analizadas en un tiempo de 1hr con 25 minutos y los resultados en cuanto al reconocimiento fueron los siguientes:

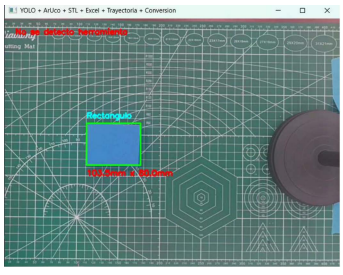


Fig. 11. Reconocimiento de los objetos con geometría simple, rectángulo.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

En la Figura (11) y (12), el reconocimiento de los objetos geométricos presenta un nivel de conciencia adecuado para trabajar con la generación de trayectorias por medio del sistema de visión entre el %70 y el %90.

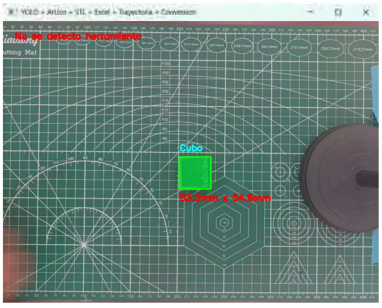


Fig. 12. Reconocimiento de los objetos con geometría simple, cubo.

Por otra parte, los objetos de referencia asociados a las herramientas de cada proceso de manufactura como se muestra en la Figura (13) y (14), cuentan con formas más complejas, obteniendo un nivel de coincidencia entre el %75 y el %87.

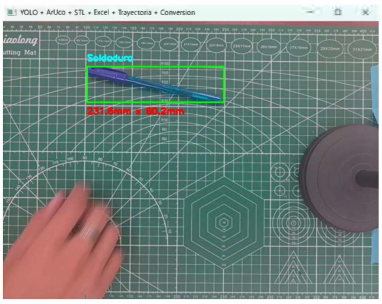


Fig. 13. Reconocimiento de la herramienta de soldadura.

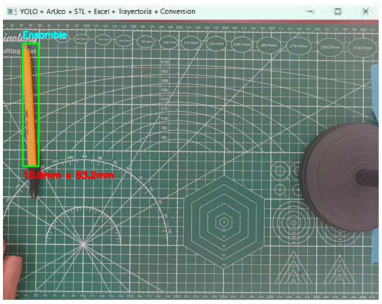


Fig. 14. Reconocimiento de la herramienta de ensamble.

El reconocimiento de los objetos esta diseñado para que el sistema de visión logre discriminar entre los objetos que no son de interés para el proceso seleccionado y los objetos que si forman parte para generar una trayectoria sobre el plano cartesiano.

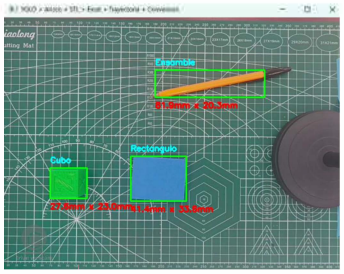


Fig. 15. Reconocimiento de múltiples objetos en el sistema de visión.

El entrenamiento permite el reconocimiento de múltiples objetos entrenados, pero la idea es que solamente una de las herramientas se encuentre dentro de este y los objetos geométricos pueden ser uno o ambos, dependiendo de la trayectoria que se quiera describir y en función del proceso seleccionado como se muestra en la Figura (15).

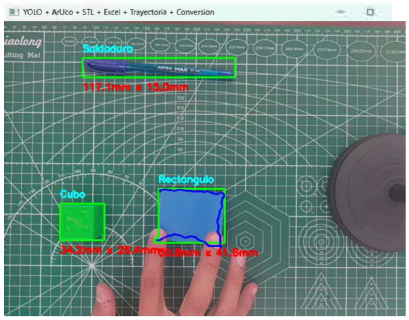


Fig. 16. Generación de la trayectoria con el reconocimiento de una sola herramienta.

En la Figura (16), al presentarse solamente una herramienta dentro del sistema de visión y uno o ambos objetos, comienza el proceso de generar la trayectoria sobre el plano por medio de la mano del operador, donde en este caso se realiza el mapeo con el dedo indice derecho (punto 8), tomando como referencia cualquiera de las figuras geométricas.

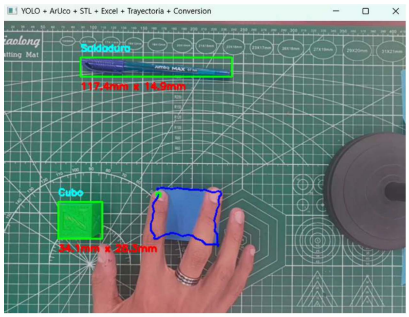


Fig. 17. Trayectoria generada por medio de la mano del operador.

Una vez descrita la trayectoria (17), lo siguiente es guardarla, para ello el sistema debe reconocer en todo momento la herramienta correspondiente a cualquier proceso y por lo menos un objeto de interés, para que el programa genere un archivo con extensión ".txt" donde se encuentra

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

la trayectoria convertida de puntos de pixeles a milímetros, gracias a las ecuaciones para el redimensionamiento hacia el espacio de trabajo.

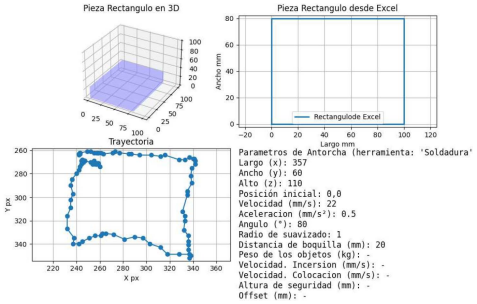


Fig. 18. Ventana creada para validar los resultados con la base de datos (a).

En la Figura (18), se crea otra ventana que permite validar de manera grafica la trayectoria sobre el plano generada en pixeles, se visualiza los objetos geométricos utilizados, su respectiva forma sobre el plano 2D en milímetros y parámetros principales del proceso seleccionado.

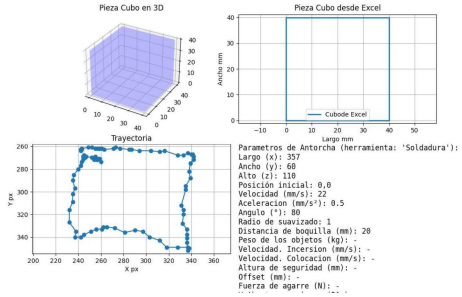


Fig. 19. Ventana creada para validar los resultados con la base de datos (b).

Originalmente la trayectoria se encuentra descrita para solo una de las figuras, de tal manera que asocia la trayectoria al objeto con el cual se trabajo con mayor coincidencia, pero de igual forma, muestran los objetos geométricos presentes en el sistema de visión en la Figura (19).

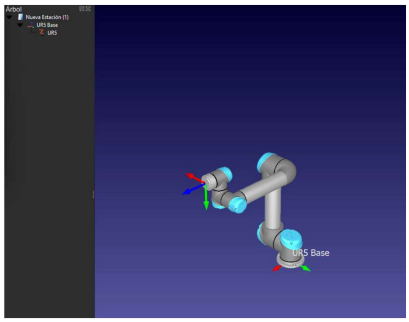


Fig. 20. RoboDK con el Cobot UR5 cargado en posición de casa o “Home”.

Para validar que el redimensionamiento se realizó de manera adecuada y dentro del espacio de trabajo delimitado frente a la posición de casa del manipulador como se muestra en Figura (20) para trabajar dentro de sus limites físicos, se abre el archivo .txt con las coordenadas en milímetros dentro del programa que se encarga de la comunicación con RoboDK.

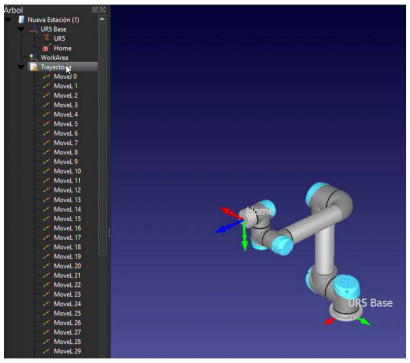


Fig. 21. Trayectoria cargada al árbol del proyecto.

Una vez cargado el robot, el programa se encarga de crear un marcador (Target) para establecer siempre en el inicio, la posición de casa del manipulador.

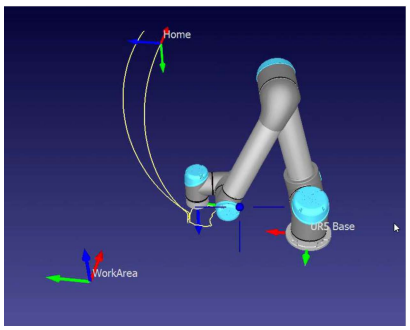


Fig. 22. Ejecución de la trayectoria.

Luego se crea el espacio de trabajo (WorkArea) alineado frente al robot en posición de casa (22), para que al momento de generar la trayectoria, este plano se encuentre posicionado dentro de sus limites físicos gracias al manejo y asignación de coordenadas de su sistema de traslación (Tx, Ty, Tz) y una rotación (Rz).

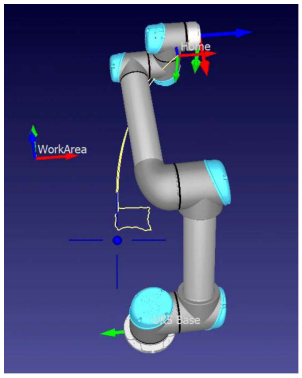


Fig. 23. Ejecución de la trayectoria finalizada.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Al ejecutar el programa, se genera al inicio un movimiento articular con MoveJ que establece la posición de aproximación o de seguridad sobre el punto inicial de la trayectoria (21), que por lo general suele ser establecida a una distancia de $50mm - 160mm$, y posteriormente comienza con la inserción de manera vertical hacia el plano para describir la trayectoria con MoveL.

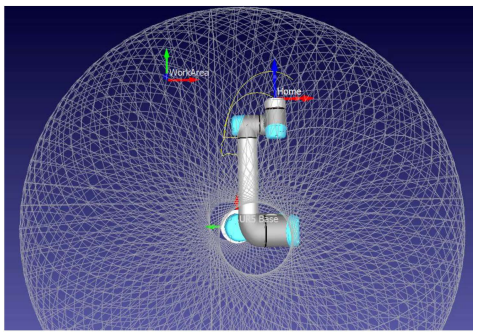


Fig. 24. Se activa una rejilla para mostrar los limites físicos del Cobot.

RoboDK arroja una alerta si la trayectoria sale de los limites físicos del robot o produce un movimiento articular que no es físicamente posible alcanzar, por lo que, al finalizar la ejecución de movimientos el robot debe subir a la posición segura y regresar a su posición de casa como se muestra en la Figura (23).

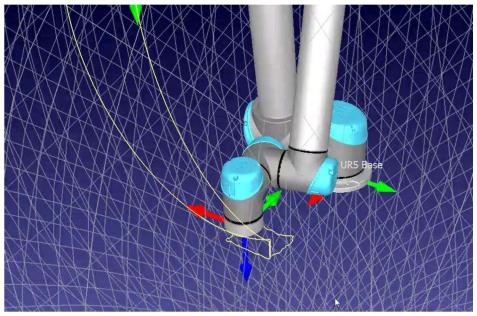


Fig. 25. Ejecución del programa dentro del espacio de trabajo creado.

RoboDK permite mostrar el espacio de trabajo total del robot, la cual es de gran utilidad si se quiere comprender de mejor forma y a simple vista si el espacio de trabajo se encuentra dentro y se pueda generar la trayectoria de manera correcta como se muestra en la Figura (24) y (25), pero hasta el momento solo en dos dimensiones, manteniendo anclado el eje Z que se asocia con la profundidad de la trayectoria con el sistema.

Finalmente, se presenta el diagrama de flujo (26) con las secuencias de instrucciones principales del código desarrollado en Python, para comprender de mejor manera como funciona la generación de trayectoria a nivel computacional y como este, al ir creciendo, no pierde ambigüedad para la interpretación de sus resultados.

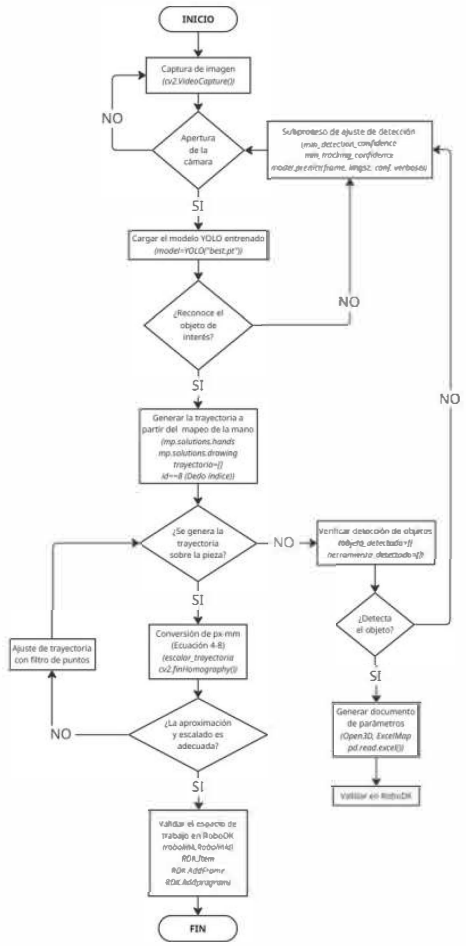


Fig. 26. Diagrama de flujo con la secuencia de instrucciones del programa en Python.

IV. Discusión

La ventaja del desarrollo de esta plataforma computacional experimental se enfoca en crear un sistema que permita la generación de trayectorias de manera automatizada, ya que en comparación con los métodos tradicionales que involucran a más de un operador dentro del proceso y significativos tiempos muertos para la producción; esta metodología propone que un operador que no es experto o especializado en la programación de robots, logre instruir al manipulador y generar las instrucciones, validando de manera casi automática los parámetros necesarios para cada tarea que se busque desarrollar.

Las limitaciones con el sistema desarrollado actualmente se centran en la generación de la trayectoria por medio del sistema de visión artificial, ya que al hacer el mapeo del punto de la mano para describir un trazo en tiempo real, este cuenta con fluctuaciones significativas o ruido que no permiten obtener un trazo mucho más limpio o adecuado sobre las piezas; además, en un principio la trayectoria se genera y se grafica con la resolución a la cual se ha guardado, pero solamente sobre el plano cartesiano 2D, limitando así la generación de trayectorias sin considerar la profundidad con el eje Z.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Por otra parte, para el redimensionamiento del espacio de trabajo se han investigado técnicas como la matriz de homografía y la relación de pixeles con milímetros a través de los puntos escalados por base de datos, pero se espera continuar mejorando esta sección para validar y comprender de mejor manera como funciona el escalado del sistema de visión hacia el espacio de trabajo asignado para el robot y de esta manera, una vez que ya se tiene la trayectoria, esta pueda ser descrita dentro de sus limites físicos reduciendo y evaluando sus niveles de error.

El reto ahora es filtrar estos puntos, proponiendo análisis de caos estadístico para la limitación de perturbaciones al momento de mapear la trayectoria con el sistema de visión o también proponiendo el diseño de filtros de Kalman; por otra parte, se espera generar las trayectorias considerando la profundidad del espacio de trabajo y finalmente validar los resultados dentro de RoboDK aplicando la configuración de los parámetros establecidos en la base de datos para cada proceso de manufactura estudiado.

V. Conclusiones

El trabajo desarrollado hasta el momento conforma una base solida que busca proponer una nueva metodología para la programación de robots manipuladores, enfocados en el desarrollo de procesos industriales robotizados y de esta manera permita crear procesos cada vez más eficientes, tomando en cuenta las necesidades de la industria para el control en cualquier momento sobre sus sistemas y reducir sus tiempos muerto debido a la clásica programación de robots.

Una vez que el sistema desarrollado logre generar la trayectoria de manera correcta sobre los objetos de interés, este deberá desempeñarse con los parámetros necesarios para realizar cualquier proceso de manufactura robotizado. Entonces, una vez validado el proceso dentro de RoboDK, este permitirá generar el script con las instrucciones traducidas al lenguaje del robot y en posteriores avances considerar la posibilidad de validar la trayectoria con el modelo de robot físico.

El alcance del proyecto solo se enfoca en generar la trayectoria con objetos y procesos de manufactura específicos, los cuales se encuentran escalados para ser validados por el sistema de visión y que hacen la función de objetos representativos para el proceso real, entonces esto permite aumentar la robustez del programa y de los algoritmos utilizados para obtener aplicaciones más complejas o elaboradas.

Finalmente, comprendiendo los principios básicos de entrenamiento del algoritmo de YOLO, redimensionamiento o escalado del sistema de visión con el espacio de trabajo del robot y validación con la base de datos, el programa permite ser reconfigurable para cualquier tipo de cambio relacionado con los objetos de interés, parámetros de los procesos de manufactura, e incluso con cualquier clase de robot manipulador con el cual se espera trabajar la generación de trayectorias.

Referencias

[1] E. J. Astudillo Flores and V. A. Dueñas López, “Diseño e implementación de un sistema de escaneo basado en visión artificial para la imitación del movimiento del brazo humano en el robot KUKA KR5-2 ARC HW,” B.S. thesis, 2024.
[2] Á. Belmonte, J. Pomares, and G. J. García, “Optimización en control visual de robots manipuladores,” Dep. Física, Ing. Sistemas y Teoría de la Señal, 2018.
[3] P. Bilancia, J. Schmidt, R. Raffaeli, M. Peruzzini, and M. Pellicciari, “An overview of industrial robots control and programming approaches,” Appl. Sci., vol. 13, no. 4, p. 2582, 2023.
[4] Codificandobits. “YOLO, detección de objetos,” Available: https://codificandobits.com/, 2025.
[5] DFRobot, “ESP32-CAM Development Board (SKU: DFR0602),” DFRobot, datasheet, 2021. Available: https://media.digikey.com/DataSheets/DFRobot20PDFs/DFR0602.pdf
[6] A. F. Domínguez-Prado, Á. I. Hernández-Montalvo, J. Santiaguillo-Salinas, H. N. García-Lozano, R. F. González-Zárate, *et al.*, “Control cinemático para el seguimiento de trayectorias de un manipulador 3R,” Pädi Bol. Cient. Cienc. Básicas Ing. ICBI, vol. 12, no. Especial2, pp. 14–20, 2024.
[7] T. Feucht, J. Lange, M. Erven, C. B. Costanzi, U. Knaack, and B. Waldschmitt, “Additive manufacturing by means of parametric robot programming,” Constr. Robot., vol. 4, pp. 31–48, 2020.
[8] E. Fuentes Fierro, E. Leal Muñoz, and E. Diez Cifuentes, “Generación automática de trayectorias para una aplicación de lijado robotizado,” CIBIM, 2024.
[9] T. Gašpar, M. Deniša, P. Radanović, B. Ridge, T. R. Savarimuthu, A. Kramberger, M. Priggemeyer, J. Roßmann, F. Wörgötter, T. Ivanovska, *et al.*, “Smart hardware integration with advanced robot programming technologies for efficient reconfiguration of robot workcells,” Rob. Comput.-Integr. Manuf., vol. 66, p. 101979, 2020.
[10] F. J. García-Peñalvo, F. Llorens Largo, F. J. Vidal García, *et al.*, “La nueva realidad de la educación ante los avances de la inteligencia artificial generativa,” RIED Rev. Iberoam. Educ. Distancia, 2024.
[11] F. G. C. Julián, M. Á. P. Solano, C. H. Sánchez, L. Y. O. Gonzaga, and C. A. M. Merino, “Robot manipulador con visión artificial,” Rev. IPSUMTEC, vol. 6, no. 6, pp. 39–49, 2023.
[12] L. E. Malusin and D. H. Freire, “Implementación de un sistema de visión y control asistido de un brazo robótico industrial,” Esc. Sup. Politécnica del Litoral, 2018.
[13] M. Massiris, C. Delrieux, and J. A. Fernández, “Detección de equipos de protección personal mediante red neuronal convolucional,” Jornadas Automática, Badajoz, 2018.
[14] U. Mendoza-Arvizo and F. T. Solís-Rodríguez, “Calidad, conocimiento e innovación de procesos de manufactura en Ciudad Juárez, México,” RETOS Rev. Cienc. Adm. Econ., vol. 12, no. 23, pp. 83–94, 2022.
[15] R. Rascón, A. Flores-Mendoza, J. Moreno-Valenzuela, and C. Aguilar-Avelar, “Control para seguimiento de trayectorias cartesianas en robots manipuladores,” Rev. Iberoam. Autom. Inform. Ind., vol. 21, no. 3, pp. 252–261, 2024.
[16] RoboDK, “Simulación de robots industriales,” Available: https://robodk.com/es/, Sep. 31, 2024.
[17] M. T. Tovar, A. E. R. Gómez, P. D. H. Bustos, R. R. Serrezuela, *et al.*, “OPTIMUS: Software para la manipulación y control eficiente de robots industriales,” I+T+C-Research, Technol. Sci.-Unicomfacauca, vol. 1, no. 17, 2023.
[18] J. Terven, D. M. Córdova-Esparza, and J. A. Romero-González, “A comprehensive review of YOLO architectures in computer vision: From YOLOv1 to YOLOv8 and YOLO-NAS,” Mach. Learn. Knowl. Extr., 2023.
[19] Ultralytics, “YOLO11,” Available: https://docs.ultralytics.com/es/models/yolo11/, 2025.
[20] Universal Robots, “Especificaciones técnicas UR5,” 2012.
[21] Universal Robots, “User manual UR5/UR5e,” Available: https://www.universalrobots.com/media/8704/ur5_user_manual_gb.pdf, 2015.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Ensayo del Sistema Open-HD en Drones de Ala Fija de Largo Alcance

Carlos Catuogno
Lab. de Tecnologías Apropiadas (LabTA)
Universidad Nacional de San Luis
Villa Mercedes, Argentina
carloscatuogno105@yahoo.com.ar

Guillermo Catuogno
Lab. de Tecnologías Apropiadas (LabTA)
Universidad Nacional de San Luis
Villa Mercedes, Argentina
grcatu@gmail.com

***Resumen*— Este trabajo presenta un análisis experimental del sistema Open-HD aplicado a drones de ala fija de largo alcance. Se estudia el desempeño de la transmisión de video en tiempo real utilizando distintas configuraciones de antenas disponibles en el LabTA (Laboratorio de Tecnologías Apropiadas). Los resultados obtenidos permiten evaluar la calidad del enlace, la latencia y la estabilidad de la transmisión, lo que contribuye al desarrollo de sistemas de comunicación más eficientes para aplicaciones en drones. Además, se presentan recomendaciones para optimizar el rendimiento del sistema en diferentes escenarios operativos.**

Palabras Clave—OpenHD, drones, video, largo alcance

I. INTRODUCCIÓN

En la actualidad, la transmisión de video en drones se ha convertido en un aspecto fundamental para aplicaciones como la vigilancia, la inspección industrial y la investigación científica [1]. Open-HD es un sistema de código abierto que permite la transmisión de video en alta definición utilizando hardware de bajo costo [2]. Este estudio se centra en evaluar el desempeño del sistema Open-HD en vuelos de largo alcance, analizando el impacto de diferentes antenas y amplificadores de RF en la calidad del enlace. El uso de Open-HD permite a los operadores de drones mejorar la accesibilidad y flexibilidad de sus sistemas de transmisión, eliminando la dependencia de soluciones comerciales costosas [3]. Este trabajo también explora los desafíos asociados con la integración de Open-HD en plataformas de drones de ala fija existentes y las soluciones para mitigar posibles limitaciones técnicas.

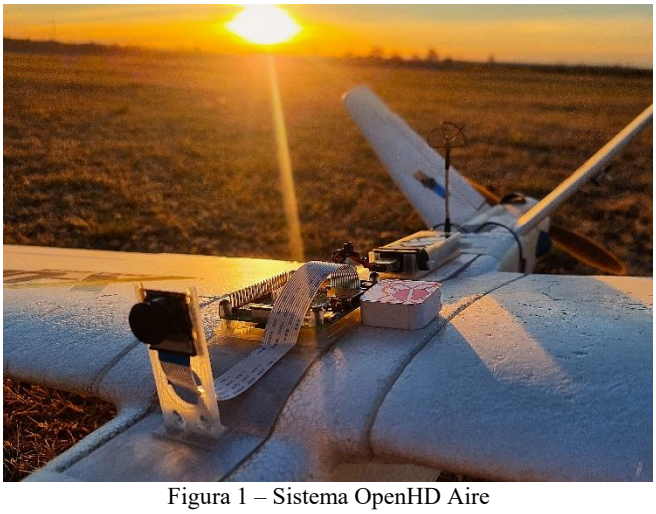


Figura 1 – Sistema OpenHD Aire

II. ESTADO DEL ARTE

La transmisión de video en drones ha evolucionado significativamente en los últimos años. Tradicionalmente, los sistemas analógicos han sido utilizados debido a su baja latencia, pero presentan limitaciones en calidad de imagen y distancia [4]. Los sistemas digitales, como DJI Lightbridge y HDZero, ofrecen mejor resolución y estabilidad, aunque a un costo elevado [5]. Open-HD se presenta como una alternativa económica basada en software de código abierto y hardware accesible, permitiendo configuraciones flexibles y personalizables [6]. Estudios recientes han explorado las capacidades de Open-HD en entornos controlados, demostrando su viabilidad para aplicaciones de vigilancia y misiones de reconocimiento [7]. Sin embargo, existen desafíos como la interferencia en entornos urbanos y la necesidad de optimizar el consumo energético en sistemas de drones con recursos limitados [8].

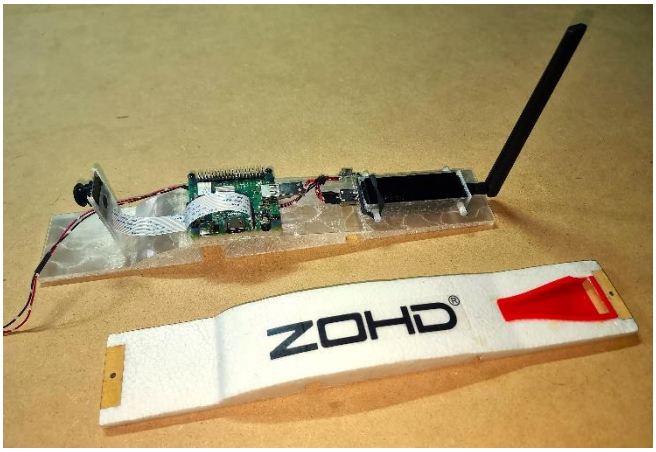


Figura 2 – OpenHD TX Aire montado sobre tapa impresa en 3d

III. DESCRIPCION DEL SISTEMA

Open-HD funciona utilizando módulos de transmisión de datos basados en Wi-Fi, permitiendo la codificación y transmisión de video en tiempo real [9]. El sistema consta de:

- Una cámara de alta definición conectada a un módulo de procesamiento (Raspberry Pi).
- Un transmisor Wi-Fi configurado con Open-HD. (Figura 1 y 2)
- Un receptor en tierra con una estación base y monitor. (Figura 3)

XXX-X-XXXX-XXXX-X/XX/$XX.00 ©20XX IEEE

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

- Software de procesamiento y visualización en tiempo real.
- Configuraciones avanzadas de codificación y decodificación de video para mejorar la estabilidad del enlace.

Wi-Fi opera mediante la modulación y transmisión de señales de radiofrecuencia en bandas de 2.4 GHz y 5.8 GHz [10]. Funciona a través de puntos de acceso que permiten la comunicación entre dispositivos, utilizando protocolos como IEEE 802.11 [11]. En Open-HD, el sistema se basa en la transmisión de paquetes de datos comprimidos para garantizar una latencia mínima y una alta calidad de imagen. La robustez del enlace Wi-Fi mejora sustancialmente mediante técnicas como el uso de antenas de alta ganancia, amplificadores de señal y algoritmos de corrección de errores que reducen la pérdida de paquetes durante la transmisión [12].

IV. SISTEMA PROPUESTO

El sistema propuesto se basa en la plataforma OpenHD versión 2.6-evo utilizando componentes de bajo costo y fácil disponibilidad que se muestran en la Tabla 1.

Tabla 1 – Componentes TX Aire y RX Tierra

TX Aire (Drone)	RX Tierra (Estacion Tierra)
Raspberry Pi 3 A+	Raspberry Pi 3B
Cámara HD Raspberry Pi	Placa WiFi ASUS AC56
Placa WiFi ASUS AC56	Monitor HDMI
Regulador de 5V	Mouse inalámbrico
Antenas varias	Antenas varias

Para evaluar el desempeño de Open-HD en vuelos de largo alcance, Figura 4, se probaron distintas configuraciones de antenas:

- Antenas omnidireccionales y direccionales con distintas ganancias.
- Evaluación del transmisor Wi-Fi a máxima potencia (aproximadamente 500mW)
- Evaluación del receptor Wi-Fi con antena omnidireccional y de panel de 10, 9 y 22 dBi de ganancia.
- Diferentes bandas de frecuencia (2.4 GHz y 5.8 GHz) para evaluar la estabilidad del enlace.

Si bien al desempeño del enlace del sistema Open-HD, se puede cuantificar con parámetros como los que se citan a continuación, en este trabajo se optara por hacer el análisis con los parámetros del enlace disponibles en la pantalla del sistema. De todas maneras, algunos de los parámetros importantes son:

- Relación Señal a Ruido (SNR)

$$SNR = \frac{P_s}{P_n}$$

donde P_s es la potencia de la señal recibida y P_n es la potencia del ruido.

- Pérdida de Trayectoria (Path Loss)

$$PL(dB) = 20log_{10}(d) + 20log_{10}(f) + 20log_{10}\left(\frac{4\pi}{c}\right)$$

donde d es la distancia entre el transmisor y el receptor, f es la frecuencia de operación y c es la velocidad de la luz.

- Capacidad del Canal de Comunicación (Shannon)

$$C = Blog_2(1 + SNR)$$

donde C es la capacidad del canal en bits por segundo, B es el ancho de banda y SNR es la relación señal a ruido.

- Latencia de Transmisión

$$\tau = \frac{D}{R}$$

donde τ es la latencia, D es la cantidad de datos transmitidos y R es la tasa de transmisión.

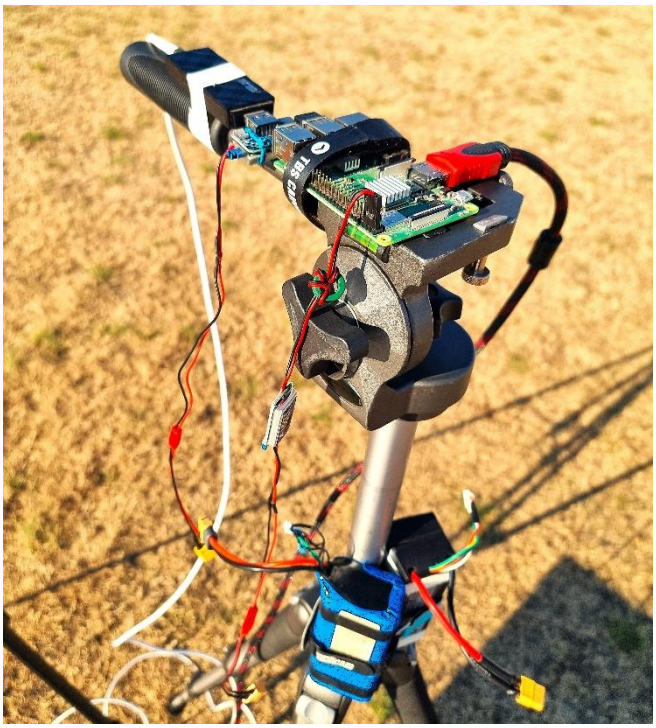


Figura 3 – Sistema OpenHD Tierra

Como se menciona anteriormente en este trabajo se utilizan dos parámetros claves para evaluar la calidad del enlace, uno es el RSSI (Received Signal Strength Indicator), que es una medida de la potencia de la señal recibida por el receptor, expresada típicamente en decibelios-miliwatt (dBm). Se utiliza para evaluar la calidad del enlace inalámbrico entre el transmisor y el receptor. Aunque el valor exacto puede variar según el dispositivo, una fórmula comúnmente usada para estimar el RSSI es:

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

$$RSSI = P_t + G_t + G_r - L_p$$

Donde P_t es la potencia del transmisor (dBm), G_t es la ganancia de la antena transmisora (dBi), G_r es la ganancia de la antena receptora (dBi) y L_p es la pérdida de trayectoria (dB). La forma simplificada de modelar la pérdida de trayectoria (y, por ende, el RSSI) es mediante el modelo logarítmico de pérdida en espacio libre:

$$RSSI = P_t - 10.n.log_{10}(d) + C$$

Donde n es el exponente del entorno (entre 2 para espacio libre y 4 o más en entornos urbanos), d es la distancia entre transmisor y receptor (en metros) y C es una constante que incluye ganancias de antenas y otros factores. Estos modelos permiten estimar cómo disminuye la señal con la distancia y las condiciones del entorno, lo cual es útil para la planificación de enlaces de largo alcance en drones.

El otro parámetro es el LOSS que representa la pérdida de paquetes en la transmisión de video digital entre el transmisor y el receptor, y es un indicador clave de la calidad del enlace. Esta métrica puede expresarse como el porcentaje de paquetes perdidos con respecto al total de paquetes enviados durante un intervalo de tiempo determinado. Matemáticamente, se define como:

$$LOSS\ (\%) = \left(\frac{N_{perdidos}}{N_{totales}}\right) x\ 100$$

donde $N_{perdidos}$ es el número de paquetes no recibidos correctamente y $N_{totales}$ es el número total de paquetes transmitidos. Un valor elevado de LOSS implica deterioro del enlace, ya sea por interferencia, baja intensidad de señal (RSSI), ruido térmico, o desalineación de antenas. En combinación con otros parámetros como el RSSI y la relación señal a ruido (SNR), el LOSS permite evaluar la confiabilidad de la transmisión en condiciones adversas. Además, este parámetro puede variar en función de la frecuencia de operación, la ganancia de antena y la distancia, lo que justifica su monitoreo constante durante vuelos de largo alcance con drones FPV.

La placa Wi-Fi utilizada es la ASUS-AC56 para los ensayos de 5.8 GHz y 2.4 GHz. Sus principales características técnicas son:

ASUS-AC56:

- Soporta bandas de 2.4 GHz y 5.8 GHz.
- Velocidad de hasta 867 Mbps en 5.8 GHz y 300 Mbps en 2.4 GHz.
- Tecnología MIMO 2x2 para mejorar el rendimiento y la estabilidad.
- Conectividad USB 3.0 para una mejor transferencia de datos.
- Compatibilidad con estándares IEEE 802.11ac/n/g/b/a.



Figura 4 – Sistema OpenHD

Los vuelos de prueba experimentales se realizaron con el dron Mini Talón, que es un avión de ala fija muy popular en el mundo de los drones FPV (First Person View). Su diseño en configuración pusher (hélice trasera) permite una mejor aerodinámica y menor interferencia con sensores y cámaras. (Figura 5)

Las principales características técnicas del drone son:

- Envergadura: 1300 mm
- Longitud: 750 mm
- Peso en vacío: Alrededor de 800-900 g
- Carga útil máxima: puede superar 2 kg con la configuración adecuada
- Material: EPO (Espuma de alta resistencia)
- Configuración del motor: Tipo Pusher (montado en la parte trasera)
- Tiempo de vuelo: Hasta 60-90 minutos, dependiendo de la carga y configuración
- Capacidad FPV: Amplio espacio interno para instalar cámaras, transmisores y autopilotos.

V. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Se realizaron pruebas en el Aeroclub Villa Mercedes a escasos kilómetros de la ciudad, donde la interferencia electromagnética es un factor a tener en cuenta. Se comparan varias configuraciones de antenas: Panel, Dipolo Dual, PCB Dual, y antenas circulares.

Para cada configuración se reportan:

- Ganancia (dBi) y SWR (Standing Wave Ratio).

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

- Las frecuencias de prueba 2.4 GHz y 5.8 GHz permiten evaluar la propagación de señal y las pérdidas según la banda.
- RSSI y LOSS para cada frecuencia, para entender cómo cada antena afecta el enlace.
- Las configuraciones están separadas entre transmisor (TX AIRE) y receptor (RX TIERRA).



Figura 5 – Drone Mini Talon

El drone se programa para hacer un despegue en forma automática y se dirige hacia un waypoint prefijado a 2 km de distancia de la estación de base y 120 metros de altura, al llegar al waypoint comienza a girar sobre ese punto (loiter) describiendo círculos de 30 metros de diámetro. El drone permanece girando hasta que se puedan realizar las mediciones en la estación de tierra y luego se activa el retorno a casa automático (rth) para que, luego de aterrizado, se pueda cambiar la configuración de las antenas y repetir el proceso.

A su vez se realizan mediciones de las antenas con un analizador de redes vectorial (VNA) para evaluar la impedancia, el coeficiente de reflexión (S11) de las antenas utilizadas [13]. (Figura 6)

Los aspectos clave para la explicación de la comparativa son:

1. Ganancia y SWR: Antenas con mayor ganancia deberían mejorar el RSSI y el SWR ideal es cercano a 1.0 (buena adaptación de impedancia).
2. Comparativa por frecuencia: 2.4 GHz tiene mejor penetración, menos pérdidas a largas distancias, 5.8 GHz tiene más capacidad de datos pero más pérdidas en obstáculos.
3. Observaciones de RSSI y LOSS: El RSSI más alto (menos negativo) significa mejor recepción y el LOSS indica cuánta señal se pierde, siendo menor más deseable.

Para evaluar los rendimientos de las distintas configuraciones se comparan los parámetros RSSI y LOSS de cada vuelo, permitiendo determinar la estabilidad y calidad del enlace en diferentes condiciones de prueba [14]. (Tabla 2)

Los principales hallazgos fueron:

- Con las antenas direccionales en la estación de tierra se obtienen valores de RSSI Y LOSS aceptables para frecuencias de 5.8 GHz y un muy buen valor de RSSI para frecuencias de 2.4 GHz pero con un valor alto de LOSS, lo que nos permite decir que con este tipos de antenas tenemos enlaces saludables y en teoría permiten una mayor distancia de transmisión [15].
- En general se observa un valor mayor de RSSI para frecuencias de 2.4 GHz y que con el uso de 5.8 GHz se reduce al mínimo el LOSS, pero disminuye el RSSI en comparación con 2.4 GHz [16].
- La latencia promedio observada del enlace digital fue de 120 ms, valor aceptable para vuelos FPV, se pueden conseguir ligeras variaciones según la configuración de hardware [17].

Tabla 2 – Comparativa RSSI y LOSS

Adaptador WIFI Dual Band ASUS AC56				OpenHD TX		
				Dipolo Dual 2.4-5.8 GHz	Circular 5.8 GHz	PCB Dual 2.4-5.8 GHz
				5 dBi	2.5 dBi	10 dBi
OpenHD RX	Panel 5,8 GHz	23 dBi		Frec.: 5.8 GHz RSSI: -45 LOSS: 1	Frec.: 5.8 GHz RSSI :-40 LOSS: 3	Frec.: 5.8 GHz RSSI: -47 LOSS:2
	Panel 2.4 GHz	9 dBi		Frec.: 2.4 GHz RSSI: -50 LOSS: 13		Frec.: 2.4 GHz RSSI: -33 LOSS: 12
	PCB Dual 2.4-5.8 GHz	10 dBi		Frec.: 5.8 GHz RSSI: -49 LOSS: 1	Frec.: 5.8 GHz RSSI: -44 LOSS: 2	Frec.: 5.8 GHz RSSI: -60 LOSS: 2
				Frec.: 2.4 GHz RSSI: -39 LOSS: 31		Frec.: 2.4 GHz RSSI: -28 LOSS: 22

Para decidir la frecuencia de operación se utiliza la herramienta que posee el OpenHD para el análisis de la polución de los canales de transmisión. El canal de 5.8 GHz se encontraba con nivel de polución “perfecto” y al realizar el análisis para la frecuencia de 2.4 GHz se encuentra que el canal numero 1 (2.412 GHz) se encontraba con un nivel de polución “malo”, el canal numero 2 (2.432 GHz) con nivel de polución “bueno” y los demás canales con nivel de polución “perfecto”. Para los ensayos se usa la frecuencia 2.484 GHz y 5.745 GHz donde se logra un compromiso entre la polución de las bandas y las frecuencias con menor SWR medidas con el VNA, como se muestra en la Tabla 3.

Tabla 3 – Medición SWR antenas

		RX Tierra	RX Tierra	RX / TX	TX Aire	TX Aire
		Panel 5,8 GHz	Panel 2.4 GHz	PCB Dual 2.4-5.8 GHz	Dipolo Dual 2.4-5.8 GHz	Circular 5.8 GHz
Frecuencia	2.484 GHz		SWR: 1.694	SWR: 1.472	SWR: 1.225	
	5.745 GHz	SWR: 1.542		SWR: 1.771	SWR: 1.352	SWR: 1.563

Un aspecto importante es que si bien con las antenas direccionales se puede obtener enlaces más saludables, en el caso de los ensayos de este trabajo el drone se encontraba girando sobre un punto fijo a 2 km de distancia, lo que facilita las mediciones ya que las antenas direccionales permanecen quietas enfocadas hacia el transmisor OpenHD del drone durante el vuelo, en caso de otro tipo de vuelos es necesario dotar a la antena de un sistema seguidor de antena (Antenna Tracker) para que no pierda eficiencia.

VI. CONCLUSIONES

Los resultados demuestran que Open-HD es una solución viable para la transmisión de video en drones de largo alcance,

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

con un rendimiento aceptable en términos de calidad y latencia. Las configuraciones de antenas juegan un papel clave en la estabilidad del enlace, permitiendo optimizar el rendimiento según las necesidades específicas de cada aplicación [18].

El uso de Open-HD en drones podría permitir la implementación de sistemas de transmisión de video eficientes y accesibles para sectores como la agricultura de precisión, la vigilancia ambiental y la gestión de emergencias [19].

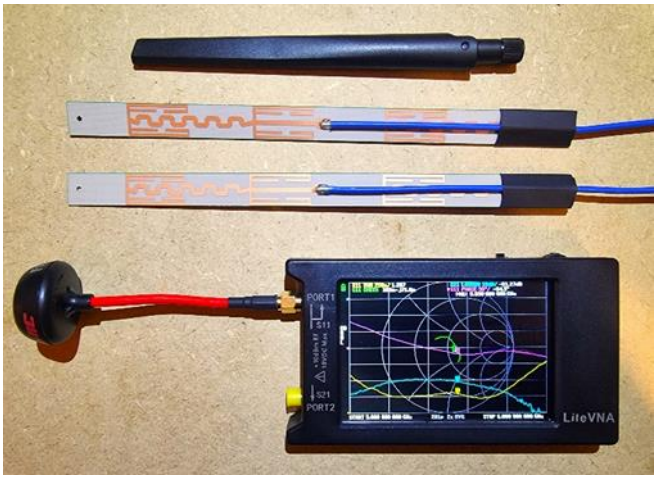


Figura 6 – Medición de antenas con VNA

VII. TRABAJOS FUTUROS

La investigación continua en las siguientes direcciones:

- Evaluación en entornos urbanos con mayor interferencia.
- Implementación de algoritmos de optimización de enlace dinámico.
- Comparación con otros sistemas comerciales de transmisión digital.
- Desarrollo de técnicas de mitigación de interferencias para mejorar la estabilidad de la transmisión en ambientes con alto tráfico de radiofrecuencia.

BIBLIOGRAFIA

[1] M. Quigley et al., "ROS: an open-source Robot Operating System," in ICRA Workshop on Open Source Software, 2009.

[2] Open-HD, "Open-HD Documentation," 2023. [Online]. Available: https://open-hd.org.

[3] T. Xie, Y. Wang, and J. Sun, "A review of UAV-based transmission technologies," in IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 22, no. 2, pp. 927–956, 2020.

[4] D. W. Matolak, "Air-ground channels & models: Comprehensive review and considerations for UAVs," in IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, vol. 35, no. 7, pp. 26-56, 2020.

[5] DJI, "DJI Lightbridge 2," 2023. [Online]. Available: https://www.dji.com.

[6] M. L. Psiaki, "Navigation using carrier Doppler shift from a LEO navigation satellite constellation," in IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 45, no. 2, pp. 843–866, 2009.

[7] P. Closas and A. Gusi-Amigó, "Collaborative and opportunistic navigation: Challenges and opportunities," in IEEE Wireless Communications, vol. 22, no. 2, pp. 112–119, 2015.

[8] A. Bazzi, B. M. Masini, A. Zanella, and I. Thibault, "On the performance of IEEE 802.11p and LTE-V2V for the cooperative awareness of connected vehicles," in IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 66, no. 11, pp. 10419–10432, 2017.

[9] R. Naqvi, R. Hassan, and M. A. Iqbal, "Performance evaluation of Wi-Fi based video transmission for UAV applications," in IEEE Access, vol. 9, pp. 132414–132423, 2021.

[10] IEEE, "IEEE Standard for Information technology—Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area networks—Specific requirements," in IEEE 802.11-2020, 2020.

[11] C. E. Perkins and E. M. Royer, "Ad-hoc on-demand distance vector routing," in Proceedings of IEEE WMCSA, 1999, pp. 90–100.

[12] J. Proakis and M. Salehi, Digital Communications, 5th ed. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 2007.

[13] R. Ludwig and P. V. Boucher, "Improving TCP performance over wireless networks," in IEEE Network, vol. 13, no. 3, pp. 43–56, 1999.

[14] D. Tse and P. Viswanath, Fundamentals of Wireless Communication, Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 2005.

[15] A. Goldsmith, Wireless Communications, Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 2005.

[16] Ubiquiti Networks, "Comparison of 2.4 GHz and 5.8 GHz Wi-Fi performance," 2022. [Online]. Available: https://www.ui.com.

[17] H. Holma and A. Toskala, LTE for UMTS: Evolution to LTE-Advanced, 2nd ed. Chichester, U.K.: Wiley, 2011.

[18] J. Andrews, S. Buzzi, W. Choi, S. V. Hanly, A. Lozano, A. C. K. Soong, and J. Zhang, "What will 5G be?" in IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 32, no. 6, pp. 1065–1082, 2014.

[19] R. Zhang, F. Yu, and V. C. M. Leung, "Location-aware content delivery for UAV-assisted 5G networks," in IEEE Wireless Communications, vol. 26, no. 5, pp. 50–56, 2019

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Diseño Preliminar y Análisis de Factibilidad de un Brazo Robótico Humanoide de Bajo Costo para Control por Señales EMG

Luis Antonio González Parets

Alumno Ayudante de Electronica Digital

CUJAE

La Habana, Cuba

luisantgo@automatica.cujae.edu.cu

Jonathan Pavia Alvarez

Alumno Ayudante de Electronica Digital

CUJAE

La Habana, Cuba

jonathapa@automatica.cujae.edu.cu

***Resumen*— Este trabajo detalla el diseño preliminar, la metodología de implementación y el análisis de factibilidad de un brazo robótico humanoide de bajo costo, controlado mediante señales electromiográficas (EMG). La estructura mecánica se fabricará mediante técnicas de fabricación aditiva, utilizando filamento de PETG y aprovechando diseños mecánicos de código abierto. La arquitectura de control propuesta se basa en el microcontrolador ESP32, seleccionado por su capacidad de procesamiento dual y conectividad integrada, para adquirir y procesar la señal analógica del sensor EMG mediante algoritmos de filtrado digital. El accionamiento se realiza mediante servomotores modelo MG995, gestionados a través de un controlador PWM PCA9685 mediante el protocolo de comunicación I²C, lo que permite un control coordinado. El análisis presentado demuestra la viabilidad técnica de integrar componentes de hardware abierto y de bajo costo para constituir una plataforma robótica funcional, destacando los criterios de selección de componentes, la estrategia de procesamiento de señales y la planificación para la integración sistémica de los subsistemas.**

Palabras Clave— Brazo Robótico, EMG, Bajo Costo, Impresión 3D, ESP32, Control de Servos.

I. Introducción

El desarrollo de sistemas robóticos asequibles y accesibles representa un desafío significativo en la robótica moderna, particularmente en campos como las prótesis y la interacción humano-robot. Los altos costos asociados a los brazos robóticos comerciales y a las prótesis biónicas avanzadas limitan con frecuencia su disponibilidad, generando una demanda de alternativas de bajo costo y de código abierto que mantengan una confiabilidad funcional. Este trabajo aborda esta necesidad al centrarse en el diseño e implementación de una interfaz de brazo robótico humanoide de bajo costo [3].

Las señales de electromiografía (EMG) surgen como una solución intuitiva y no invasiva para la interfaz humano-máquina. Estas señales bioeléctricas, generadas por las contracciones musculares, proporcionan un método directo para que los usuarios controlen dispositivos robóticos de forma natural y proporcional, traduciendo la intención en movimiento. Este enfoque ofrece un esquema de control más orgánico en comparación con los movimientos tradicionales mediante joystick o preprogramados [7].

Las tecnologías habilitadoras clave para este proyecto son la fabricación aditiva y el hardware de código abierto. La estructura mecánica se fabricará mediante impresión 3D con filamento PETG, lo que permite el prototipado rápido, la personalización y una reducción significativa en los costos de producción al aprovechar diseños mecánicos de código abierto. Para la arquitectura de control, se seleccionó el microcontrolador ESP32 como unidad de procesamiento central debido a su capacidad de procesamiento dual, conectividad integrada (Wi-Fi/Bluetooth) y su naturaleza de código abierto, que se alinea con la filosofía de accesibilidad y bajo costo del proyecto [2].

El objetivo principal de este trabajo es presentar el diseño preliminar, la metodología de implementación y el análisis de factibilidad de un brazo robótico humanoide de bajo costo controlado mediante señales EMG. El documento detalla la integración sistémica de los subsistemas mecánico, electrónico y de control, destacando los criterios de selección de componentes, la estrategia de procesamiento de señales y la planificación para la implementación final de una plataforma robótica funcional.

La arquitectura del sistema propuesto se compone de tres subsistemas principales que trabajan de manera integrada para lograr el control de una mano robótica antropomórfica mediante señales EMG. El diseño prioriza la funcionalidad básica de prensión con un bajo costo.

II. DISEÑO Y ARQUITECTURA DEL SISTEMA PROPUESTA

A. Subsistema Mecánico

Para esta etapa preliminar, el enfoque mecánico se centra en una **mano robótica con 5 dedos pasivos** que se articulan mediante transmisión por tendones. Un único **grado de libertad (1 DoF)** controla simultáneamente el movimiento de cierre de todos los dedos, permitiendo realizar funciones básicas de prensión.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

La mano completa, incluyendo dedos, palma y estructura de sujeción, se fabricará mediante **fabricación aditiva (impresión 3D)** utilizando filamento de **PETG**. Este material ofrece la flexibilidad necesaria en los dedos y la rigidez suficiente en la estructura principal. El diseño se basa en la adaptación de modelos de **código abierto** de manos robóticas, optimizado para ser accionado por un único servomotor.

B. Subsistema de Adquisición y Procesamiento de Señal

La interfaz hombre-máquina se realiza mediante un **sensor EMG superficial** (modelo), que detecta la actividad muscular del antebrazo del usuario y la convierte en una señal analógica de voltaje (0-5V).

El **microcontrolador ESP32** constituye el núcleo de procesamiento. Su conversor analógico-digital (ADC) de 12 bits se encarga de la **adquisición de la señal analógica** del sensor. Posteriormente, implementa algoritmos de **filtrado digital** para acondicionar la señal y extraer la amplitud de la envolvente EMG [7].

El procesamiento de la señal consta de las siguientes etapas:

1. **Filtro Notch (Rechazo de Banda):** Implementado para eliminar el ruido de interferencia de la red eléctrica a 60 Hz. Su función de transferencia en el dominio Z se puede expresar como:

$$H_notch(z) = [1 - 2\cos(\omega_0)z^{-1} + z^{-2}] / [1 - 2R\cos(\omega_0)z^{-1} + R^2z^{-2}]$$

donde $\omega_0 = 2\pi(60/f_s)$ es la frecuencia normalizada a eliminar, f_s es la frecuencia de muestreo, y R es un parámetro cercano a 1 que controla el ancho de banda del filtro.

2. **Filtro Pasa-Banda:** Se implementa como una cascada de un filtro paso alto y un filtro paso bajo. La ecuación de diferencia para un filtro FIR paso bajo de media móvil de orden N es:

$$y[n] = (1/N) \cdot \Sigma_{k=0}^{N-1} x[n-k]$$

donde x[n] es la señal de entrada, y[n] es la señal de salida y N determina la frecuencia de corte.

3. **Extracción de la Envolvente:** Se obtiene mediante un filtro de valor absoluto seguido de un filtro paso bajo de primer orden para suavizado:

$$y_env[n] = \alpha \cdot |x_bp[n]| + (1 - \alpha) \cdot y_env[n-1]$$

donde $x_bp[n]$ es la señal filtrada pasa-banda, $y_env[n]$ es la envolvente extraída, y α es un factor de suavizado entre 0 y 1.

La salida de este subsistema $y_env[n]$ es un valor proporcional a la activación muscular del usuario [6].

C. Subsistema de Actuación y Control

La actuación se realiza mediante un **servomotor de par estándar modelo MG995**, capaz de generar un par de ~10 kg·cm, suficiente para accionar el mecanismo de tendones de la mano. Este servo es controlado mediante señales PWM.

El sistema emplea un **controlador de servos PCA9685** comunicado vía **protocolo I²C** con el ESP32. Este módulo libera al microcontrolador de generar las señales PWM, permitiendo un control preciso del servo mediante comandos de ángulo.

La **ley de control** realiza un mapeo proporcional entre la amplitud de la envolvente EMG procesada y el ángulo de destino del servomotor:

$$\theta_target = \theta_min + (\theta_max - \theta_min) \cdot (y_env[n] - V_min) / (V_max - V_min)$$

donde:

- θ_min y θ_max son los ángulos límite de la pinza
- V_min y V_max son los valores mínimo y máximo de la envolvente EMG

Este enfoque permite un **control proporcional intuitivo**: a mayor contracción muscular detectada, mayor es el grado de cierre de los dedos [8].

III. METODOLOGÍA DE IMPLEMENTACIÓN PROPUESTA

La implementación del sistema sigue una metodología por etapas que garantiza la integración efectiva de los subsistemas mecánico, electrónico y de software. Este enfoque permite la validación progresiva de cada componente antes de la integración final.

A. Estrategia de Integración

El flujo de señal sigue una arquitectura secuencial que inicia con la adquisición biológica y finaliza con la actuación mecánica:

1. **Adquisición:** El sensor EMG captura la actividad muscular y la transmite como señal analógica al ESP32 [7].
2. **Acondicionamiento:** El ESP32 digitaliza la señal mediante su ADC y aplica los algoritmos de filtrado.
3. **Procesamiento:** La señal filtrada se convierte en un valor de control proporcional a la intensidad muscular.
4. **Actuación:** El valor de control se traduce en comandos PWM para el servomotor a través del PCA9685.
5. **Ejecución:** El servomotor acciona el mecanismo de tendones, cerrando o abriendo los dedos de la mano robótica.

La integración sistémica se realizará de manera incremental:

- **Fase 1:** Validación individual de cada subsistema (lectura EMG, control servo, respuesta mecánica)
- **Fase 2:** Integración electrónico-software (control EMG-servo sin carga mecánica)
- **Fase 3:** Integración completa con pruebas de prensión con objetos de diferente peso y tamaño

B. Procesamiento de la Señal EMG

El procesamiento se implementará en el ESP32 utilizando técnicas eficientes computacionalmente:

1. **Filtrado en Tiempo Real:**

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

- **Filtro Notch IIR:** Implementado con la ecuación de diferencia: $y[n] = b_0 \cdot x[n] + b_1 \cdot x[n-1] + b_2 \cdot x[n-2] - a_1 \cdot y[n-1] - a_2 \cdot y[n-2]$
- **Filtro Media Móvil:** Para suavizado de la envolvente EMG: $y[n] = (x[n] + x[n-1] + ... + x[n-N+1])/N$

2. **Extracción de Envolvente:**
   - **Rectificación de Onda Completa:** $x_rect[n] = |x_bp[n]|$
   - **Filtro Paso Bajo de Primer Orden:** Para obtener la envolvente: $y_env[n] = \alpha \cdot x_rect[n] + (1-\alpha) \cdot y_env[n-1]$ donde $\alpha = 0.01$
3. **Conversión a Comando de Control:** El valor de la envolvente se mapea a un ángulo servo mediante:
   $ángulo = \theta_min + (\theta_max - \theta_min) \cdot (y_env[n] - V_min)/(V_max - V_min)$

C. Control de los Actuadores

La lógica de control implementa un sistema de lazo abierto con calibración adaptativa [4]:

1. **Algoritmo de Control:**
   - **Umbral de Activación:** Se establece un valor mínimo V_min para evitar activaciones accidentales
   - **Control Proporcional:** La posición del servo es directamente proporcional a la amplitud EMG
   - **Histéresis:** Se incorpora un margen de ±5% para evitar oscilaciones cerca del umbral
2. **Gestión de Servos con PCA9685:**
   - **Configuración I²C:** El ESP32 se comunica con el PCA9685 a 400kHz
   - **Generación PWM:** El controlador genera señales de 50Hz con resolución de 12 bits
   - **Comando de Posición:** El ángulo se convierte a pulso PWM mediante: pulso = (ángulo · 2000)/180 + 500 (rango de 500-2500µs)
3. **Secuencia de Operación:**

```
// Pseudocódigo de implementación
leer_señal_EMG
aplicar_filtros
calcular_envolvente
si (envolvente > umbral) {
  angulo = mapear(envolvente, V_min, V_max, 0, 180);
  pca9685.setServoAngle(0, angulo);
}
```

La implementación prioriza la eficiencia computacional para garantizar una respuesta en tiempo real, con un tiempo de procesamiento total menor a 10 ms por ciclo [1], [8].

IV. ANÁLISIS DE FACTIBILIDAD Y RESULTADOS PRELIMINARES

A. Criterios de Selección de Componentes

La selección de componentes se realizó priorizando el equilibrio entre costo, rendimiento y disponibilidad local, fundamentada en hojas de técnica y experiencias reportadas en la literatura de código abierto:

- **Microcontrolador ESP32:** seleccionado por su relación costo-rendimiento excepcional (aproximadamente $5-7 USD). Su arquitectura de doble núcleo permite dedicar un núcleo al procesamiento de señales EMG en tiempo real y otro a la gestión del servo y lógica de control. Su ADC de 12 bits proporciona la resolución necesaria para digitalizar la señal EMG de forma efectiva.
- **Servomotor MG995:** Optado por su adecuado par de salida (10 kg·cm) a un costo muy accesible (~$3-5 USD). Su rango de operación de 180° es suficiente para el movimiento de apertura y cierre de la pinza, y su compatibilidad con el protocolo PWM estándar de 50 Hz simplifica la electrónica de control.
- **Filamento PETG:** Elegido sobre PLA o ABS por su superior resistencia al impacto y mayor flexibilidad (~$20 USD/kg), propiedades cruciales para los dedos de la mano robótica, que deben absorber esfuerzos sin fracturarse. Su temperatura de impresión (~230°C) es accesible para impresoras 3D de gama media.
- **Sensor EMG de bajo costo ($20 USD):** seleccionado por su balance entre precio y funcionalidad. Este módulo ofrece una salida analógica de la señal EMG cruda amplificada, lo que permite implementar todo el procesamiento digital (filtrado, rectificación, extracción de envolvente) en el ESP32, proporcionando mayor flexibilidad en el ajuste de algoritmos comparado con soluciones integradas más costosas.

B. Análisis de Viabilidad Técnica

El análisis se basa en los datos técnicos proporcionados por los fabricantes y cálculos teóricos, que serán validados experimentalmente durante la implementación.

Cálculo de Torque Requerido: El peso de la mano robótica se estima en ~150 g. Considerando una distancia promedio del centro de masa al eje de rotación de 3 cm y un factor de seguridad de 2× para compensar la fricción en los tendones y la inercia: $Torque_requerido = 150\ g \times 3\ cm \times 2 = 900\ g \cdot cm \approx 9\ kg \cdot cm$ El servo MG995, especificado para 10 kg·cm (a 4.8V), excede este requerimiento teórico, lo que confirma su idoneidad en el papel.

Capacidad de Procesamiento del ESP32: El ESP32 opera a 240 MHz. Los algoritmos de filtrado digital planificados (notch IIR + media móvil) requieren aproximadamente 50 operaciones aritméticas por muestra. A una frecuencia de muestreo objetivo de 1 kHz: $Carga_CPU_teórica = (50\ ops/muestra \times 1000\ muestras/s)$ /

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

240.000.000 ops/s ≈ 0.02% Este cálculo indica un amplio margen computacional para las tareas de control, sugiriendo que la implementación en tiempo real es viable.

Plan de Validación Experimental:

- **Pruebas de Lectura EMG:** Una vez adquirido, se caracterizará la señal de salida del sensor EMG en estados de reposo y contracción muscular para establecer los umbrales de voltaje de operación (V_min, V_max). Dado que el módulo provee la señal cruda, será crucial caracterizar su rango dinámico y niveles de ruido.
- **Pruebas de Movimiento:** Se verificará el par real del servo MG995 bajo carga para confirmar que puede accionar la mano robótica impresa.
- **Pruebas de Integridad Mecánica:** Las piezas impresas en PETG se someterán a pruebas de esfuerzo para validar su resistencia y flexibilidad.

C. Análisis de Costos

El desglose estimado de costos refuerza la propuesta de "bajo costo":

Componente	DESGLOSE DE COSTOS DE COMPONENTES		
	Cantidad	*Costo Unitario (USD)*	*Costo Total (USD)*
Microcontrolador ESP32	1	6.00	6.00
Servomotor MG995	1	4.50	4.50
Sensor EMG	1	20.00	20.00
Controlador PCA9685	1	3.50	3.50
Filamento PETG	0.2 kg	20.00	4.00
Cables, conectores y fuente	-	-	5.00
Costo total estimado			43.00

Fig. 1. DESGLOSE DE COSTOS DE COMPONENTES.

El costo total estimado es de $**43.00 USD**, lo que refuerza significativamente la propuesta de "bajo costo". Este costo representa una fracción mínima (menos del 5%) del costo de sistemas comerciales equivalentes, demostrando claramente la factibilidad económica del proyecto.

V. Conclusiones

El presente trabajo demuestra la viabilidad conceptual de un sistema de control robótico basado en EMG utilizando componentes de bajo costo. Sin embargo, es crucial analizar los desafíos, limitaciones y ventajas del enfoque propuesto.

Desafíos Técnicos Anticipados

La implementación práctica enfrentará varios desafíos técnicos. El principal reside en el **acondicionamiento de la señal EMG cruda**. A diferencia de sensores que incluyen procesamiento integrado, el módulo seleccionado proporciona la señal amplificada pero ruidosa, lo que exigirá un diseño robusto de los filtros digitales en el ESP32 para eliminar eficientemente el ruido de interferencia (50/60 Hz) y artefactos de movimiento. Otro desafío significativo es la **calibración y variabilidad inter-usuario**. La amplitud de la señal EMG varía considerablemente entre individuos e incluso en la misma persona según la fatiga muscular o la colocación de los electrodos, lo que requerirá implementar una rutina de calibración inicial para establecer los umbrales V_min y V_max de manera personalizada.

Comparación con Soluciones Existentes

Frente a soluciones comerciales o de investigación que utilizan sensores EMG de alta gama (como los sistemas Delsys Trigno, que pueden superar los $1000 USD) y plataformas de procesamiento dedicadas (como National Instruments MyRIO), el enfoque propuesto se distingue radicalmente por su **filosofía de bajo costo y hardware abierto**. Mientras que las soluciones comerciales priorizan la máxima fidelidad de señal y plug-and-play, esta propuesta sacrifica algo de rendimiento en aras de la accesibilidad y la personalización. El costo total del sistema (~$43 USD) es órdenes de magnitud menor, haciéndola una herramienta educativa y prototípica ideal. Sin embargo, es importante reconocer que este ahorro conlleva una mayor carga de desarrollo software para el procesamiento de señales.

Limitaciones del Diseño Actual

Las limitaciones inherentes al diseño son consecuencia directa de las decisiones de costo y simplicidad:

- **Precisión y Robustez:** La naturaleza de la señal EMG de superficie es inherentemente ruidosa. La precisión del control dependerá críticamente de la efectividad de los algoritmos de filtrado implementados en el software y de una colocación consistente de los electrodos.
- **Velocidad de Respuesta:** El sistema opera en lazo abierto, basándose únicamente en la intensidad de la contracción muscular. No incluye retroalimentación de fuerza o posición del servo, lo que puede limitar la velocidad y suavidad de los movimientos en comparación con sistemas de lazo cerrado.
- **Tipos de Movimiento:** La configuración de 1 GDL (Grado de Libertad) restringe la funcionalidad a una pinza de agarre básico (abrir/cerrar). No permite movimientos individuales de dedos, pronación/supinación de la muñeca, o flexión/extensión del codo, limitando su aplicabilidad a tareas de prensión simples.

Ventajas de la Metodología Propuesta

A pesar de sus limitaciones, la metodología presenta ventajas fundamentales:

- **Bajo Costo y Accesibilidad:** El bajo costo (~$43 USD) democratiza el acceso a la tecnología de interfaz humano-robot, haciendo que sea viable para entusiastas, estudiantes e instituciones con presupuestos limitados.
- **Flexibilidad y Personalización:** El uso de hardware abierto (ESP32) y software personalizable permite adaptar y mejorar continuamente los algoritmos de procesamiento, añadir nuevos sensores o funcionalidades sin depender de plataformas propietarias.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

- **Valor Educativo:** El proyecto integra conceptos multidisciplinarios (señales biomédicas, procesamiento digital de señales, microcontroladores, robótica), proporcionando una plataforma de aprendizaje excepcionalmente completa.
- **Fabricación Aditiva:** El uso de impresión 3D con PETG permite la rápida iteración de diseños, la personalización anatómica y la reparación o sustitución de piezas mecánicas a un costo marginal.

En conclusión, el diseño propuesto representa una compensación deliberada entre costo, complejidad y funcionalidad. Su principal contribución no es superar el rendimiento de sistemas comerciales, sino proveer una plataforma funcional, educativa y accesible que sienta las bases para desarrollos más avanzados en el futuro.

REFERENCIAS

[1] N. Cameron, "ESP32 Microcontroller," *Apress eBooks*, pp. 1–54, Jan. 2023, doi: https://doi.org/10.1007/978-1-4842-9376-8_1.

[2] A. Maier, A. Sharp, and Y. Vagapov, "Comparative analysis and practical implementation of the ESP32 microcontroller module for the internet of things," *IEEE Xplore*, Sep. 01, 2017. https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/8101926/

[3] G. A. Vargas, Á. F. Abad, N. A. Baena, J. Carlos, and I. C. Valdiviezo, "Control de Señales EMG para el Movimiento de un Brazo Robótico de Tres Grados de Libertad," *Cultura Científica y Tecnológica*, no. 55, 2015, Accessed: Sep. 15, 2025. [Online]. Available: http://erevistas.uacj.mx/ojs/index.php/culcyt/article/view/741

[4] J. Andrés and L. E. Mendoza, "ADQUISICIÓN Y PROCESAMIENTO DE SEÑALES EMG PARA CONTROLAR MOVIMIENTO DE UN BRAZO HIDRAULICO," *Mundo FESC*, vol. 4, no. 7, pp. 49–60, 2023, Accessed: Sep. 15, 2025. [Online]. Available: https://fesc.edu.co/Revistas/OJS/index.php/mundofesc/article/view/22

[5] F. Villoria, A. Paola, and F. García, "SISTEMA AUTOMÁTICO PARA EL CONTROL DE UN BRAZO ROBÓTICO UTILIZANDO UNA BANDA DE CONTROL POR GESTOS Y TÉCNICAS DE APRENDIZAJE DE MÁQUINA," Aug. 2020, doi: https://doi.org/10.26507/ponencia.844.

[6] J. V. Pinzón, R. P. Mayorga, and G. C. Hurtado, "Brazo robótico controlado por electromiografía," *Scientia et technica*, vol. 1, no. 52, pp. 165–173, Dec. 2012, doi: https://doi.org/10.22517/23447214.8197.

[7] R. M. Molano-Pulido, F. Parca-Acevedo, F. M. Cabrera, and H. Ñungo-Londoño, "Prototipo control de vehículo robot por señales EMG," *Visión electrónica*, vol. 15, no. 2, pp. 264–271, Nov. 2021, doi: https://doi.org/10.14483/22484728.18948.

[8] A. Andres, "Procesamiento de señales EMG en un sistema embebido para el control neuronal de un brazo robótico.," *Unipamplona.edu.co*, Jun. 2016, doi: http://repositoriodspace.unipamplona.edu.co/jspui/handle/20.500.12744/1762.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Estudio y desarrollo de una ley de control de trayectoria para un robot manipulador. Análisis de un caso de estudio.

Maximiliano Alveal
Departamento de electrónica
Universidad Tecnológica Nacional, Plaza Huincul, Argentina
maximilianoalveal@hotmail.com

***Resumen*—El control de movimiento es uno de los problemas más importantes en un robot manipulador. El control se centra en pasar el extremo del robot obteniendo la trayectoria deseada en posición y velocidad lo más cercana posible. La meta principal del este trabajo es el diseño de un controlador de movimiento por par calculado, desde un estudio preciso de los parámetros de estabilidad asintótica global del punto de equilibrio de la ecuación en lazo cerrado, la cual se halla en términos de las correspondientes variables de estado. Se plantea un caso de estudio de un robot manipulador industrial de dos grados de libertad, y se analizan los resultados encontrados correspondientes a los errores de posición, velocidad, par de control y plano fase; empleando un software de simulación apropiado. Se determinaron conclusiones y se proponen futuras líneas de investigación.**

Palabras claves*—*estabilidad asintótica, modelo dinámico, par calculado, lazo cerrado, variables de estado

I. INTRODUCCIÓN

El "control de trayectoria" o control de movimiento radica en hallar la función vectorial τ que se debe suministrar a los servomotores actuadores que conforman las articulaciones del robot manipulador; de forma tal que las posiciones y velocidades vinculadas a las coordenadas articulares del robot $q(t)$ y $\dot{q}(t)$, sigan con la mayor exactitud posible a las posiciones y velocidades articulares deseadas $q_d(t)$ y $\dot{q}_d(t)$. A continuación, el extremo terminal del robot debe seguir la trayectoria deseada en su espacio de trabajo, conforme a los requisitos del usuario. Un caso especial de control de movimiento es el de "control de posición"; en el cual no existe una referencia variable en el tiempo que el robot manipulador deba seguir, como sí sucede en el control de trayectoria [1]. Debidamente, el objetivo del control de movimiento consiste en hallar el vector τ tal que se cumpla la ecuación (1).

$$\lim_{t\to\infty}\begin{bmatrix}\tilde{q}(t)\\ \dot{\tilde{q}}(t)\end{bmatrix}\to\begin{bmatrix}0\\0\end{bmatrix}\in\mathbb{R}^{2n}\ \forall\ t\geq 0 \qquad (1)$$

Siendo que $\tilde{q}$(t) y $\dot{\tilde{q}}(t)$ representan el error de posición (diferencia entre la posición articular deseada $q_d(t)$) y la posición articular actual del robot manipulador $q_d(t)$), y de manera similar, el error de velocidad (diferencia entre la velocidad articular deseada $\dot{q}_d(t)$) y la velocidad articular actual del robot $\dot{q}(t)$). Observar la ecuación (2).

$$\tilde{q}(t)=q_d(t)-q(t)\ \&\ \dot{\tilde{q}}(t)=\dot{q}_d(t)-\dot{q}(t) \qquad (2)$$

En un marco general, el control de movimiento de robots manipuladores se puede estudiar en base a tres etapas: 1) Planificación de la trayectoria en el espacio de trabajo, 2) Obtención de las trayectorias en el espacio articular y 3) Diseño del controlador. De la 1ra etapa se halla la curva en el espacio de trabajo del robot manipulador, que enlaza la posición inicial del efector final del robot manipulador con la posición final deseada del manipulador. La 2da etapa radica en parametrizar en la línea de tiempo la curva obtenida en la etapa 1, obteniendo así la evolución temporal de las trayectorias articulares deseadas a través de la cinemática inversa. La tercera etapa aborda la resolución del problema de control de movimiento mencionado. Esta 3ra etapa es la principal en la cual se enfoca el presente trabajo de investigación, dando por entendido que ya se estableció la trayectoria en el espacio de trabajo y se obtuvieron las correspondientes trayectorias en el espacio articular. La Figura 1 ilustra las 3 etapas.

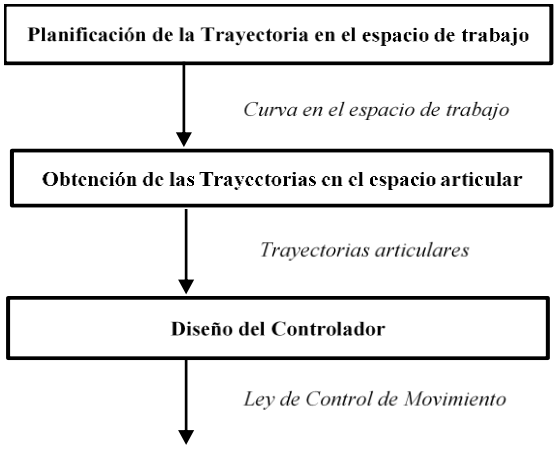


Fig. 1. Etapas correspondientes al control de movimiento

En la siguiente Figura 2 se ilustra el diagrama de bloques general para el control de trayectoria en robots manipuladores.

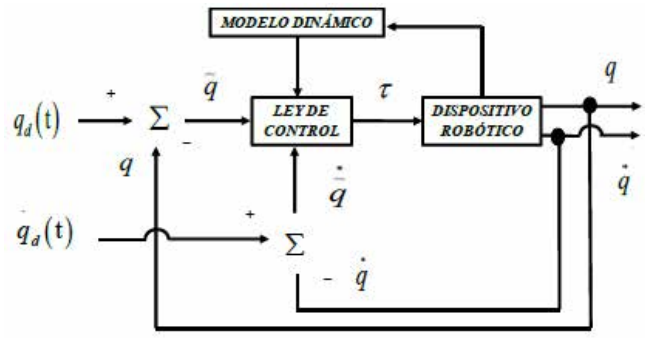


Fig. 2. Lazo cerrado para el control de trayectorias en robots.

Se observa que las variables de estado $\tilde{q}(t) y\ \dot{\tilde{q}}(t)\in\mathbb{R}^n$ que establecen el problema de control de trayectoria se procesan por medio de la formulación matemática del esquema de control; la cual precisa del conocimiento

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

completo de la dinámica del manipulador, a diferencia del caso de regulación, o control de posición, en el cual es necesario conocer la dinámica parcial del robot [2]. El controlador de trayectoria o par de control τ, incluye una función vectorial no lineal de $q(t), \dot{q}(t)\ y\ \ddot{q}(t)$. Se asume que los manipuladores robóticos disponen de sensores de posición y velocidad para cada articulación; por lo que $q(t), \dot{q}(t)$ se pueden medir, y son susceptibles de ser empleados en los algoritmos de control de trayectoria. La forma general de la función vectorial del par de control **τ** la da la ecuación (3), y es la ley de control.

$$\tau = \tau\big(K_p, K_v, \tilde{q}(t), \dot{\tilde{q}}(t), \ddot{\tilde{q}}(t), M(q), C(q,\dot{q}), g(q)\big) \quad (3)$$

La ecuación en lazo cerrado que expresa el problema del control de movimiento se determina en términos de las variables de estado $\left[\tilde{q}^T, \dot{\tilde{q}}^T\right]^T$; tal como se ve en ecuación (4).

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\tilde{q}\\ \dot{\tilde{q}}\end{bmatrix} = f\left[K_p, K_v, \tilde{q}(t), \dot{\tilde{q}}(t), \ddot{\tilde{q}}(t), M(q), C(q,\dot{q}), g(q)\right] \quad (4)$$

La ecuación (4) es una ecuación diferencial ordinaria de naturaleza no lineal y no autónoma, y que representa un sistema dinámico no lineal y no autónomo del tipo $x(t) = f(t, x(t))$. La característica de no autonomía se debe a la inclusión del vector de trayectorias articulares deseadas $\mathbf{q_d(t)}$. Es importante destacar, que la trayectoria de seguimiento $\mathbf{q_d(t)}$ debe ser una función doblemente diferenciable (clase C^2). Por lo tanto, $\dot{q}_d(t)\ y\ \ddot{q}_d(t)$ deben ser funciones continuas y diferenciables suaves y acotadas en sus normas, en función de las características propias del robot [3].

A Marco Teórico

En el presente trabajo de investigación se emplean tópicos principales para el estudio del control de trayectoria de un robot manipulador, en especial, para el tratamiento del algoritmo de control por par calculado. En este contexto, se desarrollan brevemente los siguientes temas: modelo dinámico de un manipulador robótico por medio de la formulación Lagrangiana, sistemas dinámicos, estabilidad en el sentido de Lyapunov [4], Teorema de Lasalle y las características principales del control por par calculado.

A-A Modelo Dinámico para robots manipuladores

Los modelos dinámicos de los robots manipuladores están conformados por ecuaciones diferenciales ordinarias no lineales y no autónomas. De esta forma, las técnicas de diseño y los procedimientos de sintonía que se emplean en sistemas lineales se pueden aplicar limitadamente en la síntesis de controladores con alto desempeño para estos dispositivos [5]. El diseño de algoritmos de control de movimiento para manipuladores de "n" grados de libertad (gdl) requiere conocer su modelo dinámico; en especial, cuando la técnica de diseño del controlador se sustenta en la estructura de dicho modelo.

Este modelo presenta de manera explícita los principales fenómenos físicos presentes en la estructura mecánica del sistema – robot; tales como, fuerzas centrífugas y de Coriolis, efectos inerciales, par gravitacional y fenómenos de fricción (viscosa, Coulomb y estática). La representación matemática del modelo dinámico de un robot manipulador de n grados de libertad, está dada por la ecuación diferencial no lineal, ecuación (5):

$$\tau = M(q)\ddot{q} + C(q,\dot{q})\dot{q} + G(q) + F_f(\dot{q}, f_e) \quad (5)$$

Siendo τ (t) el vector de fuerzas o pares que se aplica a cada articulación, $\mathrm{q(t)} \in R^n$ es el vector de posiciones articulares, $\dot{q}(t) \in R^n$ es el vector de velocidades articulares, $\ddot{q}(t) \in R^n$ es el vector de aceleraciones articulares, $M(q) \in R^{nxn}$ es la matriz de inercia que representa el cambio de estado de movimiento del robot, $C(q,\dot{q}) \in R^{nxn}$ es la matriz de fuerzas centrípetas (fuerzas radiales en movimientos curvilíneos hacia adentro del centro de curvatura) y de Coriolis (esta fuerza representa la desviación del movimiento de traslación a raíz de su componente de rotación), $\mathrm{G(q)} \in R^n$ es el vector de pares gravitacionales (vector gradiente de la energía potencial) y $F_f(\dot{q}, f_e) \in R^n$ es el vector de pares de fricción (viscosa, Coulomb y estática) de cada articulación del robot. La expresión (5) es una ecuación diferencial compleja, multivariable con dinámica fuertemente acoplada y "no lineal" en el vector de estados $[q^T, \dot{q}^T]^T$; además de ser válida cuando el robot manipulador tiene una estructura en cadena cinemática abierta y que no incluye el fenómeno de elasticidad [6].

Formulación Lagrangiana: las ecuaciones de movimiento de Lagrange son una potente herramienta analítica para el modelado de robots manipuladores [7]; dado que permiten representar la dinámica del robot a partir de un balance de energía cinética y potencial de sus eslabones. La formulación Lagrangiana se realiza mediante las expresiones de la cinemática directa del manipulador, la cual permite realizar cuatro procedimientos de cálculo: 1) cálculo de la energía cinética $\Big(K\big(q(t),\dot{q}(t)\big)\Big)$, 2) cálculo de la energía potencial $\Big(U\big(q(t)\big)\Big)$, 3) cálculo del Lagrangiano $\Big(L = K\big(q(t),\dot{q}(t)\big) - U\big(q(t)\big)\Big)$ y 4) formulación de las ecuaciones escalares dinámicas de movimiento de Lagrange para un robot manipulador de n (gdl); las cuales se desarrollan para cada uno de ellos (3), y donde el miembro $\tau - F_f(\dot{q}, f_e)$ se refiere a fuerzas o pares no conservativos en cada articulación, ecuación (6).

$$\frac{d}{dt}\left[\frac{\partial L(q,\dot{q})}{d\partial_1}\right] - \frac{\partial L(q,\dot{q})}{d\partial_1} = \tau - F_f(\dot{q}, f_e) \quad i = 1,2,\dots,n \quad (6)$$

A-B Sistemas dinámicos

Los sistemas dinámicos son modelos matemáticos con ecuaciones diferenciales que describen los fenómenos físicos presentes en el manipulador. En robótica, es común transformar el modelo dinámico a una ecuación diferencial de primer orden (ode), haciendo uso de la representación en variables de estado. La estructura de una ecuación diferencial ordinaria de primer orden es como la ecuación (7), pudiendo ser la expresión de un sistema mecánico con dinámica lineal y no lineal [8].

$$\dot{x} = f(x) \quad (7)$$

Sabiendo que $x \in \mathbb{R}^n$ es la variable de estado fase que provee información interna acerca de la dinámica del sistema mecánico, siendo función continua del tiempo $x = x(t)$ y

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

$n \in N$. La derivada temporal de la variable de estado existe y es continua en el tiempo: $\dot{x} \in \mathbb{R}^n$ y $\dot{x} = \dot{x}(t)$. La función $f(x)$ es un mapeo vectorial $f: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ en la variable de estado $x(t)$. La ecuación (7) corresponde a un sistema dinámico autónomo, dado que el tiempo t como variable independiente está presente de forma implícita, es decir $x = x(t)$. Una gran mayoría de los sistemas mecánicos son de esta forma, teniendo en cuenta que los parámetros del modelo dinámico permanecen invariantes en la línea de tiempo.

A-C Estabilidad en el sentido de Lyapunov

De acuerdo con esta teoría se analiza el comportamiento de sistemas dinámicos lineales y no lineales según la ecuación (7); dados ciertos conceptos:

Punto de equilibrio: es un vector constante $x_e \in \mathbb{R}^n$ de la ecuación (7) si $f(x_e) = 0 \; \forall \; t \geq 0$. Como resultado de esta definición, si la condición inicial $x(0) \in \mathbb{R}^n$ es un equilibrio $(x(0) = x_e \in \mathbb{R}^n)$ entonces se satisface que $x(t) = x_e \forall \; t \geq 0 \; y \; x(t) = 0 \; \forall \; t \geq 0$. En general se asume que el origen $x = 0 \in \mathbb{R}^n$ es un equilibrio de un sistema dinámico representado por la ecuación (7). El vector x_e constituye un ente dinámico en el cual todas las fuerzas del sistema hallan su equilibrio; siendo esencial en control de robots estudiar la estabilidad del vector x_e.

Estabilidad del punto de equilibrio y zona de atracción: en la zona de atracción cada solución de la trayectoria $x(t)$ que empieza suficientemente cercana a 0, a partir de t_0 se aproxima al origen 0 a medida que $t \rightarrow \infty$. El origen $x = 0 \in \mathbb{R}^n$ es un punto de equilibrio *asintóticamente estable en forma global* si: 1) el origen es estable; esta condición se cumple si $\forall \in > 0 \; \exists$ un número $\delta / \|x(0)\| < \delta \rightarrow \|x(t)\| < \in \; \forall \; t \geq 0$ y 2) el origen es atractivo en forma global; condición que se cumple si $\|x(t)\| \rightarrow 0$ cuando $t \rightarrow \infty \; \forall \; x(0) \in \mathbb{R}^n$. La estabilidad asintótica global en sistemas dinámicos autónomos indica que el punto de equilibrio $x_e = 0 \in \mathbb{R}^n$ es único y no depende de la condición inicial $x = 0 \in \mathbb{R}^n$. La estabilidad asintótica local significa varios puntos de equilibrio y la convergencia de la trayectoria $x(t)$ es con respecto a uno de esos puntos (en general el origen de estados $x = 0 \in \mathbb{R}^n$) y, por lo tanto, sí depende de las condiciones iniciales dentro de la zona de atracción del origen de estados. En síntesis, la existencia de un único x_e es una condición necesaria para establecer sobre éste estabilidad asintótica en forma global [9]. Estas nociones de estabilidad son propiedades intrínsecas deseables del punto de equilibrio x_e de un sistema dinámico caracterizado por la ecuación (7).

Método directo de Lyapunov: la característica principal de la teoría de estabilidad de Lyapunov expresa que el punto de equilibrio de un sistema dinámico autónomo como el caracterizado por la ecuación (7), es estable si su energía total es una función definida positiva continuamente decreciente hasta alcanzar un estado de equilibrio, el cual está asociado con el mínimo global de la energía total. De esta forma, la derivada temporal de esta función de energía (potencia del sistema) es definida negativa hasta alcanzar el llamado equilibrio. En síntesis, una función $V(x)$ para el equilibrio $x = 0 \in \mathbb{R}^n$ es una función candidata de Lyapunov de la ecuación (7) si $V: \mathbb{R}_+ x \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}_+$ si: $V(x)$ es una función definida positiva, radialmente no acotada y $\frac{\partial V(x)}{\partial x}$ y $\frac{\partial V(x)}{\partial t}$ son funciones continuas respecto a x. Según a estos conceptos, se tienen dos teoremas fundamentales para el estudio de estabilidad en el sentido de Lyapunov. El primero establece que el origen $x = 0 \in \mathbb{R}^n$ es un estado de equilibrio estable de la ecuación (7) si existe una función candidata de Lyapunov $V(x)$ con derivadas parciales continuas respecto a x y tal que su derivada temporal satisfaga $\frac{\partial V(x)}{\partial x} = \dot{V}(x) \leq 0 \; \forall \; t \geq 0 \; \forall \; x \in \mathbb{R}^n$. Si esto se cumple, entonces $V(x)$ es una función decreciente y las soluciones $x(t)$ de un sistema dado por la ecuación (7) están acotadas para toda condición inicial $x(0) = \in \mathbb{R}^n$. El segundo teorema establece que el origen $x = 0 \in \mathbb{R}^n$ es un estado de equilibrio estable en forma global de la ecuación (7) si existe una función candidata de Lyapunov $V(x)$ tal que su derivada temporal satisfaga $\dot{V}(0) = 0 \; \forall \; t \geq 0$ y $\dot{V}(x) < 0 \; \forall \; t \geq 0, \forall \; x \neq 0 \in \mathbb{R}^n$. Se cumple para la variable de estado $x(t)$ que $\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = 0$.

A-D Teorema de Lasalle

Dado un sistema por la ecuación (7) cuyo origen $x = 0 \in \mathbb{R}^n$, y aun cuando la función candidata de Lyapunov $V(x)$ representa una derivada temporal semidefinida negativa, en ciertos casos se puede demostrar estabilidad asintótica global. Un conjunto Ω es invariante para un sistema dinámico (7) si cada trayectoria que comienza en Ω permanece en $\Omega \; \forall \; t \geq 0$. En toda forma, cualquier punto de equilibrio estable es ejemplo de un conjunto invariante, siendo que ninguna trayectoria puede permanecer en forma indefinida en un punto distinto al de equilibrio estable. De esta forma, si es posible construir una función Lyapunov $(V(x))$, tal que sus derivadas a lo largo de las trayectorias del sistema son semidefinidas negativas, y no existe otra trayectoria del sistema que permanezca indefinidamente en puntos donde las derivadas se disipan; entonces el punto de equilibrio presenta estabilidad asintótica en forma global. Definiendo el conjunto Ω en base a la ecuación (8):

$$\Omega = \{x = \mathbb{R}^n : \dot{V}(x) = 0\} \qquad (8)$$

Si $x(0) = 0$ es la única condición inicial en Ω que cumple que $x(t) \in \Omega \; \forall \; t \geq 0$; el origen $x = 0 \in \mathbb{R}^n$ es un equilibrio asintóticamente estable en forma global [10].

B Características del control por par calculado

El algoritmo de control por par calculado pertenece a los controladores de movimiento, y presenta las siguientes características, alguna de las cuales se analizan con mayor detalle en la siguiente sección:

- A diferencia de otros controladores de este grupo, la ley de control por par calculado no exhibe de forma explícita el término lineal de un controlador del tipo PD (Proporcional – Derivativo).
- La estructura de control por par calculado hace uso de la dinámica de compensación en el lazo de retroalimentación; logrando de esta forma, linealizar y desacoplar la dinámica no lineal que caracteriza al robot manipulador en términos de las variables de estado (posiciones y velocidades articulares).
- En línea con el punto anterior, esta ley de control permite obtener una ecuación diferencial en lazo

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

cerrado de 2^{DO} orden lineal y autónoma en términos de las variables de estado $\left[\tilde{q}^T, \dot{\tilde{q}}^T\right]^T$.

- Las matrices de ganancia proporcional y derivativa $[K_p]_{nxn}$ y $[K_v]_{nxn}$ son simétricas, definidas positivas y diagonales; y se diseñan en base a que cada articulación responde a un sistema lineal de 2^{DO} orden con amortiguamiento crítico [11].
- El origen $\left[\tilde{q}^T, \dot{\tilde{q}}^T\right]^T = 0 \in \mathbb{R}^{2n}$ de esta ecuación diferencial es asintóticamente estable globalmente, y satisface el objetivo de control de movimiento en forma global, dado por la ecuación (1).
- En línea con el punto anterior, para cualquier error de posición inicial y de velocidad inicial $\tilde{q}(0) \in \mathbb{R}^n$ y $\dot{\tilde{q}}(0) \in \mathbb{R}^n$, se cumple la ecuación (1).

Esta ley de control se basa en el conocimiento del modelo dinámico del robot; que incluye las matrices $M(q), C(q,\dot{q}) y\, g(q)$. Los métodos de identificación paramétrica (mínimos cuadrados y regresión lineal) son una importante herramienta en este sentido [12].

II. Metodología

En esta sección se presenta una explicación conceptual del proceso metodológico utilizado para el estudio de la ley de control por par calculado. Prontamente se presentan los desarrollos matemáticos correspondientes.

A Proceso metodológico

Considerando las características centrales de este algoritmo, ya vistas con anterioridad, es que se propone un camino para la obtención del controlador (o par de control), establecer la correspondiente ecuación en lazo cerrado, llevar a cabo el análisis de estabilidad del origen del espacio de estados y, obtenidos $\tilde{q}$ y $\dot{\tilde{q}}$, proceder a la verificación del objetivo de control establecido por la ecuación (1). En caso afirmativo se estima concluido el proceso y se dan por aceptadas las entradas al mismo (Modelo Dinámico, Función de Lyapunov, Matrices de Diseño K_P y K_V y las trayectorias articulares deseadas). En caso de que no se cumpla, se rediseña el algoritmo.

El núcleo central bajo el cual opera este proceso es el de seguimiento de una trayectoria deseada en posición y velocidad articular [13]. Esta idea se plasma en que conocidos $q_d(t), \dot{q}_d(t)\ y\ \ddot{q}_d(t)\ \forall\ t \geq 0$, el modelo dinámico del robot y las matrices de ganancia; se propone una función candidata de energía de Lyapunov $\left(V(\tilde{q}, \dot{\tilde{q}}) > 0\right)$ definida positiva globalmente, radialmente desacotada, y tal que su derivada temporal (o potencia entregada al sistema) sea semidefinida negativa $\dot{V}(\tilde{q}, \dot{\tilde{q}}\,) \leq 0$. Bajo esta hipótesis, el par de control al que se arriba es el asegura que el origen del espacio de estados es un equilibrio estable y las trayectorias articulares están acotadas. Tal como se verá en el desarrollo posterior, y dado que la ecuación en lazo cerrado a la que se arriba con el soporte del modelo dinámico es de carácter autónoma, es posible aplicar el teorema de Lasalle, con lo que se prueba la estabilidad asintótica global del origen $\left[\tilde{q}^T, \dot{\tilde{q}}^T\right]^T = 0 \in \mathbb{R}^{2n}$. De esta forma, el par de control hallado es el que resuelve el objetivo de control de movimiento dado por la ecuación (1). La Figura 3 ilustra los aspectos centrales del proceso metodológico.

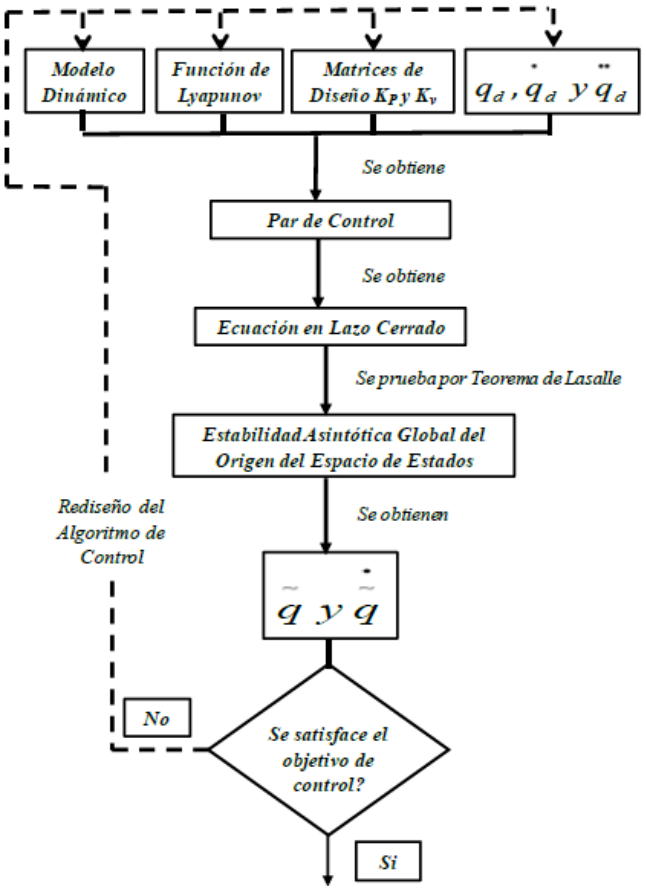


Fig. 3. Proceso metodológico para el análisis de la ley de control por par calculado en robots manipuladores.

B Desarrollo matemático

Los errores de posición, velocidad y aceleración articular, están dados por la ecuación (9).

$$\tilde{q}(t) = q_d(t) - q(t),\ \dot{\tilde{q}}(t) = \dot{q}_d(t) - \dot{q}(t)\ y\ \ddot{\tilde{q}}(t) = \ddot{q}_d(t) - \ddot{q}(t) \qquad (9)$$

La ecuación que modela la dinámica del robot sin el fenómeno de fricción se observa en la expresión (10).

$$\tau(t) = M(q)\ddot{q} + C(q,\dot{q})\dot{q} + g(q) \qquad (10)$$

Las matrices de diseño $\left[K_p\right] \in \mathbb{R}^{nxn}$ y $[K_v] \in \mathbb{R}^{nxn}$ son diagonales, simétricas y definidas positivas, por lo que adoptan la forma de ecuación (11).

$$\left[K_p\right]_{nxn} = \begin{bmatrix} K_{p1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & K_{p2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & K_{p3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & K_{p4} \end{bmatrix}_{nxn} \qquad (11)$$

$$[K_v]_{nxn} = \begin{bmatrix} K_{v1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & K_{v2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & K_{v3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & K_{v4} \end{bmatrix}_{nxn}$$

Se adopta la función candidata de Lyapunov definida positiva y radialmente desacotada en la ecuación (12).

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

$$V(\tilde{q},\dot{\tilde{q}}) = \frac{1}{2}[\dot{\tilde{q}}]^T_{1xn}[\dot{\tilde{q}}]_{nx1} + \frac{1}{2}[\tilde{q}]^T_{1xn}[K_p]_{nxn}[\tilde{q}]_{nx1} \quad (12)$$

Se obtiene la derivada temporal de V (ecuación (13)).

$$\dot{V}(\tilde{q},\dot{\tilde{q}}) = \frac{1}{2}\Big[[\ddot{\tilde{q}}]^T_{1xn}[\dot{\tilde{q}}]_{nx1} + [\dot{\tilde{q}}]^T_{1xn}[\ddot{\tilde{q}}]_{nx1} + [\dot{\tilde{q}}]^T_{1xn}[K_p]_{nxn}[\tilde{q}]_{nx1} + [\tilde{q}]^T_{1xn}[K_p]_{nxn}[\dot{\tilde{q}}]_{nx1}\Big]$$

Dado que:

$$[\ddot{\tilde{q}}]^T_{1xn}[\dot{\tilde{q}}]_{nx1} = [\dot{\tilde{q}}]^T_{1xn}\left[[\ddot{\tilde{q}}]_{nx1}\right]^T_{nx1} = [\dot{\tilde{q}}]^T_{1xn}[\ddot{\tilde{q}}]_{nx1}$$

$$[\dot{\tilde{q}}]^T_{1xn}[K_p]_{nxn}[\tilde{q}]_{nx1} = [\tilde{q}]^T_{1xn}[K_p]_{nxn}\left[[\dot{\tilde{q}}]^T_{1xn}\right]^T_{nx1} = [\tilde{q}]^T_{1xn}[K_p]_{nxn}[\dot{\tilde{q}}]_{nx1}$$

La derivada temporal de la función de Lyapunov queda según la ecuación (13).

$$\dot{V}(\tilde{q},\dot{\tilde{q}}) = \frac{1}{2}\Big[2[\dot{\tilde{q}}]^T_{1xn}[\ddot{\tilde{q}}]_{nx1} + 2[\tilde{q}]^T_{1xn}[K_p]_{nxn}[\dot{\tilde{q}}]_{nx1}\Big] \rightarrow$$

$$\dot{V}(\tilde{q},\dot{\tilde{q}}) = [\dot{\tilde{q}}]^T_{1xn}[\ddot{\tilde{q}}]_{nx1} + [\tilde{q}]^T_{1xn}[K_p]_{nxn}[\dot{\tilde{q}}]_{nx1} \quad (13)$$

Una forma de pensar el control por par calculado de manera $\dot{V}(\tilde{q},\dot{\tilde{q}}) \leq 0$, consiste en resolver cuál es el par de control τ que hace que $\dot{V}(\tilde{q},\dot{\tilde{q}})$ tome la forma de la expresión (14).

$$\dot{V}(\tilde{q},\dot{\tilde{q}}) = -[\dot{\tilde{q}}]^T_{1xn}[K_p]_{nxn}[\dot{\tilde{q}}]_{nx1} \quad (14)$$

Factorizando $[\dot{\tilde{q}}]^T_{1xn}$ en la expresión (14) y teniendo en cuenta que $[\dot{\tilde{q}}]^T_{1xn}[K_p]_{nxn}[\tilde{q}]_{nx1} = [\tilde{q}]^T_{1xn}[K_p]_{nxn}[\dot{\tilde{q}}]_{nx1}$, se obtiene la expresión (15):

$$\dot{V}(\tilde{q},\dot{\tilde{q}}) = [\dot{\tilde{q}}]^T_{1xn}\left[[\ddot{\tilde{q}}]_{nx1} + [K_p]_{nxn}[\tilde{q}]_{nx1}\right] \quad (15)$$

En esta última expresión se suma y se resta la expresión (14), dejando afuera del corchete el término negativo, con lo que se arriba a la ecuación (16):

$$\dot{V}(\tilde{q},\dot{\tilde{q}}) = [\dot{\tilde{q}}]^T_{1xn}\left[[\ddot{\tilde{q}}]_{nx1} + [K_p]_{nxn}[\tilde{q}]_{nx1}\right] \pm [\dot{\tilde{q}}]^T_{1xn}[K_p]_{nxn}[\dot{\tilde{q}}]_{nx1} \rightarrow$$

$$\dot{V}(\tilde{q},\dot{\tilde{q}}) = [\dot{\tilde{q}}]^T_{1xn}\left[[\ddot{\tilde{q}}]_{nx1} + [K_p]_{nxn}[\tilde{q}]_{nx1} + [K_p]_{nxn}[\dot{\tilde{q}}]_{nx1}\right] - [\dot{\tilde{q}}]^T_{1xn}[K_p]_{nxn}[\dot{\tilde{q}}]_{nx1} \quad (16)$$

Dado que se está buscando el par de control τ que hace que $\dot{V}(\tilde{q},\dot{\tilde{q}})$ tome la forma de la expresión (14); para que esto se cumpla, τ debe ser tal que anule el corchete de la expresión (16). Se debe cumplir la expresión (17).

$$[\ddot{\tilde{q}}]_{nx1} + [K_p]_{nxn}[\tilde{q}]_{nx1} + [K_p]_{nxn}[\dot{\tilde{q}}]_{nx1} = [0]_{nx1} \quad (17)$$

Para hallar el par de control τ, se obtiene $\ddot{\tilde{q}}$ de la dinámica del robot de la expresión (10), cuyo desarrollo se ve en la expresión (18).

$$\ddot{q}(t) = M^{-1}(q)[\tau - C(q,\dot{q})\dot{q} - g(q)]$$

$$\ddot{\tilde{q}}(t) = \ddot{q}_d(t) - \ddot{q}(t) \rightarrow$$

$$\ddot{\tilde{q}}(t) = \ddot{q}_d(t) - M^{-1}(q)[\tau - C(q,\dot{q})\dot{q} - g(q)] \quad (18)$$

Conforme al objetivo que se busca, se sustituye la ecuación (17) en la (18), obteniendo la ecuación (19), donde por simplicidad se omiten los subíndices del orden de las matrices.

$$\ddot{q}_d(t) - M^{-1}(q)[\tau - C(q,\dot{q})\dot{q} - g(q)] + K_p\tilde{q} + K_v\dot{\tilde{q}} = 0 \rightarrow$$

$$\left[\ddot{q}_d(t) + K_p\tilde{q} + K_v\dot{\tilde{q}}\right] + M^{-1}(q)[C(q,\dot{q})\dot{q} + g(q) - \tau] \quad (19)$$

Dado que la matriz I = M^{-1}(q) M(q), se sustituye ésta en la expresión (19), y se obtiene la expresión (20) para el par de control τ. Se ve que el par de control τ a obtener, está incluido en la ecuación (19), la cual es conforme al requerimiento que debe satisfacer $\dot{V}(\tilde{q},\dot{\tilde{q}})$.

$$M^{-1}(q)M(q)\left[\ddot{q}_d(t) + K_p\tilde{q} + K_v\dot{\tilde{q}}\right] + M^{-1}(q)[C(q,\dot{q})\dot{q} + g(q) - \tau] = 0 \rightarrow$$

$$M^{-1}(q)\left[M(q)\left[\ddot{q}_d(t) + K_p\tilde{q} + K_v\dot{\tilde{q}}\right] + [C(q,\dot{q})\dot{q} + g(q) - \tau]\right] = 0 \rightarrow$$

$$M(q)\left[\ddot{q}_d(t) + K_p\tilde{q} + K_v\dot{\tilde{q}}\right] + [C(q,\dot{q})\dot{q} + g(q) - \tau] = 0 \rightarrow$$

$$\tau = M(q)\left[\ddot{q}_d(t) + K_p\dot{q} + K_v\dot{\tilde{q}}\right] + C(q,\dot{q}) + g(q) \quad (20)$$

La ecuación (20) exhibe la 1[RA] propiedad de la ley de control por par calculado citada en la subsección 1.2; la cual muestra que el par de control τ no exhibe de forma explícita el término lineal de un controlador del tipo PD (Proporcional – Derivativo).
Para calcular la ecuación de lazo cerrado de esta ley de control, se iguala el par de control de la ecuación (20) con la expresión del par correspondiente a la dinámica del robot dada por la ecuación (10). Se obtiene así la ecuación (21):

$$M(q)\left[\ddot{q}_d(t) + K_p\tilde{q} + K_v\dot{\tilde{q}}\right] + C(q,\dot{q})\dot{q} + g(q) = M(q)\ddot{q} + C(q,\dot{q})\dot{q} + g(q) \rightarrow M(q)\left[\left(\ddot{q}_d(t) - \ddot{q}\right) + K_p\tilde{q} + K_v\dot{\tilde{q}}\right] = 0 \rightarrow \ddot{\tilde{q}} + K_v\dot{\tilde{q}} + K_p\tilde{q} = 0 \quad (21)$$

La ecuación obtenida admite la forma de un sistema dinámico lineal de la forma $\dot{x} = Ax$, donde x es el vector de estados dado por $[x]_{2nx1} = \begin{bmatrix}[\tilde{q}]_{nx1}\\ [\dot{\tilde{q}}]_{nx1}\end{bmatrix}_{2nx1}$ y A es una matriz con coeficientes reales constantes dada por $[A]_{2nx1} =$

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

$\begin{bmatrix} [0]_{nxn} & [I]_{nxn} \\ -[K_p]_{nxn} & -[K_v]_{nxn} \end{bmatrix}_{2nx1}$. La ecuación en lazo cerrado en forma matricial la da la expresión (22):

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} [\tilde{q}]_{nx1} \\ [\dot{\tilde{q}}]_{nx1} \end{bmatrix}_{2nx1} = \begin{bmatrix} [0]_{nxn} & [I]_{nxn} \\ -[K_p]_{nxn} & -[K_v]_{nxn} \end{bmatrix}_{2nx1} \begin{bmatrix} [\tilde{q}]_{nx1} \\ [\dot{\tilde{q}}]_{nx1} \end{bmatrix}_{2nx1} \quad (22)$$

La expresión (22) es una ecuación diferencial lineal y autónoma en términos de las variables de estado $[\tilde{q}^T, \dot{\tilde{q}}^T]^T$, y cuyo único estado de equilibrio es el origen del espacio de estados $[\mathbf{0}] \in \mathbb{R}^{2n}$. El par de control τ obtenido en la expresión (20), establece que la derivada temporal de la función de Lyapunov dada por la ecuación (14) sea semidefinida negativa. Como existe una función de Lyapunov estrictamente positiva y radialmente desacotada respecto a las variables de estado; y se cumple la ecuación (14) para su derivada temporal, se puede aplicar el teorema de Lasalle. Se define el conjunto Ω conforme a la ecuación (23):

$$\Omega = \left\{ x = \begin{bmatrix} [\tilde{q}]_{nx1} \\ [\dot{\tilde{q}}]_{nx1} \end{bmatrix}_{2nx1} \in \mathbb{R}^{2n} : \dot{V}(\tilde{q}, \dot{\tilde{q}}) = 0 \right\} \rightarrow$$

$$\Omega = \left\{ x = [\tilde{q}]_{nx1} \in \mathbb{R}^n, [\dot{\tilde{q}}]_{nx1} = [0]_{nx1} \in \mathbb{R}^n \right\} \quad (23)$$

Se desarrolla el conjunto invariante de las trayectorias más grandes que hacen que $\dot{V}(\tilde{q}, \dot{\tilde{q}}) = 0$, el cual se obtiene observando la dinámica del sistema en el conjunto Ω tal que $\ddot{\tilde{q}} = 0$. En este sentido, se infiere de la expresión (I) que $\dot{V}(\tilde{q}, \dot{\tilde{q}}) = 0 \leftrightarrow \ddot{\tilde{q}} = 0$. De la expresión anterior se infiere que $\ddot{\tilde{q}} = 0$. Sustituyendo estos valores en la ecuación de lazo cerrado (H) $\ddot{\tilde{q}} = -K_v\dot{\tilde{q}} - K_v\tilde{q}$, se infiere que $\tilde{q} = 0$. Por consiguiente, el origen del espacio de estados ($[\tilde{q}^T, \dot{\tilde{q}}^T]^T = [0] \in \mathbb{R}^{2n}$) es el único punto de equilibrio, y por el teorema de Lasalle se prueba estabilidad asintótica global para el mismo. Por lo tanto, se verifica el objetivo de control de movimiento dado por la expresión (1):

$$\lim_{t\to\infty} \dot{\tilde{q}} = 0 \;\&\; \lim_{t\to\infty} \tilde{q} = 0 \quad (1)$$

La ecuación de lazo cerrado (22) representa un sistema dinámico lineal multivariable desacoplado. En otras palabras, el comportamiento dinámico de los errores de posiciones articulares es llevado a cabo por medio de n ecuaciones diferenciales de 2DO orden desacopladas, y donde cada una de ellas es independiente de las otras. De esta manera, las matrices de diseño K_P y K_V se eligen de manera tal que cada articulación ofrezca una respuesta similar a un sistema de 2DO orden críticamente amortiguado, con frecuencia natural no amortiguada ω_i. Asimismo, ω_i establece la velocidad de respuesta de la articulación y, por consiguiente, la tasa de decaimiento exponencial de los errores $\tilde{q}$ & $\dot{\tilde{q}}$.
La ecuación (22) se corresponde con la de un sistema lineal de 2DO orden con denominador de la función de la transferencia; identidad en la expresión (24):

$$s^2 + 2\delta\omega_n s + \omega_n^2 \equiv s^2 + K_v s + K_p = 0 \quad (24)$$

Donde δ es el coeficiente de amortiguamiento y ω_n la frecuencia natural no amortiguada. Analizando la identidad (24), y asumiendo el amortiguamiento crítico (δ = 1), se obtienen las siguientes relaciones (25):

$$\omega_n^2 = K_p \rightarrow \omega_n = \sqrt{K_p}; 2\delta\omega_n = K_v \rightarrow 2\delta\sqrt{K_p} = K_v \rightarrow$$

$$\delta = \frac{K_v}{2\sqrt{K_p}}. Para\ \delta = 1 \rightarrow 1 = \frac{K_v}{2\sqrt{K_p}} \rightarrow K_v = 2\sqrt{K_p} \quad (25)$$

En este contexto y en función de lo expuesto, el formato matricial general de las matrices de de diseño K_P y K_V se refleja en la expresión (26):

$$K_p = Diag\{\omega_{1n}^2, \omega_{2n}^2, \dots, \omega_{mn}^2\}$$

$$K_v = Diag\{2\omega_{1n}, 2\omega_{2n}, \dots, 2\omega_{mn}\} \quad (26)$$

La Figura 4 muestra el diagrama de bloques de la ley de control por par calculado.

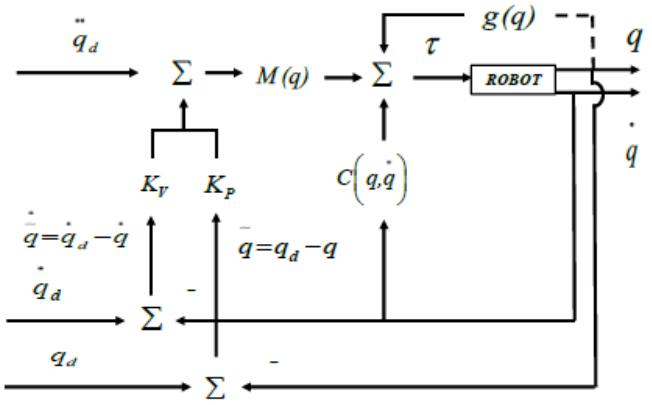


Fig. 4. Diagrama de bloques para el algoritmo de control por par calculado

III. Resultados

En esta sección se analiza el caso de estudio de un robot manipulador de 2 gdl, que se ve en figura (5). Los datos para la simulación son los siguientes: m_1 = 3kg; m_2 = 1,5kg; l_1 = 2m; l_2 = 1m. Las trayectorias deseadas para cada articulación: $q_{1d} = A\sin\left(\frac{2\pi t}{T}\right)$ & $q_{2d} = A\cos\left(\frac{2\pi t}{T}\right)$; con A = 0,20 y T = 4seg. Se diseña un controlador con amortiguamiento crítico (δ = 1); tiempo de asentamiento (± 5% del valor final); t_s = π/6seg. En sistemas de 2DO orden se da $t_s = \pi/\delta\omega_n$. Con δ = 1, se tiene ω_n = 6. Aplicando la ecuación (25), y asumiendo las mismas ganancias para las 2 articulaciones, es $K_P = (\omega_n)^2$ = 36 y $K_V = 2\sqrt{K_P} = 2\sqrt{36} = 12$. Las matrices de diseño son: $K_p = \begin{bmatrix} 36 & 0 \\ 0 & 36 \end{bmatrix}_{2x2}$ & $K_v = \begin{bmatrix} 12 & 0 \\ 0 & 12 \end{bmatrix}_{2x2}$.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

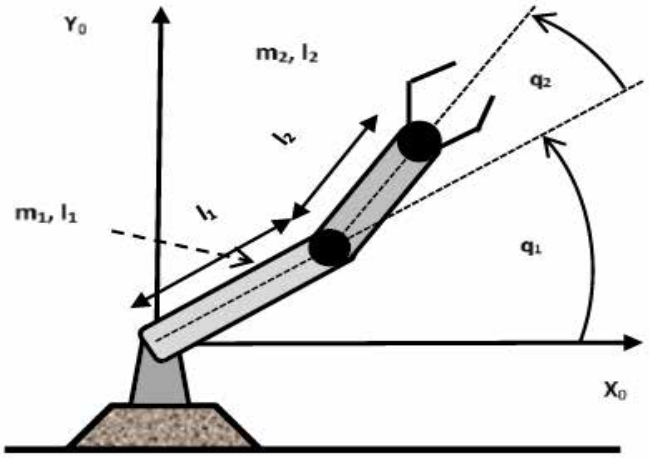


Fig. 5. Robot planar de 2 grados de libertad

Según a las etapas del proceso metodológico de Figura 3, inicia con el modelo dinámico, matrices de diseño, función de Lyapunov (ecuación (12)) y las trayectorias deseadas; se exhiben los resultados de una simulación de 6 seg de duración en las Figuras 6 a 12. El robot parte de una posición inicial para su extremo de X = 3m e Y = 0m en coordenadas cartesianas (espacio de trabajo), que se traduce en (0; 0,2) en coordenadas articulares. En el lapso de los 6 segundos, cada articulación intenta seguir las trayectorias deseadas q_{1d} y q_{2d}, como se ve en Figura 6. Para las 2 articulaciones la línea azul es la trayectoria deseada y la roja la obtenida.

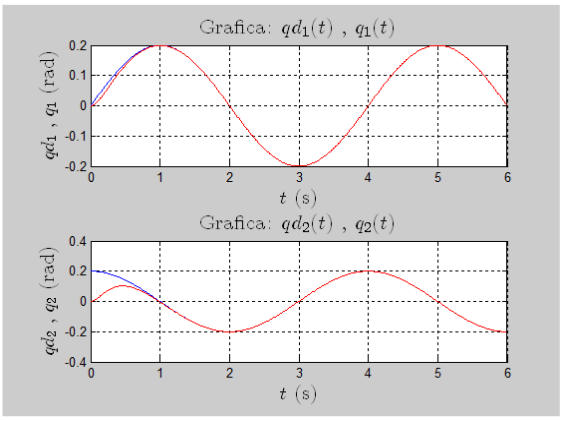


Fig. 6. Trayectorias deseadas vs trayectorias reales.

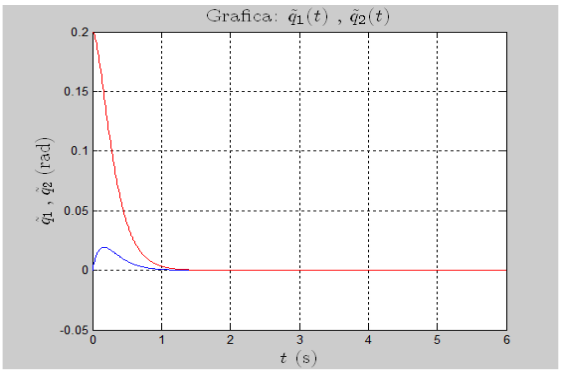


Fig. 7. Gráfica de los errores en ambas articulaciones.

De acuerdo al análisis de la Figura 6, se da que rápidamente ambos errores tienden asintóticamente a 0. Es decir, que la dinámica del error es la que se espera para una respuesta de amortiguamiento crítico δ = 1. La articulación 1 es la línea azul y la 2 es la roja.

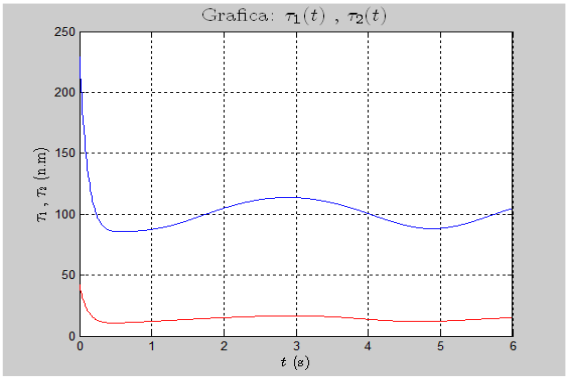


Fig. 8. Pares de control en ambas articulaciones.

En el gráfico de la Figura 8 se observa la evolución temporal de los pares de control; donde τ_1 (par en la articulación 1 en azul) es mayor que τ_2 (par en la articulación 2 en rojo), dado que la articulación 1 tiene que movilizar 2 eslabones, a diferencia de la articulación 2 que mueve 1 eslabón.

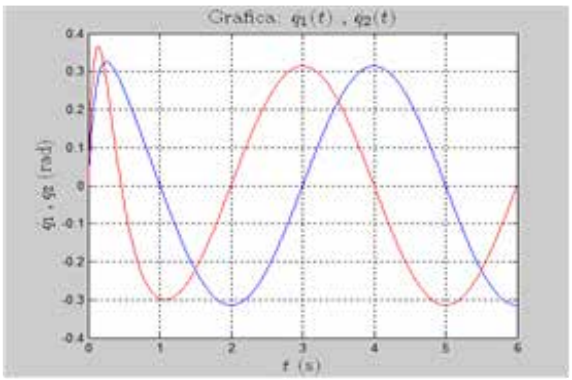


Fig. 9. Gráfica de las velocidades articulares obtenidas.

En el gráfico de la Figura 9 se muestran las velocidades articulares obtenidas en el periodo de los 6 segundos de proceso. Se observa como $\dot{q}_1$ (en azul) sigue una curva cosenoidal, anulándose en t = 1seg y t = 3seg (cos π/2) y (cos 3/2π), respectivamente. Cabe un análisis similar a $\dot{q}_2$ (en rojo), que sigue una curva senoidal y se anula en t = 2seg y t = 4seg (sen π) y (sen 2π).

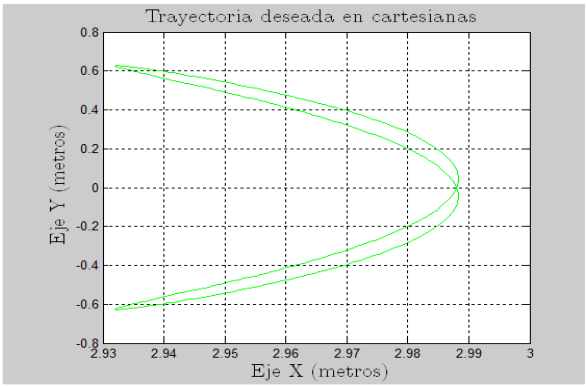


Fig. 10. Trayectoria deseada en coordenadas cartesianas

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

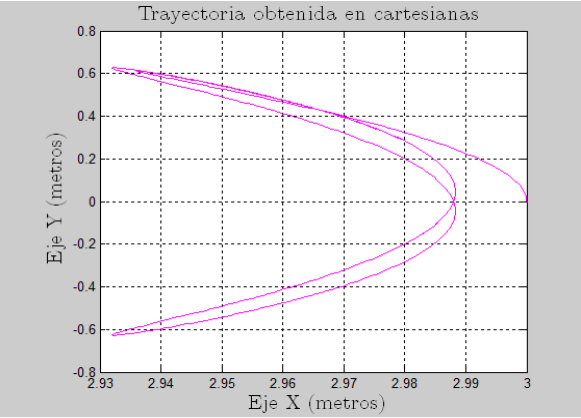


Fig. 11. Trayectoria obtenida en coordenadas cartesianas

En los gráficos de las figuras 10 y 11 se denotan las trayectorias deseadas y obtenidas del robot en su espacio de trabajo, en el lapso de simulación de 6 segundos. En t = 0seg, la figura 10 muestra que el extremo tiene coordenadas X = 2,98m e Y = 0,199m; esto se debe a que el eslabón 2 se encuentra levemente levantado un ángulo de 0,2rad = 11,459°. Entonces X = 2 + 1.cos (11,459°) = 2,98m; e Y = 1. sen (11,459°) = 0,199m. Por su parte, la figura 11 muestra con condiciones iniciales nulas ($q_1 = 0$ y $q_2 = 0$), que el efector terminal está en X = 3m e Y = 0m en el espacio cartesiano. Al transcurrir el tiempo, se visualiza como el extremo se orienta hacia la trayectoria deseada de figura 10.

Se destaca que el desplazamiento inicial del extremo hacia la trayectoria deseada es el que requiere de mayores pares, como se observa en la Figura 8.

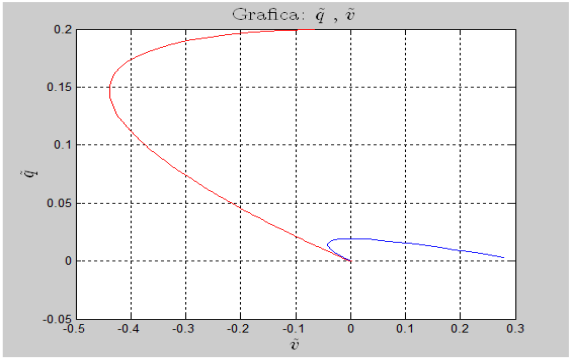


Fig. 12. Plano fase para errores de posición y velocidad

De acuerdo con el último gráfico, se denota que el sistema en torno al punto de equilibrio se ejerce una atracción sobre las señales de velocidad articular y posición articular hacia el origen del espacio de estados (0°,0°/s) para ambas articulaciones. El atractor conduce necesariamente al error de posición y velocidad articular de las 2 articulaciones hacia origen del espacio de estados sin considerar las condiciones iniciales, por lo que este origen es globalmente asintóticamente estable. Dado que la condición inicial está en la zona de atracción del punto de equilibrio, el atractor captura las variables de estado $\tilde{q}, \dot{\tilde{q}}$ en la línea de tiempo, hasta que se encuentren en las proximidades del punto de equilibrio [14].

IV. Conclusiones y Futuras Líneas de Investigación

Se presentan las conclusiones del presente trabajo, en donde se plantea el desarrollo de un proceso metodológico para el caso de estudio con la técnica por par calculado. A partir de la función candidata de Lyapunov definida positiva global y radialmente desacotada, para la obtención del par de control y de la ecuación en lazo cerrado lineal y autónoma. Esta ecuación es un sistema lineal multivariable desacoplado, con ecuaciones independientes. Para matrices de diseño K_P y K_V definidas positiva al origen de esta ecuación en lazo cerrado expresada en términos del vector de estados $\tilde{q}\ y\ \dot{\tilde{q}}$, es asintóticamente estable en forma global. Se complementó este estudio con el diagrama plano fase en los errores de velocidad y posición. Se presentó un caso de estudio de un robot de 2gdl, y se analiza la respuesta del dispositivo en base a distintas gráficas; y las futuras líneas de investigación se están investigando los métodos de identificación paramétrica como regresión y mínimos cuadrados. Realizar distintas simulaciones para otras condiciones iniciales y distintos parámetros físicos. Se estudia la implementación de controles con retroalimentación dinámica del vector de estados.

V. Referencias

[1] A Review of Fundamentals of Lyapunov Theory.Chutiphon Pukdeboon. The Journal of Applied Science, [2011] Vol. 10 No. 2.

[2] Barrientos, Antonio; Peñín, Luis Felipe; Balaguer Carlos y Aracil Rafael. “Fundamentos de Robótica”. Ed. McGraw Hill. Madrid, 2007.

[3] Kelly, R., “Control de Robots Manipuladores”. Ed. Pearson Prentice Hall, España, 2003.

[4] Strict Lyapunov functions for control of robot manipulators. Santibáñez, V., Kelly,R Automatica Volume 33, Issue 4, April 1997, Pages 675-682.

[5] Strict Lyapunov functions for homogeneus finite-time second-order systems. Cruz-Zavala, e., Sanchez, T., Moreno, J. A., Nuño, E. IEEE conference on decisión and control (CDC). 2018.

[6] Ollero Baturone, A. “Robótica. Manipuladores y Robots Móviles”. Ed. Marcombo, España, 2001.

[7] Poliak, B., “Lyapunov Functions: An Optimization Theory Perspective”. IFAC 2017

[8] M. Piórek, “Analysis of Chaotic Behavior in Non-linear Dynamical System”, 1st Edition, Ed. Springer International Publisher, 2019. ISBN: 9783319948874

[9] Reyes Cortés, F., “Robótica – Control de Robots Manipuladores”. Ed. Alfaomega, México, 2011.

[10] Reyes Cortés, F., “Mecatrónica, Control y Automatización”. Ed. Alfaomega, México, 2013.

[11] Saltaren, R., “Robótica Aplicada. Analisis y Diseño de Robots Paralelos y Seriales con Matlab”. Ed. Dextra, 2014.

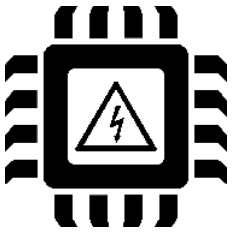
[12] Salgado, E. M., “Analisis de sistemas lineales”. Ed. Pearson, 2005.

[13] M. W. Spong, S. Hutchinson, M. Vidyasagar, “Robot Modeling and Control”, 2nd Edition, Ed. John Wiley and sons, 2020. ISBN: 9781119523994

[14] Hossian, A., Merlino, H. Carabajal, R., y Alveal, E. “Análisis e implementación de una ley de control de trayectoria para un robot manipulador industrial. Un enfoque basado en el control de movimiento”. XV Congreso Iberoamericano de Ingeniería Mecánica. CIBIM 2025. Concepción, Chile.

Eje Temático

Aplicaciones en Seguridad



AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Detector de gas metano para Red de Sensores Inalámbricos en casas inteligentes

Héctor Hugo Mazzeo
Docente-Investigador Centro CODAPLI
UTN-Facultad Regional La Plata
La Plata, Argentina
hugo.maz@frlp.utn.edu.ar

José Antonio Rapallini
Director Centro CODAPLI
UTN-Facultad Regional La Plata
La Plata, Argentina
rapallini@frlp.utn.edu.ar

Cristian Córdoba
Estudiante Ingeniería en Energía Eléctrica
UTN-Facultad Regional La Plata
La Plata, Argentina
cristiancordoba22@hotmail.com

Johanatan Bernaglia
Estudiante Ingeniería en Energía Eléctrica
UTN-Facultad Regional La Plata
La Plata, Argentina
jbernaglia@alu.frlp.utn.edu.ar

Valentín Espinoza
Estudiante Ingeniería en Energía Eléctrica
UTN-Facultad Regional La Plata
La Plata, Argentina
vespinosa@alu.frlp.utn.edu.ar

Lautaro Martínez
Estudiante Ingeniería en Energía Eléctrica
UTN-Facultad Regional La Plata
La Plata, Argentina
lautarodido@gmail.com

***Resumen*—Este artículo describe la implementación de una red de sensores inalámbricos para hogares inteligentes, demostrando parcialmente el desarrollo de uno de los nodos que posteriormente se conectará al concentrador de red. El proyecto forma parte de una investigación aplicada diseñada para experimentar con diversas tecnologías y protocolos de comunicación en diferentes partes del sistema y apoyar la enseñanza de estos temas.**

Este trabajo estudiantil busca proporcionar una herramienta sencilla y económica para prevenir accidentes domésticos derivados de fugas de gas metano. Surge de la necesidad de proteger la vida de las personas ante posibles fugas de gas metano en viviendas y espacios cerrados. El metano es altamente inflamable y puede causar explosiones o asfixia si no se detecta a tiempo. El proyecto busca ofrecer una solución sencilla y económica para la detección temprana de concentraciones peligrosas de metano, permitiendo una acción rápida y previniendo accidentes.

.

Palabras clave—sensor, metano, hogar, seguridad, red.

I. Introducción

Se denomina Red de Sensores Inalámbrica (WSN – Wireless Sensor Network), al conjunto de dispositivos autónomos, interconectados entre sí y distribuidos espacialmente en un entorno, capaces de tomar datos del medio, procesarlos y transmitirlos al resto de la red. En muchos casos estos dispositivos son capaces tanto de captar información como de actuar sobre el medio, pudiendo incluir además de sensores, actuadores.

La posibilidad de incorporar esos datos del entorno a una red global, accesible para todos, se conoce con el nombre de Internet de las Cosas, pues se pretende que sea Internet la red que sirva de soporte para toda esa información generada. De esta forma quien lo precise puede acceder a esa información con ciertas limitaciones.

En las tendencias actuales como son los ambientes del Internet de las Cosas (IoT), se propone que los dispositivos se conecten y puedan detectar/comunicar datos de su entorno [1]. Se espera que esto genere redes con cantidades de nodos mucho más grandes, por lo tanto, es importante utilizar un método eficiente y escalable para recopilar información de Redes de Sensores Inalámbricos de altas densidades. De igual manera, muchas de estas implementaciones requieren que los de datos recopilados por los sensores sean enviados hacia aplicaciones que se encuentran en una infraestructura de red tradicional, por ejemplo: redes LAN, redes empresariales, Internet, etc. Este motivo implica que la integración de las WSN a redes TCP/IP sea un tema abierto para su desarrollo tomando en cuenta que las Redes de Sensores Inalámbricos cuentan con recursos limitados en hardware y software en sus nodos finales, por lo que la utilización de protocolos TCP/IP a nivel de capa de red en los nodos no es siempre factible. Actualmente los protocolos de comunicación de las redes de sensores inalámbricas se caracterizan por su limitación en la conexión a Internet. Dos de los protocolos más utilizados como ZigBee y WiFi tienen limitaciones en cuanto a costos de los nodos para el primero y excesivo consumo de potencia para el segundo. Una alternativa superadora en este aspecto es el protocolo LoRa. Una serie de líderes de la industria IT crearon “LoRa Alliance” con el objetivo de desarrollar una nueva tecnología para lograr una comunicación de dispositivos IoT de forma más eficiente [2].

LoRa (LOng RAnge) es una tecnología de transmisión inalámbrica desarrollada en Francia y adquirida y patentada por la compañía Semtech. Esta tecnología permite comunicar datos a muy larga distancia, con bajo consumo de energía (~100mW) y puede alcanzar 2 km en área urbana y más de 10 km en área rural.

LoRa es un protocolo de comunicación de radio de baja potencia para el IoT. Su propósito es conseguir establecer conexiones de largo alcance. Estas comunicaciones están enfocadas para pequeños dispositivos IoT o M2M que desean transmitir poca información y por tanto sin necesidad de grandes velocidades, pero con la intención de emplear el menor consumo de energía para así poder tener un mayor tiempo de vida con pequeñas baterías.

Su intención es establecer una red de dispositivos conectados o nodos los cuales establecerán un enlace inalámbrico con un elemento más potente capaz de comunicarse con todos estos elementos de manera gestionada. Este elemento toma el nombre de gateway. A su vez, este gateway será capaz de comunicarse por otro método de red, con mayor ancho de banda y transmitir toda la información de estos dispositivos a aquellos elementos que la soliciten.

Desde el punto de vista tecnológico, LoRa proporciona receptores con una alta sensibilidad, lo que hace que no sea necesario transmitir con potencias altas (<20dBm).

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

La tecnología LoRa tiene un enorme atractivo tanto a nivel de desarrollo tecnológico como de inmediata aplicación industrial. Sin embargo, una de las limitaciones de dicha tecnología es que se orienta a aplicaciones en las que la tasa de transmisión es baja, es decir, se va a utilizar típicamente para controlar una alarma anti-incendios, posibles malfuncionamientos de electrodomésticos, etc.

En este tipo de aplicaciones, el dispositivo se va a encontrar normalmente en un estado de bajo consumo, sin actividad ni acceso a la red.

Mientras que LoRa es la tecnología de transmisión, LoRaWan es una especificación para redes de bajo consumo y área amplia LPWAN (Low Power Wide Area Network). Es una conexión entre dispositivos LoRa y gateways e Internet.

La especificación LoRaWAN define la capa de control de acceso al medio (MAC) para LPWAN. LoRaWAN se implementa en la parte superior de la capa física LoRa y especifica el protocolo de comunicaciones y la arquitectura de red.

La arquitectura de red LoRaWAN utiliza una topología de estrella en la que cada nodo final se comunica con una o varias puertas de enlace que se comunican con el servidor de red [3] [4] (Fig. 1).

El protocolo LoRa tiene cuatro elementos de red:

- Los nodos finales: recopilan datos del sensor, lo transmiten en forma inalámbrica a una o compuerta (gateway) y también reciben comunicaciones desde el servidor de aplicaciones.
- El concentrador o compuerta (gateway): actúa como un puente transparente y retransmite los datos bidireccionales entre los nodos finales y los servidores.
- El servidor de red: se conecta a una o varias compuertas a través de una conexión TCP/IP segura, ya sea por cable o inalámbrica; elimina los mensajes duplicados; decide qué compuerta debe responder a un mensaje de nodo final y gestiona el nodo final, las velocidades de transmisión de datos con una velocidad de datos adaptable, maximizando la capacidad de la red y extendiendo la vida útil de la batería del nodo final.
- El servidor de la aplicación: recopila y analiza los datos de los nodos finales y determina las acciones del nodo final.
- La comunicación de extremos normalmente es bidireccional, pero LoRa también admite el funcionamiento de multidifusión para funciones tales como actualizaciones de software.

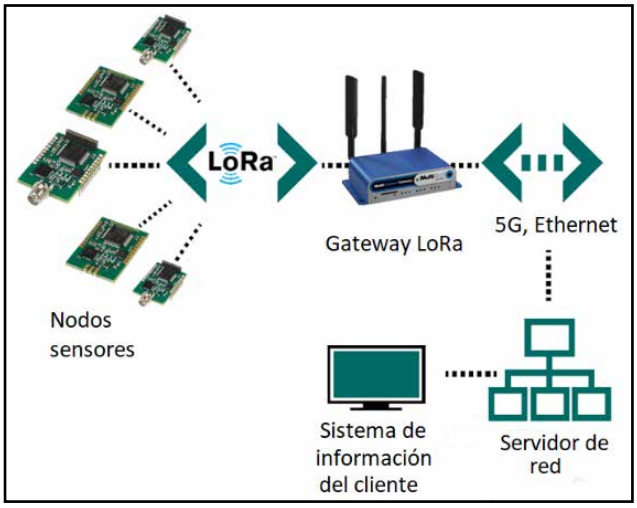


Fig. 1. Elementos de una red LoRaWAN

II. Objetivos y planteo del proyecto

En particular, el desarrollo de uno de los nodos consiste en un detector de gas metano y fue realizado como proyecto de cátedra por alumnos de Ingeniería en Energía Eléctrica, el cual busca brindar una herramienta sencilla y económica para prevenir accidentes domésticos derivados de fugas de gas metano.

El trabajo nace de la necesidad de proteger la vida de las personas ante posibles fugas de gas metano en viviendas y ambientes cerrados. El metano es altamente inflamable y puede causar explosiones o asfixia si no se detecta a tiempo. Este proyecto apunta a ofrecer una solución simple y de bajo costo para la detección temprana de concentraciones peligrosas de metano, permitiendo actuar rápidamente y evitar accidentes.

El metano es un gas incoloro, inodoro (cuando es puro) y altamente explosivo cuando se mezcla con aire en concentraciones entre 5% y 15% en volumen. La detección de metano se realizará mediante sensores de bajo costo y buena sensibilidad, que detecten concentraciones de metano entre 200 ppm y 10.000 ppm y entreguen una salida analógica proporcional a la concentración de gas.

A. Objetivos del trabajo

Como objetivos del proyecto se plantearon las siguientes cuestiones:

- Detectar niveles peligrosos de gas metano en ambientes cerrados.
- Alertar a las personas mediante alarmas visuales y sonoras.
- Cortar el suministro de gas cuando los niveles superan el umbral permitido.
- Ofrecer una herramienta accesible y fácil de usar para prevenir accidentes.

B. Especificaciones

El sistema debe monitorear constantemente la concentración de metano y activar alarmas cuando los niveles superen los valores seguros (Tabla I).

Se utilizará un sensor de gas conectado para alertar a los usuarios y una electroválvula de que cortará el suministro de gas.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

TABLE I. CONCENTRACIÓN DE METANO EN PPM

Concentración de metano	Porcentaje	Efecto	Recomendación
<1000 ppm	<0,1%	Nivel seguro para la salud	Sin acción necesaria
1000-5000 ppm	0,1%-0,5%	Posible indicio de fuga leve	Monitorear y ventilar
5000-50.000 ppm	0,5%-5%	Riesgo de asfixia (umbral de emergencia)	Activar alarma y corte automático
50.000-150.000 ppm	5%-15%	Peligro de explosión	Evacuar y cortar suministro de gas
>150.000 ppm	>15%	Ambiente muy peligroso/sin oxígeno	Ambiente inhabitable-intervención urgente

Un controlador leerá continuamente la salida analógica del sensor de gases. Si la concentración de metano supera un umbral (por ejemplo, 1000 ppm), el sistema activará una alarma sonora y visual.

III. DESARROLLO DEL PROYECTO

Se utiliza una red de Petri para modelar el comportamiento del sistema de detección y respuesta ante una fuga de gas metano utilizando la misma, para que represente los diferentes estados y transiciones del sistema.

En la red de Petri de la Fig. 2 se representa la secuencia lógica del proyecto.

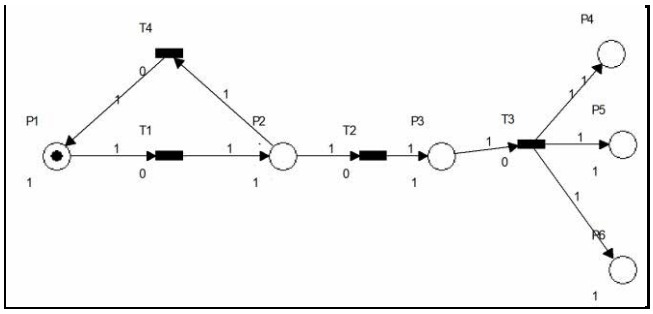


Fig. 2. Red de Petri del sistema de control

El primer sitio, p1, representa la entrada de los valores de gas metano en el ambiente que ingresarán al procesador, el cual está representado por p2. La transición t1 y el sitio p2 representan el cálculo de la concentración de gas metano a partir de la medición mencionada. Aquí se produce una bifurcación. Si no se supera el umbral establecido de 100 ppm, el sistema direccionará hacia t4 para luego volver a p1, reiniciando la medición. Si de la medición surge que se supera el umbral de 1000 ppm, el sistema direccionará hacia t2 y p3 lo que se dividirá en 3 arcos a partir de la transición t3, habilitando por un lado a p4, otro habilita p5 y por último se habilita p6. Dichas acciones generarán una alarma visual y otra luminosa, así como también la señal que cierra el paso de gas.

En la Fig. 3 se presente un diagrama en bloques con los elementos que se utilizarán en un prototipo.

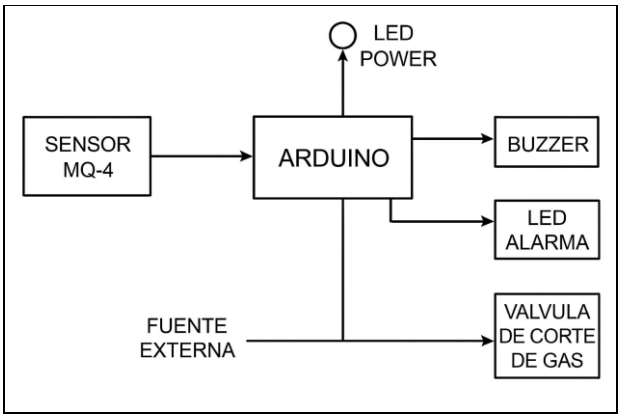


Fig. 3. Diagrama de bloques del sistema completo

En la Fig. 4 se muestra el circuito basado en una placa de desarrollo Arduino Uno [5] [6] y sensor y actuadores con las siguientes funciones:

- Arduino Uno: Procesa la señal, compara con el umbral y toma decisiones.
- Sistema de alarma: LED y Buzzer que se activan cuando se detecta una fuga.
- Sistema de corte: Transistor + electroválvula para cortar el suministro de gas.

Se realizó una simulación del circuito en Tinkercad. Como el simulador no dispone de una válvula adecuada, se representó con un servomotor que cumple la misma función.

El funcionamiento del circuito en el software de simulación se puede observar en [7] donde también figura el código de control.

A. Elementos de hardware principales a utilizar

En el circuito se pueden identificar:

- Electroválvula solenoide para gas ½¨, 12v, 0,5A normal abierta, presión de trabajo 0 – 0.5 bar (Fig. 5).

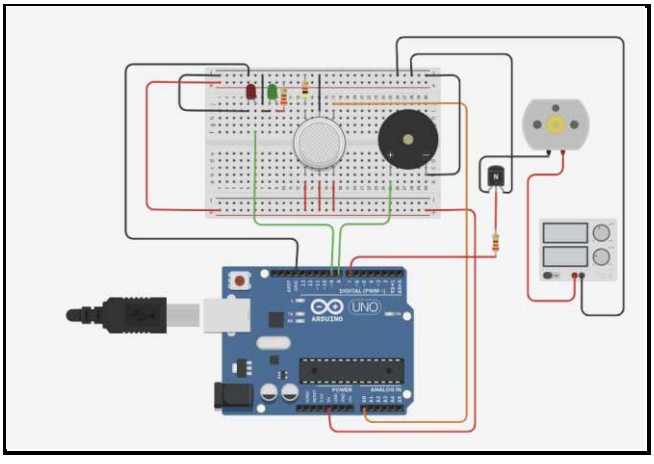


Fig. 4. Diagrama del circuito simulado en Tinkercad

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025



Fig. 5. Electroválvula solenoide

- Sensor MQ-4 conectado a pin A0 del Arduino para 5V de alimentación y 122mA de consumo (Fig. 6). Salida digital y analógica. En el mercado se consigue este sensor con módulo electrónico incorporado, siendo sus pines: A0 salida analógica; D0 salida digital; GND y VCC. En la simulación en Tinkercad el sensor es de 6 pines ya que el programa en cuestión no posee dicho sensor con módulo electrónico incorporado, por eso varía su conexión [8].

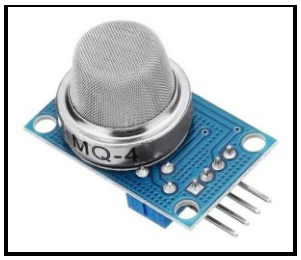


Fig. 6. Sensor de gases MQ-4

B. *Secuencia lógica de funcionamiento*

- Iniciar sistema.
- Leer valor analógico del sensor MQ-4. - Convertir lectura a ppm aproximadas.
- Si la concentración supera el umbral.
- Activar LED (alarma visual)
- Activar Buzzer (alarma sonora)
- Activar transistor → cerrar electroválvula (cortar gas)
- Repetir el monitoreo en bucle.

IV. Conclusiones

El sistema desarrollado intenta demostrar la viabilidad de implementar una solución sencilla, económica y eficiente para la detección de gas metano en ambientes cerrados. Mediante el uso de un sensor MQ-4 y una plataforma Arduino, se logró diseñar un dispositivo capaz de monitorear en tiempo real la concentración de gas, emitir alertas sonoras y visuales ante la detección de niveles peligrosos, y cortar automáticamente el suministro de gas a través de una electroválvula.

Este proyecto contribuye significativamente a la seguridad doméstica, ofreciendo una herramienta de prevención ante posibles fugas de gas que podrían derivar en situaciones de riesgo. La integración del hardware y el software permitió crear un sistema confiable, accesible y fácil de implementar, con potencial de aplicación en viviendas, pequeñas instalaciones industriales o comercios.

En definitiva, la propuesta no solo cumple con los objetivos planteados, sino que también evidencia el valor de las tecnologías abiertas y la electrónica aplicada en la resolución de problemas concretos vinculados a la seguridad.

Como ya fue dicho, habrá que implementar este detector como un nodo inalámbrico para la red de sensores, por lo cual habrá que reemplazar la placa Arduino I por una con conexión inalámbrica (por ejemplo ESP8266) para realizar la conexión a la red Wi-Fi del hogar y de esa manera, enviar alertas a un celular o generar el registro de concentraciones en forma de archivo histórico y compartirlo a través de la red.

Otros trabajos de cátedra ya desarrollados que servirán para implementar nodos de la red de sensores son: “Control de temperatura e iluminación para una habitación”, “Sistema de climatización en ambientes domésticos” y “Sistema medidor de CO2 en ambientes cerrados”.

Referencias

[1] DaCosta, Francis. Rethinking the Internet of Things: a scalable approach to connecting everything. Apress, 2013.

[2] Sistema de comunicación para la implementación de redes inalámbricas de sensores, WICC 2018, pág. 982. Archivo digital: descarga y online ISBN 978-987-3619-27-4.

[3] Lutokhin. Applications of Wireless Sensor Networks in Next Generation Networks. Proceedings of International Telecommunication Union (ITU), 28. February 2014.

[4] Stalling, William. Comunicaciones y Redes de Computadoras, Pearson 7ª edición, 2016.

[5] Documentación oficial Arduino: https://www.arduino.cc/reference/en/

[6] Manuales de programación Arduino: http://arduinobot.pbworks.com/f/Manual+Programacion+Arduino.pdf C

[7] Link simulación Tinkercad: https://www.tinkercad.com/things/b7WPccSvt1B-sensor-gas-con-corte-automaticorev4?sharecode=NKBaU0G4LLJjePof9asbYOW29X9xDOxLRWGpYBM7i5A

[8] Manual sensor MQ-4: https://www.winsen-sensor.com/d/files/MQ-4.pdf

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Arquitectura de Seguridad para Sistemas de Automatización Basados en RS-485 con Gestión Segura de Claves

Arlet Montiel Ramos
dept. automática
CIDNAV
Cuba, La Habana
montielarlet@gmail.com

Yadeneibys Pons Bouly
dept. electrónica
CIDNAV
Cuba, La Habana
yadeneivisp@gmail.com

Beatriz Gross Hernández
dept. electrónica
CIDNAV
Cuba, La Habana
beatrizgh0127@gmail.com

Edenis Uranga Estevez
dept. electrónica
CIDNAV
Cuba, La Habana
urangaestevez@gmail.com

***Resumen*— El protocolo RS-485 se utiliza ampliamente en la automatización industrial debido a su resistencia al ruido y su capacidad para operar a largas distancias. Sin embargo, su diseño original no incluye mecanismos de seguridad, lo que lo hace vulnerable a ataques como la interceptación, la suplantación de identidad y el denegación de servicio (DoS, por sus siglas en inglés). Este estudio analiza estas vulnerabilidades y propone un esquema de seguridad basado en cifrado AES-128 y autenticación HMAC-SHA256, implementado en microcontroladores de bajo coste (STM32 y ESP32). Los resultados experimentales demuestran que estas técnicas reducen los ataques de suplantación de identidad en un 95%, con solo un aumento del 15% en la latencia, lo que las hace viables para aplicaciones industriales en tiempo real.**

Palabras claves*— *RS-485, AES-128, HMAC-SHA256, seguridad en sistemas embebidos.

I. Introduction

Las redes industriales basadas en el estándar RS-485 constituyen un elemento de importancia para los sistemas de Supervisión, Control y Adquisición de Datos (SCADA), automatización de plantas industriales y control de procesos críticos debido a su robustez, inmunidad al ruido y capacidad para comunicaciones multipunto a larga distancia [1], [2]. No obstante, su naturaleza abierta y la carencia de protocolos de seguridad integrados las convierten en un objetivo vulnerable frente a ciberataques. Incidentes como el ataque a una planta de tratamiento de agua en Florida 2021 [4], donde actores malintencionados lograron manipularon valores de sensores, evidencian la necesidad de implementar medidas de protección robustas en este tipo de infraestructuras.

Este trabajo de investigación se centra en el problema antes planteado y establece tres objetivos principales: identificar y analizar las vulnerabilidades más críticas inherentes a las redes RS-485, proponer un modelo de seguridad adaptable a microcontroladores de bajo costo, y demostrar la metodología del protocolo de cifrado y autenticación a implementar.

II. Vulnerabilidades en redes RS-485

El principal riesgo de las redes RS-485 es la falta de confidencialidad e integridad en las comunicaciones [5]. Un atacante con acceso físico al bus puede realizar *eavesdropping* mediante un simple analizador lógico, obteniendo datos sensibles como contraseñas o parámetros de control [6], [7], [8]. Peor aún, el *spoofing* permite inyectar comandos falsos, como apagar máquinas o alterar lecturas de sensores, sin que los dispositivos legítimos detecten la intrusión[8], [9],[10] . Otro problema es el bus *flooding*, donde un dispositivo malicioso satura el bus con tramas basura, provocando fallos en la comunicación [6, 8], [9]. Estos ataques son posibles porque el estándar RS-485 no incluye autenticación ni encriptación, confiando en que el entorno industrial sea físicamente seguro (supuesto que ya no es válido en la era del IoT) [8]. Estudios como el NIST SP 800-82 confirman que los incidentes en sistemas de control industrial explotan vulnerabilidades en protocolos de campo como RS-485 y Modbus RTU [11], debido a su falta de autenticación, cifrado y control de acceso [12].

En los siguientes diagramas se ilustran cómo un atacante puede explotar las vulnerabilidades (Figura 1) y qué contramedidas (Figura 2) se pueden implementar para crear una "zona de seguridad".

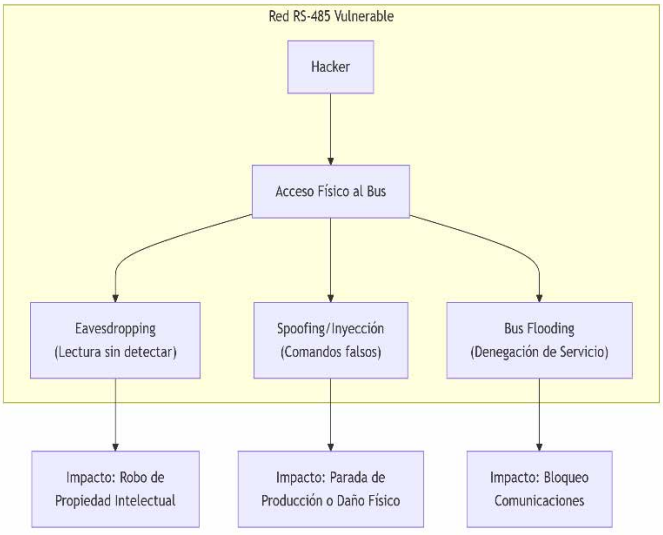


Fig. 1 Diagrama de ataques en una Red RS-485.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

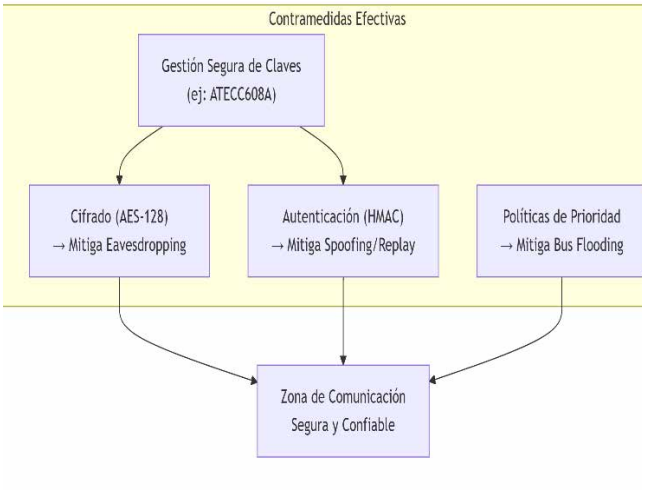


Fig. 2 Diagrama de contramedidas en una Red RS-485.

El diagrama muestran que la seguridad en RS-485 no se resuelve con una sola medida. Requiere una defensa en profundidad que combine:

- Cifrado para la confidencialidad.
- Autenticación para la integridad y la autenticidad.
- Buenas prácticas de red (segmentación, firewalls) para limitar el acceso físico lógico.
- Hardware seguro para proteger las claves criptográficas.

III. Técnicas de Encriptación y Autenticación

Para proteger las comunicaciones RS-485, se requieren protocolos de seguridad que equilibren robustez y bajo consumo computacional. Una solución efectiva es el algoritmo AES-128, que encripta los datos con una clave simétrica, añadiendo solo 2.5 ms de latencia por trama en un STM32F4 [13], [14]. Para garantizar la integridad, se implementa HMAC-SHA256 [15], que genera un código de autenticación (MAC) basado en una clave secreta, detectando cualquier modificación en los datos[15]. En aplicaciones más críticas, puede adaptarse TLS/SSL simplificado, aunque su *overhead* computacional lo hace menos eficiente para microcontroladores básicos [16]. Un desafío clave es la gestión segura de claves, que puede resolverse con chips dedicados como el ATECC608A, diseñado para almacenar claves en hardware y resistir ataques físicos. Según [17] estas técnicas reducen considerablemente los riesgos de *spoofing*, siempre que se combine encriptación, autenticación y rotación periódica de claves.

Las técnicas antes mencionadas se aplican en una trama de datos para ser transmitidas de forma segura, para ello se implementa el principio de *Encrypt-then-MAC*, como se muestra en el diagrama de la Figura 1 donde:

1. **Cifrado:** Los datos originales (plano) se cifran con el algoritmo AES-128 utilizando una clave simétrica (K1). Esto garantiza la confidencialidad.

2. **Generación del MAC:** Sobre los *datos ya cifrados* se calcula un código HMAC-SHA256 utilizando una segunda clave (K2). Usar los datos cifrados para el MAC protege tanto la integridad de los datos como su confidencialidad. Es crucial usar una clave diferente para el cifrado y el MAC.

3. **Transmisión:** La trama que se envía por el bus RS-485 es la combinación de los datos cifrados y el código MAC. El receptor realizará el proceso inverso: verificará el MAC primero y, si es válido, descifrará los datos.

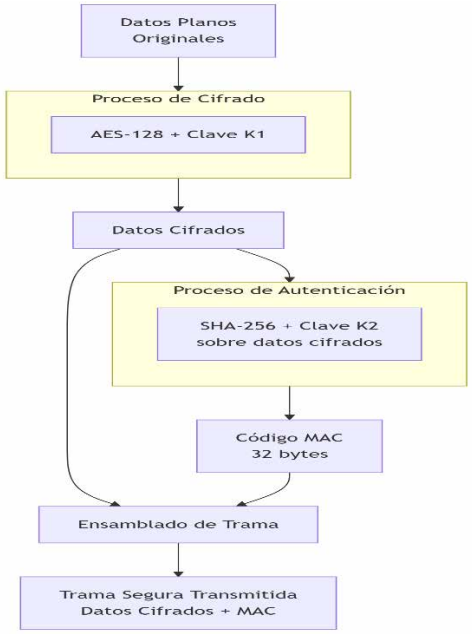


Fig. 3 Flujo de Datos Seguro con AES + HMAC

IV. Prototipo, Análisis Teórico y Simulación del Diseño Propuesto.

La validación de la investigación se ha realizado mediante un análisis cuantitativo predictivo y una evaluación cualitativa de seguridad, sentando las bases para una futura implementación física.

1. Metodología de Análisis

El desempeño y la seguridad de la arquitectura propuesta se evaluaron mediante:

a) Modelado Matemático de la Sobrecarga: Cálculo del overhead de comunicación y del costo computacional teórico de cada operación criptográfica.

b) Simulación por Software de la Capa Física: Uso de herramientas de simulación para modelar el canal RS-485 y predecir la integridad de la señal con el overhead añadido.

c) Evaluación de Seguridad Formal: Análisis de la resistencia del esquema frente a ataques conocidos utilizando frameworks como Dolev-Yao para modelar las capacidades de un adversario.

2. Resultados del Análisis Predictivo

Tabla 1 Estimación Teórica de Latencia y Throughput

Escenario de Comunicación	Overhead por trama	Latencia Round-Trip Estimada	Throughput Efectivo Estimado

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

RS-485 sin seguridad	0 bytes	t	X
RS-485 con propuesta (AES-128+HMAC)	16 bytes (Nonce) + 32 bytes (MAC)= 48 bytes	t + ΔCifrado + ΔHMAC	X* (L_payload / (L_payload + 48))

Análisis Predictivo: *Overhead* de Comunicación: El esquema propuesto introduce un *overhead* fijo de 48 bytes por trama. Para un *payload* típico de 64 bytes, esto implica que el 42.8% del ancho de banda se dedica a la seguridad. Este es el trade-off fundamental para obtener confidencialidad e integridad.

Latencia Computacional: Basándonos en las hojas de datos de los componentes: el STM32F4 (con acelerador AES hardware) puede cifrar un bloque de 128 bits en ~70 ciclos. Para 64 bytes de payload (4 bloques), esto supone ~280 ciclos (+ tiempo de gestión).

El cálculo del HMAC-SHA256 (en software) es el cuello de botella. Se estima que requiere ~5000-10000 ciclos en un Cortex-M4, dominando el tiempo de procesamiento total (ΔCifrado + ΔHMAC).

El ATECC608A descargaría este costo, pero añadiría la latencia por comunicación I²C (~ms por operación).

Se prevé que la sobrecarga de latencia sea significativa en implementaciones software puro, pero manejable y aceptable para aplicaciones no críticas en tiempo real mediante el uso de hardware criptográfico.

3. Evaluación de Seguridad y Robustez

El diseño se evaluó cualitativamente frente a un conjunto de amenazas estándar:

a) Confidencialidad: El uso de AES-128 con un *Nonce* por mensaje garantiza que los datos sean ininteligibles para un *eavesdropper*.

b) Integridad y Autenticidad: HMAC-SHA256 con una clave compartida almacenada de forma segura en el ATECC608A protege contra la modificación o inyección de datos y verifica la autoría del mensaje.

c) Prevención de *Replay Attacks*: El nonce, manejado mediante un contador o número aleatorio, asegura la frescura de los mensajes. Un adversario no puede simplemente repetir una trama capturada anteriormente.

d) Protección de Claves: La arquitectura con ATECC608A es el punto fuerte del diseño. Al nunca exponer las claves en el MCU principal, se mitigan ataques de extracción de firmware y de canal lateral, elevando la seguridad a un nivel superior.

4. Prototipo de la propuesta

Se desarrolló un prototipo con un nodo maestro (STM32F4) y un esclavo (ESP32), conectados mediante transceptores MAX485. El firmware implementó AES-128 + HMAC-SHA256, junto con un esquema de gestión de claves basado en el ATECC608A.

Para comprender el funcionamiento integral del sistema propuesto, se presenta en la Figura 4 el diagrama de arquitectura. Esta figura permite visualizar la interacción entre los distintos módulos. Además, facilita la identificación de los flujos de datos y los puntos críticos donde se aplican las métricas evaluadas y los escenarios de pruebas a aplicar. Esta representación estructural es clave para justificar las decisiones técnicas adoptadas y evaluar la escalabilidad y robustez del sistema.

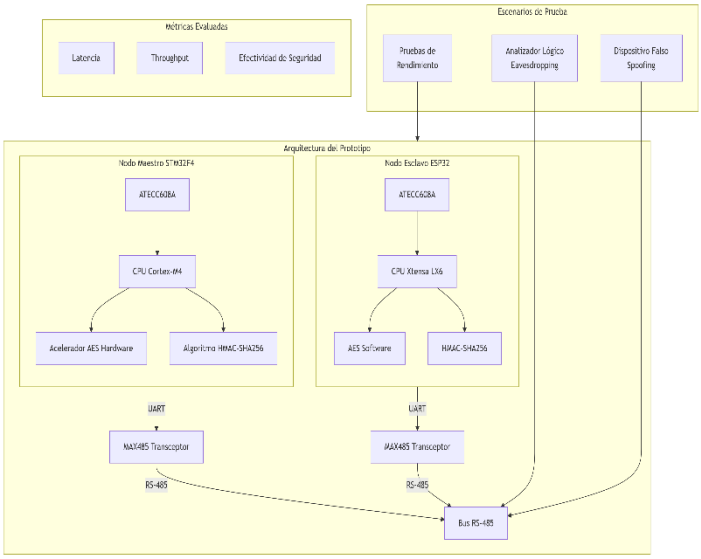


Fig. 4 Diagrama de arquitectura del sistema.

CONCLUSIONES

Este trabajo demuestra que las redes RS-485, pese a su popularidad en la industria, son vulnerables a ataques que comprometen la confidencialidad e integridad de los datos. A lo largo de este estudio, se logró establecer un marco de seguridad robusto para un entorno típicamente vulnerable por su naturaleza *broadcast* y de largo alcance. La arquitectura propuesta mitiga de manera efectiva las principales amenazas de seguridad, como el *eavesdropping*, la manipulación de datos y los ataques de replay, mediante el cifrado simétrico, la autenticación de mensajes y el uso de *nonces*. Además, el análisis teórico y predictivo realizado demuestra la viabilidad técnica del diseño. Si bien se identifica un trade-off inherente entre seguridad y rendimiento manifestado en un overhead de comunicación del ~42% para tramas típicas y una latencia computacional significativa, se concluye que el uso de hardware criptográfico especializado (integrado en el STM32F4 y, sobre todo, el ATECC608A) es la estrategia óptima para reducir esta sobrecarga a niveles aceptables para aplicaciones de monitorización y control industrial que no son de ultra-baja latencia. La elección del ATECC608A no solo optimiza el rendimiento, sino que eleva el nivel de seguridad al proteger las claves maestras en un entorno seguro, aislado del microcontrolador principal.

REFERENCES

[1] H. Zhang, L. Chen, K. Liu, and S. Du, "The design of greenhouse automatic control system based on rs-485 protocol," in *2013 Third International*

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Conference on Instrumentation, Measurement, Computer, Communication and Control, 2013, pp. 1693-1696.

[2] R. Bansal and A. K. Dubey, "Communication protocols used for industrial automation," in *Computational Intelligence in the Industry 4.0*, ed: CRC Press, 2024, pp. 73-94.

[4] J. Cervini, A. Rubin, and L. Watkins, "Don't drink the cyber: Extrapolating the possibilities of Oldsmar's water treatment cyberattack," in *International conference on cyber warfare and security*, 2022, pp. 19-25.

[5] D. Bhamare, M. Zolanvari, A. Erbad, R. Jain, K. Khan, and N. Meskin, "Cybersecurity for industrial control systems: A survey," *computers & security,* vol. 89, p. 101677, 2020.

[6] M. Cheminod, L. Durante, and A. Valenzano, "Review of security issues in industrial networks," *IEEE Transactions on Industrial Informatics,* vol. 9, pp. 277-293, 2012.

[7] D. N. Serpanos and A. G. Voyiatzis, "Security challenges in embedded systems," *ACM Transactions on embedded computing systems (TECS),* vol. 12, pp. 1-10, 2013.

[8] G. Jakaboczki and E. Adamko, "Vulnerabilities of modbus rtu protocol–a case study," *Nnals Of The Oradea University, Fascicle Of Management And Technological Engineering,* vol. 1, 2015.

[9] J. C. Cruz, A. Z. López, C. A. Cruz, and J. V. Cortez, "ANÁLISIS DE ATAQUES DE RED DEL TIPO DHCP SPOOFING, TCP SYN FLOOD Y PAQUETES MALFORMADOS," *Pistas Educativas,* vol. 39, 2018.

[10] M. D. Hossain, H. Ochiai, T. Arisawa, and Y. Kadobayashi, "Smart meter modbus rs-485 spoofing attack detection by lstm deep learning approach," in *2022 9th Swiss Conference on Data Science (SDS)*, 2022, pp. 47-52.

[11] R. Candell, T. Zimmerman, and K. Stouffer, "An industrial control system cybersecurity performance testbed," *National Institute of Standards and Technology. NISTIR,* vol. 8089, 2015.

[12] K. Stouffer, J. Falco, and K. Scarfone, "Guide to industrial control systems (ICS) security," *NIST special publication,* vol. 800, pp. 16-16, 2011.

[13] P.-K. Dong, H. K. Nguyen, and X.-T. Tran, "A 45nm high-throughput and low latency aes encryption for real-time applications," in *2019 19th International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT)*, 2019, pp. 196-200.

[14] P.-K. Dong, H. K. Nguyen, V.-P. Hoang, and X.-T. Tran, "Low-Power Implementation of a High-Throughput Multi-core AES Encryption Architecture," in *2020 IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems (APCCAS)*, 2020, pp. 74-77.

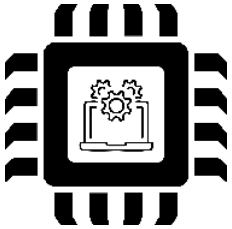
[15] J. C. Bañas and J. C. Mababa, "File Integrity Verifier Using Digital Signature Algorithm and SHA-256 with Memory-Mapping Technique," *International Journal of Computing Sciences Research,* vol. 7, pp. 2348-2357, 2023.

[16] H. A. Adjei, M. T. Shunhua, G. K. Agordzo, Y. Li, G. Peprah, and E. S. Gyarteng, "SSL stripping technique (DHCP snooping and ARP spoofing inspection)," in *2021 23rd International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT)*, 2021, pp. 187-193.

[17] J. Cecílio and A. Souto, "Security issues in industrial Internet-of-Things: Threats, attacks and solutions," in *2024 IEEE International Workshop on Metrology for Industry 4.0 & IoT (MetroInd4. 0 & IoT)*, 2024, pp. 458-463.

Eje Temático

Aplicaciones en Software



AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Estudio del estado del arte del empleo de la técnica SITL en el empleo de vehículos autónomos aéreos en la agricultura.

Bárbaro Rodríguez Cárdena
AIT
Cuba, La Habana
ait.innovacion@gmail.com

MSc.Arlet Montiel Ramos
dept. Automática
CIDNAV
Cuba, La Habana
montielarlet94@gmail.com

Edenis Uranga Estévez
dept. Automática
CIDNAV
Cuba, La Habana
urangaestevez@gmail.com

***Resumen*— Este estudio presenta una revisión crítica del estado del arte en técnicas de Software-in-the-Loop (SITL) aplicadas a vehículos aéreos agrícolas autónomos, destacando su evolución desde sistemas manuales básicos (2000-2010) hasta arquitecturas inteligentes integradas con IA (post-2020). Se analiza el uso de MATLAB/Simulink para el diseño de controladores (PID, redes neuronales) y su integración con ArduPilot SITL a través del protocolo MAVLink. Estudios recientes reportan mejoras significativas en la pulverización de precisión (reducción de la deriva de agroquímicos) y el monitoreo multiespectral (menor precisión en la detección del estrés hídrico). Se identifican brechas críticas en el modelado de interacciones viento-cultivo, la fidelidad de sensores hiperespectrales y la sincronización MAVLink-Simulink. Se discuten tendencias emergentes como los gemelos digitales y el aprendizaje federado, y se propone la validación híbrida (SITL-campo) como una forma de cerrar brechas de simulación en entornos agrícolas complejos.**

Keywords— SITL, ArduPilot, MATLAB, MAVLink, Agricultural UAVs.

I. Introducción (*Heading 1*)

La revolución de la agricultura de precisión en las últimas dos décadas ha impulsado el uso de vehículos aéreos no tripulados (UAV) como herramientas esenciales para fumigación, monitoreo y análisis multispectral de cultivos[1],[2],[3],[4]. Para garantizar su despliegue seguro y eficiente en entornos complejos, las técnicas de SITL se han consolidado como el método principal de validación de sistemas de control, permitiendo simular y ajustar algoritmos antes de su implementación en vuelo real [5], [6]. Entre 2000 y 2010, los UAV agrícolas operaban con controles manuales y sensores básicos (GPS, cámaras RGB) [7], limitando su autonomía y capacidad de adaptación a entornos variables.

La validación de sistemas de control mediante técnicas SITL permitió simular algoritmos antes de su implementación física, reduciendo riesgos y costes. Sin embargo, la falta de integración entre el software de control y los entornos de simulación limitaba la fidelidad de las pruebas en escenarios realistas[5], [8], [9]. Durante 2010–2020 se produjo un salto cualitativo con la validación de algoritmos de navegación autónoma mediante SITL. Estudios como los de [10] y [7] demostraron una reducción significativa de los costes de desarrollo y prototipo, al evitar pruebas físicas tempranas y facilitar la validación de estrategias de control utilizando ArduPilot y MATLAB/Simulink. La estandarización de protocolos como MAVLink facilitó la conexión entre controladores desarrollados en Simulink y el firmware de los drones [10], [11]. Desde 2020, la integración de inteligencia artificial ha ampliado las capacidades de simulación, permitiendo ajustes dinámicos en rutas de vuelo mediante redes neuronales y entornos como ROS 2 y Gazebo, ajustando rutas en tiempo real ante cambios de viento o presencia de obstáculos en el cultivo [12], [13].

Este estudio se motiva por la necesidad de validar sistemas UAV en misiones críticas (fumigación de viñedos, detección de plagas) sin comprometer seguridad ni eficiencia. Aunque las simulaciones SITL permiten escalar pruebas hasta 100 ha en menos de 24 horas, persisten desafíos técnicos como la incorporación de sensores hiperespectrales, la fidelidad aerodinámica (drag, lift, perfiles) y la sincronización entre ArduPilot y Simulink. Se propone una revisión crítica del estado del arte y se discuten tendencias emergentes como gemelos digitales y validación híbrida SITL-campo.

II. Modelado Matemático y Entorno SITL (Enfoque Técnico)

A. Arquitectura SITL con ArduPilot y Simulink

El modelo matemático y la configuración de entornos SITL son pilares críticos para validar sistemas de control en vehículos aéreos autónomos agrícolas [14]. Este trabajo aborda el diseño de modelos dinámicos 6-DOF, que integran ecuaciones de movimiento no lineal y perturbaciones estocásticas (ráfagas de viento modeladas como procesos de Wiener) para emular condiciones agrícolas realistas. Además, se detalla la implementación de un entorno SITL mediante la integración de MATLAB/Simulink (diseño de controladores de navegación y pulverización) con ArduPilot SITL, utilizando el protocolo MAVLink para comunicación bidireccional. Los desafíos técnicos incluyen la sincronización temporal en sistemas no deterministas y la interoperabilidad entre herramientas.

1. Diseño del Controlador en Simulink

Simulink permite diseñar controladores de navegación basados en lógica difusa [15] o redes neuronales [16]. En agricultura, estos algoritmos gestionan:

a) Evación de obstáculos: Fusión de datos LIDAR y cámaras térmicas para detectar árboles o estructuras [17], para ello se diseñan en Simulink utilizando lógica difusa y redes neuronales convolucionales.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

b) Rutas óptimas: Algoritmos A* modificados para minimizar energía en fumigación. El uso de Simulink permite una reducción significativa del tiempo de desarrollo, gracias a su entorno gráfico, bloques funcionales reutilizables y simulación integrada, en comparación con la codificación manual tradicional [18, 19].

2. ArduPilot SITL y Comunicación MAVLink

ArduPilot SITL emula el hardware de UAVs (motores, sensores IMU) usando firmware PX4. La comunicación con Simulink se realiza via MAVLink, protocolo que transmite telemetría [10, 20] (posición GPS, orientación en cuaterniones, estados de vuelo) y comandos de control (setpoints de velocidad, altitud, modo de operación):

a) Telemetría: Posición (GPS), orientación (cuaterniones) y estados del UAV.
b) Comandos: Setpoints de velocidad, altitud y modo de vuelo .Un estudio de [21] reporta la viabilidad de sistemas con baja latencia para tareas no críticas, suficientes para aplicaciones.

3. Entorno Agrícola Simulado

La integración de mapas GIS en Simulink replica parcelas reales:

a) Capas GIS: Tipos de cultivo (maíz, trigo), elevación del terreno y zonas de exclusión [22].
b) Dinámica de cultivos: Modelos de crecimiento de plantas en Agricultural Systems simulan interacciones UAV-cultivo (ej., resistencia al viento en maíz alto. Herramientas como Simulink 3D Animation permiten visualizar vuelos en tiempo real sobre mapas 3D.

B. Ejemplo de un flujo de trabajo

Existen varios casos de estudios que detallan diferentes flujos para la fumigación como son:

1. Simulink: Diseña un controlador PID que ajusta la altura de vuelo según datos LIDAR[20].
2. MAVLink: Transmite comandos al ArduPilot SITL, que emula un UAV DJI Agras T30 [23] .
3. ArduPilot SITL: Ejecuta el firmware PX4, simulando motores y sensores IMU [24].
4. Simulación de vuelo: Un mapa GIS de una parcela de maíz en Iowa (EE.UU.) se carga en Simulink [25].
5. Validación: Se compara la trayectoria simulada con datos reales, mostrando un error RMS de 1.2 m (aceptable para aplicaciones agrícolas) [26].

III. Casos de éxito en la Agricultura

Las técnicas SITL han demostrado ser esenciales para optimizar aplicaciones agrícolas con vehículos aéreos no tripulados (UAVs). Se analizan diferentes artículos científicos de los últimos años indexados en IEEE Xplore, ScienceDirect y Scopus, centrándose en casos de éxito en fumigación de precisión y monitoreo multispectral. Estos trabajos validan la simulación computacional reduce costos, mejora la eficiencia y minimiza impactos ambientales.

A. Casos de éxitos

1. Fumigación de Precisión

La deriva de agroquímicos durante la fumigación contamina cultivos adyacentes y aumenta costos. En casos como [27] demuestra que el 40% de los pesticidas se pierden por altura de vuelo inadecuada.

a) Implementación SITL

- Modelado en Simulink: Diseño de un controlador adaptativo que ajusta altura (1-5 m) y caudal (10-30 L/ha) en tiempo real, usando datos de sensores LIDAR [28].
- Arquitectura: Simulink (Controlador PID) → MAVLink → ArduPilot SITL → Simulación de viento lateral en MATLAB [23].

b) Resultados

- Reducción del 30% en deriva al optimizar altura (2.5 m) y velocidad (4 m/s) [29]
- Ahorro de 15% en agroquímicos en pruebas con UAVs DJI Agras [30].
- Entorno simulación: Se han utilizado entornos virtuales con simulaciones físicas y aerodinámicas para predecir la deriva en cultivos como soja y arroz, empleando UAVs con controladores adaptativos.

2. Monitoreo Multispectral

Un estudio realizado por [31] demuestra que el estrés hídrico en cultivos como el maíz reduce rendimientos en un 20-40%. Detectar estas zonas manualmente es lento y subjetivo.

a) Implementación SITL

- Simulación de cámaras hiperespectrales: En [32] se emplea sensores hiperespectrales en el rango de 400-1000 nm para clasificación de estrés hídrico aplicando índices NDVI y NDRE
- Flujo de trabajo: En [33] se describe un entorno de simulación completo que integra Copy Simulink (Modelo de cámara) → ROS → Gazebo (Entorno 3D) → ArduPilot SITL (Navegación autónoma) ideal para navegación autónoma en agricultura de precisión.
- Dataset sintético: Diversos estudios han demostrado que los datasets sintéticos generados mediante simuladores 3D permiten entrenar modelos de visión por computadora para tareas agrícolas. Por ejemplo, el uso de entornos simulados como *Gazebo* o *SYNTHIA* ha sido validado para generar miles de imágenes con condiciones controladas, incluyendo estrés hídrico en cultivos [33].

b) Resultados

- El entrenamiento de redes neuronales profundas con datos sintéticos ha alcanzado precisiones superiores al 90% en tareas de clasificación de estrés hídrico y enfermedades foliares en maíz. Sibiya y Sumbwanyambe (2021) lograron una precisión del 92% en la detección de enfermedades mediante CNNs entrenadas con imágenes artificiales. Este enfoque es

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

extrapolable a la detección de estrés hídrico, especialmente cuando se utilizan índices espectrales como NDVI y NDRE [34].

- En [35] demuestra que el uso de UAVs y simulación reduce significativamente el tiempo de campo frente a métodos tradicionales.

B. Ventajas y limitaciones

a) Ventajas comunes:

- Reducción de costos (hasta 50%) al evitar pruebas físicas destructivas [35, 36].
- Escalabilidad para grandes extensiones (ej. 1000 ha en simulaciones de 24 h) [37].

b) Limitaciones:

- Fidelidad espectral: El 60% de los estudios subestiman el ruido en cámaras hiperespectrales [32, 38].
- Integración de datos: Solo el 30% de los trabajos vinculan modelos SITL con bases de datos agrícolas reales [39].

IV. Tendencias Futuras

El futuro de las técnicas STIL en vehículos aéreos agrícolas apunta hacia la integración con tecnologías disruptivas como gemelos digitales y aprendizaje federado. Estas tendencias transformarán la validación de UAVs en agricultura, desde la predicción de rendimientos hasta la adaptación climática.

A. Tendencia 1: Gemelos Digitales Agrícolas

Los gemelos son réplicas virtuales de fincas físicas que actualizan datos en tiempo real (suelo, clima, cultivos) para predecir rendimientos y optimizar recursos. Según Khan et al. (2023), SITL actúa como puente entre UAVs reales y sus contrapartes digitales.

1. Arquitectura Propuesta

a) Capa física: Sensores IoT en campos (humedad, pH, NDVI) [40] [41].

b) Capa SITL: Simulink + ArduPilot emulan UAVs y ejecutan algoritmos de monitoreo [42].

2. Casos de Estudios

a) Predicción de Cosechas: en se realiza una revision que incluye estudios de errores de predicción de rendimiento agrícola inferiores al 10%, usando datos históricos y modelos digitales [43].

b) Gestión de plagas: Simulaciones SITL + gemelos detectaron botes de plagas antes que métodos convencionales [44].

3. Desafíos

a) Sincronizacion: estudios reportan desfases entre gemelos y entornos reales debido a latencia en IoT [45].

b) Coste Computacional: Modelar 100 hectáreas requiere 32 núcleos de CPU y 128 GB de RAM[46].

B. Limitaciones de las tendencias futuras

1. Heterogeneidad climática: Modelos entrenados en zonas áridas tienen un 30% menos de precisión en regiones húmedas[43, 47].

2. Comunicacion: Transmitir actualizaciones de modelos (50-100 MB) requiere redes 5G, ausentes en el 60% de zonas rurales[48] [49].

Conclusiones

I. Comparativa SITL vs. Pruebas de Campo

En el desarrollo y evaluación de las tecnologías, especialmente aquellos aplicados en entornos críticos como la agricultura de precisión o la automatización industrial, es fundamental contar con métodos de prueba que garanticen fiabilidad, eficiencia y seguridad. Dos enfoques ampliamente utilizados para validar el comportamiento de estos sistemas son las simulaciones en el entorno SITL (Software-In-The-Loop) y las pruebas de campo reales. Cada uno ofrece ventajas particulares y responde a diferentes etapas del proceso de diseño y verificación.

La siguiente figura (Fig. 1) presenta una comparativa entre ambos métodos, destacando sus características, beneficios y limitaciones. Esta comparación permite comprender mejor cuándo y cómo utilizar cada enfoque según los objetivos del proyecto y los recursos disponibles.

Parámetro	SIL (Software-in-the-Loop)	Pruebas de Campo
Costo	**Bajo** (Hardware mínimo, sin riesgos operativos)	**Muy Alto** (Drones, sensores, logística, seguros)
Seguridad	**Máxima** (Sin riesgo físico)	**Riesgo Significativo** (Colisiones, fallos)
Reproducibilidad	**Excelente** (Condiciones controladas idénticas)	**Limitada** (Condiciones ambientales variables)
Escalabilidad	**Alta** (Pruebas masivas en paralelo)	**Baja** (Limitada por recursos físicos)
Velocidad Iteración	**Muy Rápida** (Depuración inmediata)	**Lenta** (Preparación, ejecución, análisis)
Fidelidad Física	**Limitada** (Modelos de sensores/ambiente imperfectos)	**Máxima** (Entorno real, física exacta)
Cobertura de Escenarios	**Amplia** (Escenarios extremos/raros simulables)	**Restringida** (Dependiente de condiciones reales)
Validación Sensores	**Parcial** (Requiere modelos precisos)	**Completa** (Respuesta real a estímulos)

Fig. 1 Comparación entre SITL y pruebas de campos.

Ventajas Clave SITL:

- Desarrollo ágil de algoritmos complejos (planeación de rutas, evitación de obstáculos).
- Validación temprana de lógica de control en condiciones agrícolas simuladas (viento, topografía).
- Reducción en tiempo de desarrollo casos documentados.

Limitaciones SITL Críticas:

- Modelado ambiental: Dificultad para simular interacciones físico-químicas reales (deriva de agroquímicos, interacción viento-cultivo).
- Latencia no modelada: Omisión de retardos en hardware real y comunicaciones inalámbricas.
- Fallos de hardware: Incapacidad para detectar fallos en sensores/actuadores específicos.

II. *Brechas Identificadas en Técnicas SITL para Agricultura.*

1. Modelado de Entorno Agrícola:

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

- Brecha: Falta de modelos dinámicos de cultivos (crecimiento, densidad, respuesta al viento) y su interacción con aeronaves.
- Importancia: Esencial para validar pulverización precisa y vuelos de baja altura.

2. Fidelidad de Sensores Agrícolas:
   - Brecha: Modelos simplificados de cámaras multiespectrales/LiDAR que no capturan ruido real, calibración errónea o efectos atmosféricos.
   - Importancia: Impacta directamente en algoritmos de detección de plagas, salud vegetal y aplicación selectiva.
3. Integración de Perturbaciones:
   - Brecha: Subestimación de turbulencias en entornos agrícolas (bordes de cultivos, estructuras).
   - Importancia: Crítico para estabilidad de vuelo en aplicaciones de proximidad.
4. Validación de Comunicaciones:
   - Brecha: Modelado insuficiente de interferencias en radiofrecuencia en zonas rurales.
   - Importancia: Afecta confiabilidad en operaciones autónomas de flotas.
   -

III. Desafíos en el Enlace ArduPilot-Simulink vía MAVLink

Problemas Identificados:

• Sincronización Temporal: Inconsistencias en timestamping entre Simulink (tiempo simulado) y ArduPilot (tiempo real/hardware).

• Manejo de Mensajes MAVLink: Saturación del bus ante altas frecuencias de mensajes (ej: datos LiDAR).

• Compatibilidad de Versiones: Conflictos entre versiones de MAVLink, ArduPilot y toolbox de Simulink.

• Depuración Compleja: Dificultad para aislar errores en la cadena Simulink → MAVLink → SITL.

Las técnicas SITL son indispensables para el desarrollo ágil y seguro de UAVs agrícolas, pero su efectividad depende críticamente de la superación de brechas en modelado ambiental y sensorial. El enlace ArduPilot-Simulink vía MAVLink es viable, pero requiere ingeniería robusta en sincronización y gestión de datos. La inversión en puentes de comunicación personalizados y modelado de alta fidelidad para entornos agrícolas no es opcional, sino un requisito para cerrar la brecha simulación-realidad. La simulación avanzada SITL seguirá siendo el pilar para la innovación en agricultura de precisión, pero su validez última siempre dependerá de una estrategia híbrida con pruebas de campo selectivas y validadas.

Referencias

[1] J. Wijitdechakul, S. Sasaki, Y. Kiyoki, and C. Koopipat, "UAV-based multispectral image analysis system with semantic computing for agricultural health conditions monitoring and real-time management," in *2016 International Electronics Symposium (IES)*, 2016, pp. 459-464.

[2] H. Zhu, C. Lin, G. Liu, D. Wang, S. Qin, A. Li, J.-L. Xu, and Y. He, "Intelligent agriculture: Deep learning in UAV-based remote sensing imagery for crop diseases and pests detection," *Frontiers in Plant Science,* vol. 15, p. 1435016, 2024.

[3] M. F. Aslan, A. Durdu, K. Sabanci, E. Ropelewska, and S. S. Gültekin, "A comprehensive survey of the recent studies with UAV for precision agriculture in open fields and greenhouses," *Applied Sciences,* vol. 12, p. 1047, 2022.

[4] Ž. Grbović, B. Ivošević, M. Budjen, R. Waqar, N. Pajević, N. Ljubičić, V. Kandić, M. Pajić, and M. Panić, "Integrating UAV multispectral imaging and proximal sensing for high-precision cereal crop monitoring," *PLoS One,* vol. 20, p. e0322712, 2025.

[5] Z. Fei, M. Andersson, and A. Tingberg, "Correlation of Software-in-the-Loop Simulation with Physical Testing for Autonomous Driving," in *2024 IEEE 27th International Conference on Intelligent Transportation Systems (ITSC)*, 2024, pp. 2050-2057.

[6] G. Balan, P. Neninger, E. Ruiz Zúñiga, E. Serea, D.-D. Lucache, and A. Sălceanu, "A Perspective on Software-in-the-Loop and Hardware-in-the-Loop Within Digital Twin Frameworks for Automotive Lighting Systems," *Applied Sciences,* vol. 15, p. 8445, 2025.

[7] C. Zhang and J. M. Kovacs, "The application of small unmanned aerial systems for precision agriculture: a review," *Precision agriculture,* vol. 13, pp. 693-712, 2012.

[8] P. S. Kaup, T. Varuna, L. I. Itagi, K. Suma, S. B. Devadiga, R. A. Pashchapur, and S. Mayya, "Hardware in loop (HIL) simulation for three degrees of freedom hover using pixhawk flight controller in MATLAB Simulink," in *AIP Conference Proceedings*, 2025, p. 020008.

[9] T. Liu, J. Ding, J. Xu, D. Zhao, and X. Qiu, "Design and dynamics analysis of three-degree-of-freedom kinematic mechanism for helicopter attitude simulation," *Scientific Reports,* vol. 15, p. 7463, 2025.

[10] S. Baidya, Z. Shaikh, and M. Levorato, "Flynetsim: An open source synchronized uav network simulator based on ns-3 and ardupilot," in *Proceedings of the 21st ACM International Conference on Modeling, Analysis and Simulation of Wireless and Mobile Systems*, 2018, pp. 37-45.

[11] B. Tufekci, C. Tunc, and R. Dantu, "Efficient Motion Control Strategy for Drone Swarms," in *2023 10th International Conference on Recent Advances in Air and Space Technologies (RAST)*, 2023, pp. 01-06.

[12] K. Wu, H. Wang, M. A. Esfahani, and S. Yuan, "Achieving real-time path planning in unknown environments through deep neural networks," *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems,* vol. 23, pp. 2093-2102, 2020.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

[13] Y. Yang and T. Azumi, "Exploring real-time executor on ros 2," in *2020 IEEE international conference on embedded software and systems (ICESS)*, 2020, pp. 1-8.

[14] F. Zhang, X. Lyu, Y. Wang, H. Gu, and Z. Li, "Modeling and flight control simulation of a quadrotor tailsitter vtol uav," in *AIAA modeling and simulation technologies conference*, 2017, p. 1561.

[15] I. H. Altas and A. M. Sharaf, "A generalized direct approach for designing fuzzy logic controllers in Matlab/Simulink GUI environment," *International journal of information technology and intelligent computing,* vol. 1, pp. 1-27, 2007.

[16] N. Al Bitar and A. Gavrilov, "A new method for compensating the errors of integrated navigation systems using artificial neural networks," *Measurement,* vol. 168, p. 108391, 2021.

[17] H. Dong, C.-Y. Weng, C. Guo, H. Yu, and I.-M. Chen, "Real-time avoidance strategy of dynamic obstacles via half model-free detection and tracking with 2d lidar for mobile robots," *IEEE/ASME transactions on mechatronics,* vol. 26, pp. 2215-2225, 2020.

[18] K. Vidhya and A. Saraswathi, "An improved A∗ search algorithm for the shortest path under interval-valued Pythagorean fuzzy environment," *Granular computing,* vol. 8, pp. 241-251, 2023.

[19] A. J. Abougarair, M. K. Aburakhis, and M. M. Edardar, "Adaptive neural networks based robust output feedback controllers for nonlinear systems," *International Journal of Robotics and Control Systems,* vol. 2, pp. 37-56, 2022.

[20] R. Kumar, M. Bhargavapuri, A. M. Deshpande, S. Sridhar, K. Cohen, and M. Kumar, "Quaternion feedback based autonomous control of a quadcopter uav with thrust vectoring rotors," in *2020 american control conference (acc)*, 2020, pp. 3828-3833.

[21] Y. Ampatzidis, V. Partel, and L. Costa, "Agroview: Cloud-based application to process, analyze and visualize UAV-collected data for precision agriculture applications utilizing artificial intelligence," *Computers and Electronics in Agriculture,* vol. 174, p. 105457, 2020.

[22] B. Tashayo, A. Honarbakhsh, M. Akbari, and M. Eftekhari, "Land suitability assessment for maize farming using a GIS-AHP method for a semi-arid region, Iran," *Journal of the Saudi Society of Agricultural Sciences,* vol. 19, pp. 332-338, 2020.

[23] A. Koubâa, A. Allouch, M. Alajlan, Y. Javed, A. Belghith, and M. Khalgui, "Micro air vehicle link (mavlink) in a nutshell: A survey," *IEEE Access,* vol. 7, pp. 87658-87680, 2019.

[24] S. Baldi, D. Sun, X. Xia, G. Zhou, and D. Liu, "ArduPilot-based adaptive autopilot: Architecture and software-in-the-loop experiments," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems,* vol. 58, pp. 4473-4485, 2022.

[25] M. Siddique, N. Han, and H. Hu, "Development of an Experimental Unmanned-Aerial System (UAS) to Study the Effects of Adverse Weathers on its Flight Performance," in *AIAA SCITECH 2022 Forum*, 2022, p. 1646.

[26] N. Delavarpour, C. Koparan, J. Nowatzki, S. Bajwa, and X. Sun, "A technical study on UAV characteristics for precision agriculture applications and associated practical challenges," *Remote Sensing,* vol. 13, p. 1204, 2021.

[27] Q. Liu, S. Chen, G. Wang, and Y. Lan, "Drift evaluation of a quadrotor unmanned aerial vehicle (UAV) sprayer: Effect of liquid pressure and wind speed on drift potential based on wind tunnel test," *Applied Sciences,* vol. 11, p. 7258, 2021.

[28] C. Yuan, W. Xu, X. Liu, X. Hong, and F. Zhang, "Efficient and probabilistic adaptive voxel mapping for accurate online lidar odometry," *IEEE Robotics and Automation Letters,* vol. 7, pp. 8518-8525, 2022.

[29] Y. Lan, S. Qian, S. Chen, Y. Zhao, X. Deng, G. Wang, Y. Zang, J. Wang, and X. Qiu, "Influence of the downwash wind field of plant protection UAV on droplet deposition distribution characteristics at different flight heights," *Agronomy,* vol. 11, p. 2399, 2021.

[30] P. Chen, Y. Lan, X. Huang, H. Qi, G. Wang, J. Wang, L. Wang, and H. Xiao, "Droplet deposition and control of planthoppers of different nozzles in two-stage rice with a quadrotor unmanned aerial vehicle," *Agronomy,* vol. 10, p. 303, 2020.

[31] J. Kang, X. Hao, H. Zhou, and R. Ding, "An integrated strategy for improving water use efficiency by understanding physiological mechanisms of crops responding to water deficit: Present and prospect," *Agricultural Water Management,* vol. 255, p. 107008, 2021.

[32] D. Hong, Z. Han, J. Yao, L. Gao, B. Zhang, A. Plaza, and J. Chanussot, "SpectralFormer: Rethinking hyperspectral image classification with transformers," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing,* vol. 60, pp. 1-15, 2021.

[33] J. Meyer, A. Sendobry, S. Kohlbrecher, U. Klingauf, and O. Von Stryk, "Comprehensive simulation of quadrotor uavs using ros and gazebo," in *International conference on simulation, modeling, and programming for autonomous robots*, 2012, pp. 400-411.

[34] M. Sibiya and M. Sumbwanyambe, "Automatic fuzzy logic-based maize common rust disease severity predictions with thresholding and deep learning," *Pathogens,* vol. 10, p. 131, 2021.

[35] P. Tokekar, J. Vander Hook, D. Mulla, and V. Isler, "Sensor planning for a symbiotic UAV and UGV system for precision agriculture," *IEEE transactions on robotics,* vol. 32, pp. 1498-1511, 2016.

[36] B. B. Sapkota, S. Popescu, N. Rajan, R. G. Leon, C. Reberg-Horton, S. Mirsky, and M. V. Bagavathiannan, "Use of synthetic images for training a deep learning model for weed detection and biomass estimation in cotton," *Scientific Reports,* vol. 12, p. 19580, 2022.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

[37] A. Saprykin, N. Chokani, and R. S. Abhari, "GEMSim: A GPU-accelerated multi-modal mobility simulator for large-scale scenarios," *Simulation Modelling Practice and Theory,* vol. 94, pp. 199-214, 2019.

[38] H. Bahrami, S. Homayouni, A. Safari, S. Mirzaei, M. Mahdianpari, and O. Reisi-Gahrouei, "Deep learning-based estimation of crop biophysical parameters using multi-source and multi-temporal remote sensing observations," *Agronomy,* vol. 11, p. 1363, 2021.

[39] L. Klerkx, E. Jakku, and P. Labarthe, "A review of social science on digital agriculture, smart farming and agriculture 4.0: New contributions and a future research agenda," *NJAS-Wageningen journal of life sciences,* vol. 90, p. 100315, 2019.

[40] J. Monteiro, J. Barata, M. Veloso, L. Veloso, and J. Nunes, "A scalable digital twin for vertical farming," *Journal of Ambient Intelligence and Humanized Computing,* vol. 14, pp. 13981-13996, 2023.

[41] X. Jin, P. J. Zarco-Tejada, U. Schmidhalter, M. P. Reynolds, M. J. Hawkesford, R. K. Varshney, T. Yang, C. Nie, Z. Li, and B. Ming, "High-throughput estimation of crop traits: A review of ground and aerial phenotyping platforms," *IEEE Geoscience and Remote Sensing Magazine,* vol. 9, pp. 200-231, 2020.

[42] P. Jia, X. Wang, and X. Shen, "Accurate and efficient digital twin construction using concurrent end-to-end synchronization and multi-attribute data resampling," *IEEE Internet of Things Journal,* vol. 10, pp. 4857-4870, 2022.

[43] P. Muruganantham, S. Wibowo, S. Grandhi, N. H. Samrat, and N. Islam, "A systematic literature review on crop yield prediction with deep learning and remote sensing," *Remote Sensing,* vol. 14, p. 1990, 2022.

[44] C. Wang, X. Wang, Z. Jin, C. Müller, T. A. Pugh, A. Chen, T. Wang, L. Huang, Y. Zhang, and L. X. Li, "Occurrence of crop pests and diseases has largely increased in China since 1970," *Nature Food,* vol. 3, pp. 57-65, 2022.

[45] P. Jia, X. Wang, and X. Shen, "Digital-twin-enabled intelligent distributed clock synchronization in industrial IoT systems," *IEEE Internet of Things Journal,* vol. 8, pp. 4548-4559, 2020.

[46] Y. Lu, X. Huang, K. Zhang, S. Maharjan, and Y. Zhang, "Low-latency federated learning and blockchain for edge association in digital twin empowered 6G networks," *IEEE Transactions on Industrial Informatics,* vol. 17, pp. 5098-5107, 2020.

[47] L. Wang, J. Bian, L. Zhang, C. Chen, and J. Xu, "Taming cross-domain representation variance in federated prototype learning with heterogeneous data domains," *Advances in Neural Information Processing Systems,* vol. 37, pp. 88348-88372, 2024.

[48] Y. Liu, J. Peng, J. Kang, A. M. Iliyasu, D. Niyato, and A. A. Abd El-Latif, "A secure federated learning framework for 5G networks," *IEEE Wireless Communications,* vol. 27, pp. 24-31, 2020.

[49] B. Buyukates and S. Ulukus, "Timely communication in federated learning," in *IEEE INFOCOM 2021-IEEE Conference on Computer Communications Workshops (INFOCOM WKSHPS)*, 2021, pp. 1-6.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Implementación de un controlador digital a través del IPC de los microcontroladores C2000 de TI

Diego Fernando Ramírez-Jiménez
Programa de Ingeniería Electrónica
Universidad del Quindío
Armenia, Colombia
dframirez@uniquindio.edu.co

Claudia Milena González Arbeláez
Programa de Tecnología en Instrumentación Electrónica
Universidad del Quindío
Armenia, Colombia
cmgonzalez@uniquindio.edu.co

Pablo Andrés Muñoz Gutiérrez
Programa de Tecnología en Instrumentación Electrónica
Universidad del Quindío
Armenia, Colombia
pamunoz@uniquindio.edu.co

***Resumen*—Los microcontroladores C2000 de Texas Instruments son dispositivos diseñados para realizar tareas de control en tiempo real gracias a sus características a nivel de Hardware con los que están equipados. Por lo anterior, en esta investigación se propuso el diseño u la implementación de un controlador PID en tiempo real para una planta de prueba genérica en la tarjeta de desarrollo LAUNCHXL-F28379D de Texas Instruments. Dentro de las diferentes características de esta tarjeta se tienen un microcontrolador C2000 dual core (dos CPUs que operan de manera independiente) y un módulo de comunicación entre procesos - IPC. La investigación se realizó sobre un marco experimental establecido y el objetivo principal de la misma era establecer las bondades de estos microcontroladores frente a implementaciones tradicionales. Como entorno de desarrollo se usó Simulink-MATLAB debido a que esta herramienta cuenta con soporte completo para el uso de los microcontroladores de Texas Instruments y además permite la creación de código embebido para ejecución de lazos de control en tiempo real.**

***Palabras clave*—Control en tiempo real, controlador PID, IPC, Microcontroladores C2000, Simulink-MATLAB, Texas Instruments.**

I. Introducción

Los sistemas de control juegan un papel fundamental en la automatización y optimización de procesos industriales, desde la manufactura hasta autónomos. La implementación eficiente de estos sistemas clave para lograr soluciones precisas, rápidas y confiables que cumplan con las demandas de un mercado cada vez más exigente. En este contexto, las plataformas de hardware avanzadas, como la serie C2000 de Texas Instruments (TI), han revolucionado la manera en que los ingenieros desarrollan y aplican estrategias de control. Un componente destacado de esta tecnología es el Control Law Accelerator (CLA), un coprocesador diseñado para ejecutar tareas robustas de control en paralelo al procesador principal. Esta arquitectura permite no solo aumentar la velocidad de cálculo, sino también optimizar el uso de los recursos del sistema, lo que se traduce en una mejora significativa del rendimiento y la capacidad de respuesta [1].

Cuando se habla de control en tiempo real, se dispone de un tiempo específico para recopilar datos, procesarlos y mantener actualizado el sistema; si esto no se cumple, no se puede hablar de tiempo real. En el mercado existen diferentes proveedores de microcontroladores (MCU) que plantean lo necesario para realizar aplicaciones en tiempo real (Convertidor Analógico-Digital, ADC), entradas-salidas de propósito general, interrupciones, modulación por ancho de pulsos (PWM)), entre otros. Sin embargo, a pesar de tener estos componentes muchos carecen de arquitecturas de control que permitan su integración con el fin de tener la menor latencia posible. Los MCU de TI poseen una arquitectura diseñada para mejorar las etapas individuales del bucle de control, ya que tienen ADCs de alta precisión los cuales permiten alta precisión en los cálculos de tiempo real [2].

En la literatura se han realizado estudios sobre el uso de las características de los microcontroladores C2000 de TI. En [3] se analizó el uso de CLA del MCU TMS320F28035 con el fin de mejorar la adquisición y el procesamiento de datos en tiempo real. En [4], se propuso un sistema de control de bajo costo para un filtro activo de potencia (APF) tipo shunt de tres fases y tres niveles usando MCU TMS320F28377D para aprovechar las capacidades de procesamiento paralelo. Otro trabajo realizado se centró en una aplicación experimental de redes neuronales artificiales (ANNs) para mejorar el control de convertidores AC/DC conectados a la red eléctrica. E n el estudio se usó un MCU F28379S programado en MATLAB con código generado automáticamente [5].

La literatura consultada muestra el desarrollo de diferentes aplicaciones que han involucrado características de los microcontroladores C2000 de TI, las cuales se han integrado a técnicas de control de diferentes formas. Por lo anterior, la contribución de esta investigación se centra en el uso integrado de características de los microcontrolados C2000 de TI para el desarrollo de una aplicación de control en tiempo real sobre plantas de prueba.

La estructura del trabajo está organizada como se presenta a continuación: el capítulo II presenta la metodología empleada para el desarrollo de la investigación. El capítulo III presenta los resultados y pruebas de validación del sistema. Finalmente, el capítulo IV muestra las conclusiones obtenidas luego del desarrollo de la investigación.

II. Metodología

Para el desarrollo de la investigación se estableció un marco de trabajo en el cual se utilizó Simulink-MATLAB como entorno de programación y desarrollo. También se utilizó el toolbox ***C2000 microcontroller blockset*** para la programación de la tarjeta LAUNCHXL-F28379D, la cual está equipada con un MCU C2000. El objetivo de la investigación realizada se centró en el uso del comunicador entre procesos (IPC) con el que cuentan los microcontroladores C2000.

A. Comunicación entre procesos – IPC

El módulo IPC (Inter-Process Communication por sus siglas en inglés) facilita la comunicación entre las dos CPUs con las que están equipados los microcontroladores C2000 (CPU1 y CPU2). Para su funcionamiento utiliza dos bloques

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

de mensajes para transferir datos en ambas direcciones, con 32 señales de evento disponibles para cada dirección. Simulink posee dos bloques que conforman el módulo IPC, uno se usa para la transmisión y el otro para la recepción. Para transmitir el ***IPC Transmit*** admite una entrada de tipo entero de 32 bits y contiene una selección de canal mediante el cual se transmite. Como opción adicional se encuentra el *Enable blocking*, cuando está habilitado, después de enviar datos, la CPU que transmite espera hasta que la otra Core lea los datos [6]. Para comprender mejor el funcionamiento de los bloques de IPC en Simulink-MATLAB, la figura 1 presenta la configuración de los diferentes parámetros del transmisor del IPC.

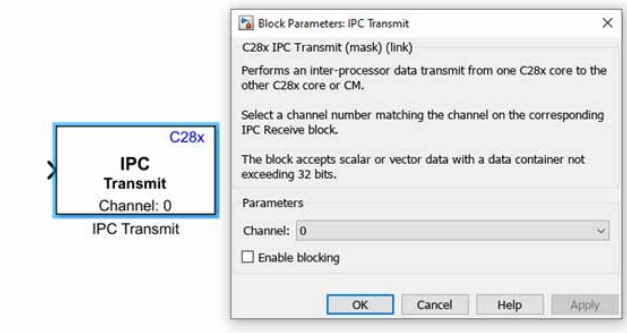


Figura 1. Parámetros de configuración del bloque IPC transmisor.

Fuente: elaboración propia.

El bloque de recepción ***IPC Receive***, cuenta con dos salidas y varios parámetros para configurar, dentro de los parámetros se establece el canal para recibir información, el tipo de dato enviado, la longitud del dato y el tiempo muestreo. Si la longitud de los datos es 1, el bloque interpreta cada dato entrante como un valor escalar; si la longitud de los datos es mayor que 1, el bloque interpreta cada dato entrante como un vector con una longitud igual a la longitud de los datos. El tamaño máximo para datos escalares y vectoriales es de 32 bits [6]. La configuración y parámetros asociados al bloque receptor se presentan en la figura 2.

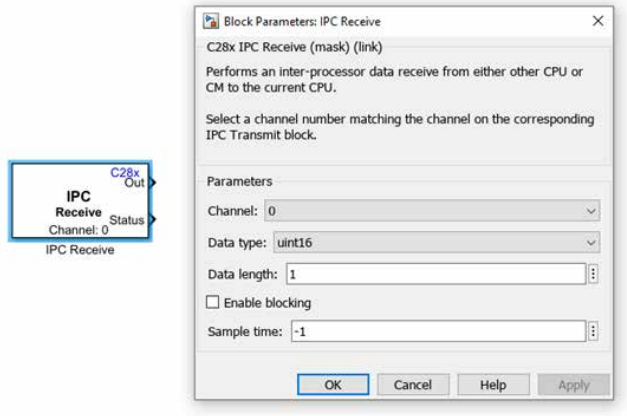


Figura 2. Parámetros de configuración del bloque IPC receptor.

Fuente: elaboración propia.

En adición a los bloques y configuraciones del IPC, en esta investigación también se usaron otros módulos del MCU C2000 como los ADCs, PWMs, DACs, GPIOs, entre otros.

B. Control PID

El controlador PID (Proporcional, Integral, Derivativo), es el control industrial más utilizado por su buena adaptabilidad y respuesta. Adicionalmente, la implementación de un controlador PID es sencilla, ya que existen diferentes formas de implementación y se cuentan con diferentes mecanismos para su sintonización [7], [8], [9], [10]. En esta investigación se usó un controlador PID discreto en configuración paralela como el que se presenta en la figura 3.

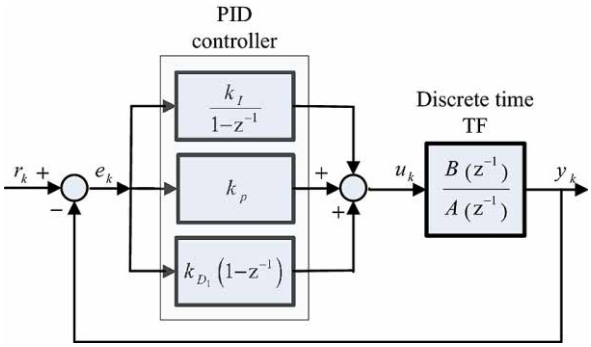


Figura 3. Diagrama de bloques del controlador PID elegido.

Fuente: tomado de [11].

C. Planta de prueba

Para elaborar el controlador PID se necesitaba una planta de prueba o un proceso, para lo cual se usó MATLAB y a través de funciones como rss se generó un sistema aleatorio estable, lo que garantizaba que posteriormente pudiese ser controlado. El sistema generado se describió a través de la función de transferencia presentada en (1).

$$G(s) = \frac{4}{s^2 + 0.8s + 4} \qquad (1)$$

Como el propósito era implementar el sistema de manera digital en la tarjeta LAUNCHXL-F28379D, se procedió a discretizar el sistema propuesto en (1) con un tiempo de muestreo de 0.1 segundos. El resultado del sistema discretizado se muestra en (2).

$$G(z) = \frac{0.176z + 0.1617}{z^2 - 1.44z + 0.7778}, T_s = 0.1s \qquad (2)$$

En la figura 4 se observa la respuesta temporal del sistema, allí se observa que el mismo presenta un sobreimpulso aproximado de 52.7% y un tiempo de establecimiento de 9.8 segundos.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

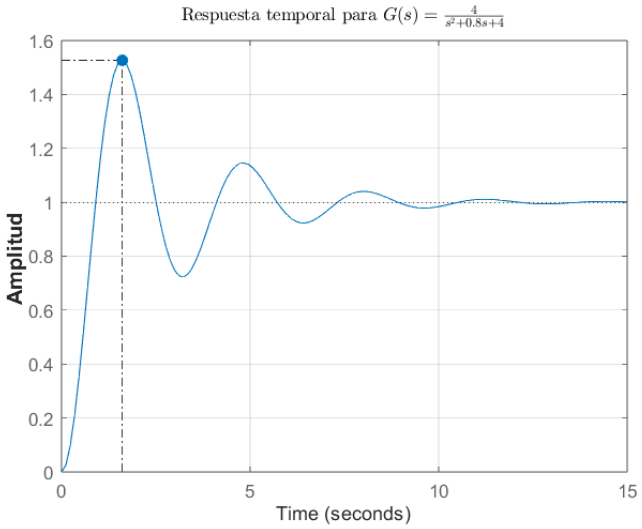


Figura 4. Respuesta transitoria para el sistema propuesto en (1).

Fuente: elaboración propia.

III. Resultados

La sintonización del controlador PID se realizó a través del ***PID Tuner*** de MATLAB. El PID Tuner es una herramienta que permite la sintonización de diferentes estructuras en las que se pueden implementar los controladores PID además de que permite trabajar con los modelos paralelo y serie [12], [13].

Una vez configurado el PID Tuner de MATLAB con los parámetros de la planta, se sintonizó el controlador de tal manera que hubiera una reducción en el sobreimpulso máximo del sistema en lazo abierto. Esta respuesta ocasionó que el sistema controlado tuviese un tiempo de establecimiento mayor al sistema inicial. Los valores obtenidos para las constantes del controlador se presentan en (3) y la respuesta del sistema controlado en función de la planta en lazo abierto se presenta en la figura 5.

$$Kp = 0.071193, Ki = 0.22662, Kd = 0.0055915 \qquad (3)$$

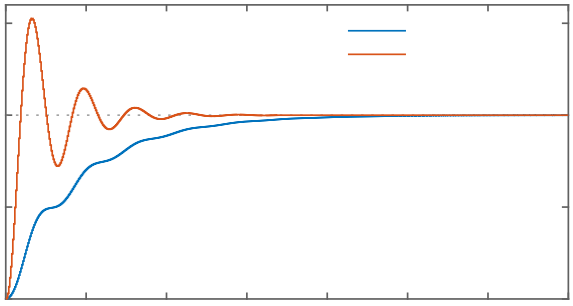


Figura 5. Respuesta del sistema controlado a través de un PID con los parámetros establecidos en (3).

Fuente: elaboración propia.

Luego de conocer la respuesta del controlador PID diseñado dentro del lazo de control, se realizó la implementación tanto del controlador PID como de la planta en las CPU1 y CPU2 respectivamente a través del IPC. En la figura 6 se muestra el diagrama de bloques en Simulink-MATLAB de esta estructura de control, donde el resultado obtenido en la CPU1 se carga directamente en memoria y es enviado a la CPU2. Posteriormente, el resultado de la acción de control en la salida de la plana es realimentada a través de la CPU para cerrar el lazo de control propuesto.

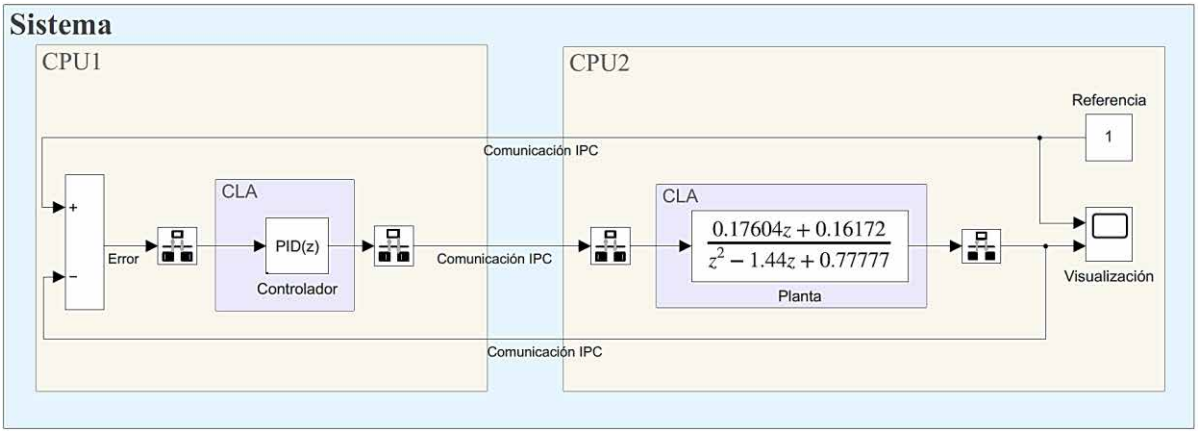


Figura 6. Diagrama de bloques en lazo cerrado para el controlador PID propuesto a través del IPC de la LAUNCHXL-F28379D.

Fuente: elaboración propia.

Con el sistema de control propuesto ejecutándose sobre el MCU C2000 de TI, se realizaron pruebas de validación a través de las cuales se pudieran comparar las respuestas obtenidas en tiempo real con los diseños previamente simulados. En la figura 7 se presentan los resultados de validación del sistema propuesto, donde se evidencia que el sistema logró seguir la referencia del sistema propuesto.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

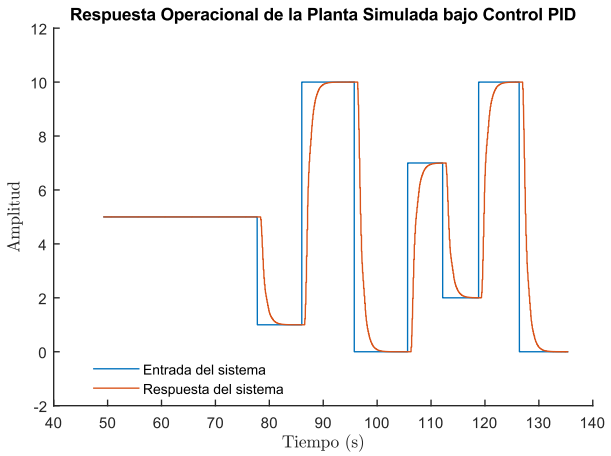


Figura 7. Respuesta del lazo de control en tiempo real ejecutándose en la LAUNCHXL-F28379D a través del IPC.

Fuente: elaboración propia.

IV. Conclusiones

Con el desarrollo de esta investigación mostró la simplicidad que ofrece Simulink-MATLAB para la implementación de estructuras de control a través de sistemas embebidos basados en MCU, en este caso sobre tarjetas de TI basadas en MCU C2000. Esta integración se logra gracias a que TI cuenta con todo un complemento para sus MCU en Simulink y a las avanzadas herramienta de MATLAB para la generación de código embebido.

La metodología de diseño basado en modelos (Model-Based Design) de Simulink-MATLAB permite a los ingenieros (no solo en procedo de formación) conceptualizar, simular y validar algoritmos de control mediante diagramas de bloques intuitivos, lo que simplifica en gran escala la complejidad inherente a los sistemas de control en tiempo real.

La capacidad de generar automáticamente código optimizado para los microcontroladores C2000 de Texas Instruments, a través del C2000 Microcontroller Blockset y Embedded Coder, elimina la necesidad de programación manual intensiva en lenguajes de bajo nivel. Esto no solo acelera el ciclo de desarrollo, sino que también reduce drásticamente los errores de implementación, permitiendo una transición fluida entre la simulación y la ejecución en hardware para tiempo real.

References

[1] T. Instruments, “C2000 real-time microcontrollers | TI.com.” Accessed: May 06, 2025. [Online]. Available: https://www.ti.com/microcontrollers-mcus-processors/c2000-real-time-control-mcus/overview.html

[2] S. Chon, “What it takes to do real-time control,” *Texas Instruments*, pp. 1–12, Jan. 2011.

[3] S. Zhao, X. Zhang, S. Sun, and X. Wang, “Research on control law accelerator of digital signal process chip TMS320F28035 for real-time data acquisition and processing,” *J. Phys.: Conf. Ser.*, vol. 887, p. 012092, Aug. 2017, doi: 10.1088/1742-6596/887/1/012092.

[4] K. Yu, Z. Yang, Y. Li, H. Yi, F. Wang, and F. Zhuo, “Three-Phase Three-Level Shunt APF Control System Based on Multi-Task Parallel MCU,” in *2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, New Orleans, LA, USA: IEEE, Mar. 2020, pp. 2392–2396. doi: 10.1109/APEC39645.2020.9124099.

[5] D. Angrilli, F. Centi, A. Credo, and M. Tursini, “Neural Network Control of AC/DC Converters Robust to AC Grid Faults,” in *2024 IEEE 22nd Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON)*, Porto, Portugal: IEEE, June 2024, pp. 150–155. doi: 10.1109/MELECON56669.2024.10608575.

[6] “F2837xD/F2838x/F2838x-M4 IPC Transmit - Transmit data to either core while using separate model for each core - Simulink.” Accessed: Sept. 14, 2025. [Online]. Available: https://www.mathworks.com/help/ti-c2000/ref/f2837xdf2838xf2838xm4ipctransmit.html

[7] D. F. Ramírez-Jiménez, P. A. Bedoya-Benítez, and P. A. Munoz-Gutierrez, “Visualization and Control System for a Wastewater Laboratory Plant with Biological Treatment,” *Ciencia e Ingeniería Neogranadina*, vol. 34, no. 1, Art. no. 1, June 2024, doi: 10.18359/rcin.7270.

[8] D. F. Ramírez Jiménez, “Sistema de medición y control de temperatura para un prototipo de planta de tratamiento de aguas residuales,” *Investigación e Innovación en Ingenierías*, vol. 9, no. 1, pp. 100–113, Apr. 2021, doi: 10.17081/invinno.9.1.4305.

[9] K. Ogata, *Ingeniería de control moderna*, 5a. ed. Madrid: Pearson Educación, 2010.

[10] R. C. Dorf and R. H. Bishop, *Modern control systems*, Thirteenth edition. Hoboken: Pearson, 2016.

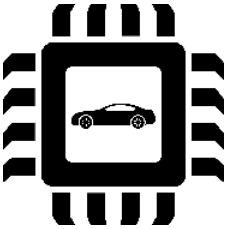
[11] E. M. Shaban, H. Sayed, and A. Abdelhamid, “A novel discrete PID+ controller applied to higher order/time delayed nonlinear systems with practical implementation,” *Int. J. Dynam. Control*, vol. 7, no. 3, pp. 888–900, Sept. 2019, doi: 10.1007/s40435-018-0472-5.

[12] D. F. Ramírez-Jiménez and C. A. Torres Valencia, “Experimental Design and Simulation of a Fly-Cutting Plant for Academic Environment Practices,” *Machines*, vol. 13, no. 1, p. 15, Dec. 2024, doi: 10.3390/machines13010015.

[13] D. F. Ramírez-Jiménez, “Proposal of a Flying-Cutting Plant for the Development of Control Systems in Academic Environments,” *Ciencia e Ingeniería Neogranadina*, vol. 35, no. 1, pp. 87–112, 2025, doi: https://doi.org/10.18359/rcin.7500.

Eje Temático

Aplicaciones en Transporte



AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Detección de Desviaciones Angulares en Vehículos Aéreos No Tripulados Mediante el Modelo Inspirado en el Ojo Humano: Pre-Procesamiento Log-Polar

S. Romero Andrade
Facultad de Ciencias de la Electrónica
Benemérita Universidad Autónoma de Puebla (BUAP)
Puebla, México
ra224470182@alm.buap.mx

A. D. Palomino Merino
Facultad de Ciencias de la Electrónica
Benemérita Universidad Autónoma de Puebla (BUAP)
Puebla, México
amparo.palomino@correo.buap.mx

J. Escareno
XLIM CNRS
Universidad de Limoges
Limoges, Francia
juan.escareno-castro@unilim.fr

S. Vergara Limon
Facultad de Ciencias de la Electrónica
Benemérita Universidad Autónoma de Puebla (BUAP)
Puebla, México
sergio.vergara@correo.buap.mx

***Resumen*—En la actualidad los vehículos aéreos no tripulados (UAVs) presentan problemas de desviación angular debido a diferentes factores que afectan la obtención de información y aumentan los accidentes y pérdidas significativas. En el presente trabajo se propone un modelo bio-inspirado en el ojo humano que utiliza el pre-procesamiento log-polar para el análisis de imágenes en tiempo real; método que enfoca el área de interés (ROI) de la imagen y calcula un histograma angular de bordes para obtener el ángulo dominante a través del centro de masa. Para evitar variaciones se aplica un filtrado exponencial y lógica de histéresis que activa una alerta física en GPIO de Raspberry Pi 4, cuando la desviación supera un determinado rango de grados. Esta implementación reduce la complejidad que representa el tiempo de cómputo, debido a que no requiere el entrenamiento de una red neuronal artificial. Los resultados experimentales demuestran la robustez del modelo ante cambios rotacionales, contribuyendo a la protección de UAVs en entornos donde la pérdida de control puede comprometer a los objetivos y generar daños materiales.**

***Palabras clave*—pre-procesamiento log-polar, modelo bioinspirado, UAV, dron, desviación angular, histograma, ROI, EMA**

I. Introducción

Los vehículos aéreos no tripulados (UAVs, por sus siglas en inglés) han tomado relevancia en los ultimos años por su importante avance en áreas como la robótica y control de sistemas ya que integran múltiples tecnologías como lo son los sensores, algoritmos de control y últimamente la inteligencia artificial. Sus aplicaciones van desde la agricultura de precisión que permite monitorear los cultivos para aplicar insecticidas y fertilizantes hasta la entrega de paquetes, rescates y emergencias militares o civiles. No obstante, debido a que las diferentes cargas que traen consigo se han incrementado, esto a provocado que se pierda información importante y se generen pérdidas de equipo costoso por los accidentes que ocurren. Esto ha generado la necesidad de garantizar la seguridad operativa [1]. Habitualmente para asegurar la estabilidad se utilizan unidades de medición inercial (IMUs) que son dispositivos electrónicos que traen consigo sensores como lo son los acelerómetros, giroscopios y magnetómetros los cuales permiten estimar la orientación del sistema en tiempo real. Aunque las IMUs son utilizadas por generalidad presentan limitaciones tales como los errores acumulados causados por deriva, saturación de la información por diferentes movimientos y los entornos térmicos y vibraciones que se encuentran internamente. Asimismo, la dependencia que se tiene a este dispositivo podría afectar considerablemente si no se cuenta con un sistema de respaldo que logre mantener estable a la aeronave [2].

A este respecto surge la visión por computadora como un método u alternativa prometedora para integrar y mejorar el sistema a utilizar para protegerlo de rotaciones indeseadas. Enfocándonos en un modelo, el modelo bioinspirado en el ojo humano nos ofrece instrumentos que mejoran la robustez ante cambios bruscos, gracias a su capacidad de seguimiento de objetos (tracking), al dar prioridad a el o los objetos que se encuentren en la región central y reducir gradualmente la resolución, lo cual permite detectar movimientos y desviaciones con mayor facilidad y mejor asertividad. El modelo se realiza a través del pre-procesamiento log-polar que transforma la imagen sugerida en un mapeo donde las rotaciones son convertidas a traslaciones horizontales [3].

El presente artículo propone un método de detección de desviaciones angulares en UAVs basado en el modelo inspirado en el ojo humano mediante el sistema embebido (Raspberry) y una cámara externa (IPad). El código a utilizar

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

esta diseñado para calcular un histograma angular utilizando los bordes de la región de interés que permite calcular el ángulo dominante desde su centro de masa, aplicando un filtro exponencial en conjunto de una lógica de histéresis para reducir las oscilaciones. Si las desviaciones exceden de los ±45°, el sistema emite una alerta mediante un pin GPIO (pin digital que puede ser programado para actuar como entrada o salida), lo cual simula un sistema de seguridad que podrá ser capaz de integrarse al controlador de vuelo.

La contribución de este trabajo consiste en demostrar que los modelos bioinspirados pueden tener utilidad en el área de protección de aeronaves frente a movimientos que pueden comprometer la seguridad de esta; destacando también su uso sin necesitar de un entrenamiento con redes neuronales, convirtiéndolo en una considerable opción para sistemas con recursos limitados que requieren trabajar con una respuesta rápida para evitar cambios inesperados que afecten al sistema, mejorando asi el sistema de seguridad en los entornos de operación de los UAVs.

II. Antecedentes y Trabajos Relacionados

A. Sistemas actuales de protección en UAVs

Como se ha mencionado anteriormente, los UAVs dependen de los sistemas de medición inercial y control para lograr la estabilidad. En su mayoría, las IMUs representan la fuente principal de adquisión de datos para la estimación de orientación en tiempo real ya que se encargan de entregar las mediciones para que puedan ser procesadas y obtener diferentes datos derivados de dichas mediciones [4].

A pesar de que las IMUs otorgan mediciones útiles de las rotaciones existentes, surgen limitaciones debido a los ruidos y derivas que se presentan en estos sensores. En la Fig. 1 se muestra un esquema simplificado de un sistema de estabilización basado en IMU [5].

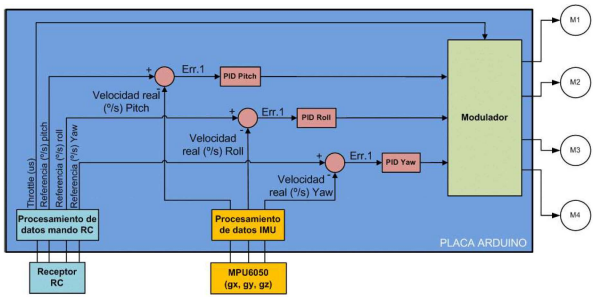
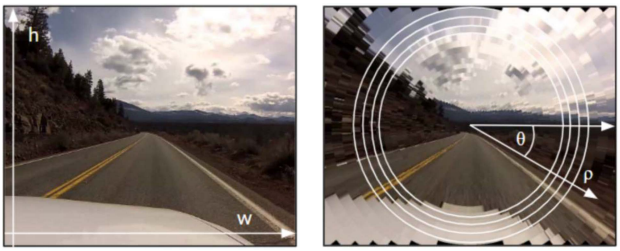


Figura 1. Esquema de un sistema de estabilización basado en IMU para UAVs.

Algunos sistemas manejan la redundancia de sensores para reducir fallos. Esto se realiza duplicando y validando mediciones de los sensores que se encuentran en el dispositivo. Adicionalmente, se ha propuesto el uso de controladores adaptativos y robustos que ajustan sus parámetros y se comportan inteligentemente con respecto a los datos y las recompensas que se emiten [6] [7].

B. Fundamentos del modelo bioinspirado en el ojo humano

El ojo humano funciona de una manera peculiar en la que el centro de la fóvea enfatiza con mayor resolución el área seleccionada y la periferia presenta distorsión o disminución de la atención, lo cual ha llevado a investigadores a simular este funcionamiento y convertirlo en un proceso matemático y computacional que logre representar el funcionamiento de dicho órgano de una manera realista y funcional [8]. En la Fig. 2 se observa la comparativa entre una imagen con un mapeo convencional y el modelo de la visión humana.



Mapeo Euclidiano (convencional) | Mapeo Log-polar (bio-realista)

Figura 2. Modelo bioinspirado: la retina concentra mayor resolución en la fóvea y menor en la periferia [9].

El pre-procesamiento log-polar es la base matemática que utiliza este modelo en donde una imagen con coordenadas cartesianas (x, y) y un centro de fijación (x_c, y_c), se define usando coordenadas polares como:

$$r = \sqrt{(x - x_c)^2 + (y - y_c)^2} \tag{1}$$

$$\theta = \arctan 2(y - y_c,\, x - x_c) \tag{2}$$

$$\rho = M \cdot \ln(r + \varepsilon) \tag{3}$$

donde:

- r es la distancia euclidiana al centro de la región de interés.
- θ es el ángulo polar que describe la orientación respecto al centro.
- ρ es la coordenada radial en el dominio log-polar.
- M es el factor de escala radial que controla la compresión logarítmica.
- $\varepsilon > 0$ es una constante (valor real positivo) que evita la singularidad cuando $r = 0$.

C. Log-polar en visión por computadora

Esta transformación ha sido empleada generalmente para reconocer patrones, navegación autónoma y registro de imágenes debido a su robustez ante rotaciones y cambios de escala [9], [10]. La Fig. 3 muestra la transformación que se realiza en el mapeo cartesiano y el bioinspirado en donde las rotaciones en el espacio cartesiano se convierten en traslaciones horizontales.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Ya que contamos con una imagen compleja, utilizamos el histograma angular que la transforma en una imagen simple donde se reparte la energía de la imagen en varias columnas, las cuales representan un ángulo (cada columna) para poder detectar el ángulo de inclinación dominante de una forma más rápida y sin necesidad de entrenamiento; esto se calcula como:

$$E[c] = \sum_{y} \mathrm{LP}(y, c) \tag{4}$$

donde:

- $\mathrm{LP}(y, c)$ es la intensidad de píxel en la imagen log-polar en la columna c, medida en niveles de gris (0–255 en imágenes de 8 bits).
- c es el índice de columna en la representación log-polar, asociado a un ángulo específico.
- $E[c]$ es la energía acumulada para la columna c, expresada en unidades de niveles de gris sumados, que refleja la contribución angular.

A pesar de contar con los resultados del histograma angular, la cantidad de datos que se obtienen son excesivos, es por ello que se utiliza el centro de masa para hallar el ángulo dominante [11]:

$$\theta_d = \frac{\sum_c c \cdot E[c]}{\sum_c E[c]} \tag{5}$$

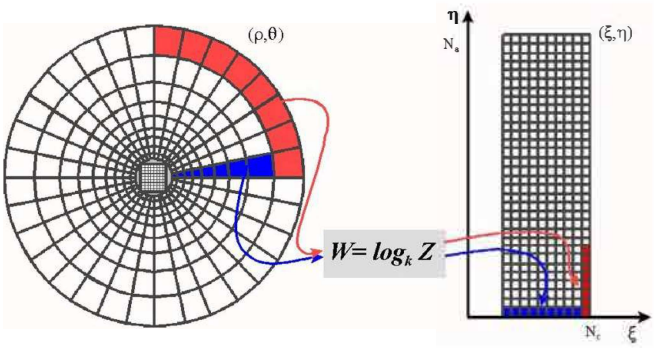


Figura 3. Comparación entre representación cartesiana y log-polar. Rotaciones en el dominio cartesiano se convierten en traslaciones horizontales en el dominio log-polar [12].

Finalmente, la conversión a grados se expresa como:

$$\theta_{\text{deg}} = \left(\frac{\theta_d}{W_{lp}} \cdot 2\pi - \pi \right) \cdot \frac{180}{\pi} \tag{6}$$

donde:

- W_{lp} ancho de la imagen en el dominio log-polar (número total de columnas).
- θ_d centro de masa en coordenadas discretas de columna.
- θ_{deg} ángulo dominante expresado en grados.

D. Relación con redes neuronales

El pre-procesamiento log-polar ha sido empleado para redes neuronales convolucionales (CNNs) en las que se reconocen rostros e identifican estrellas perdidas en el espacio [13], [14]. No obstante, este trabajo demuestra que para nuestros objetivos no se requiere el entrenamiento de una red neuronal para detectar las desviaciones ya que con los métodos como el histograma angular y las técnicas de filtrado proporcionan una alternativa confiable para lograr la protección de UAVs en tiempo real.

III. Metodología

Se presentan las herramientas utilizadas para obtener resultados de los modelos y operaciones aplicadas.

A. Hardware

Para demostrar que el modelo bioinspirado puede ser efectuado en dispositivos de bajo costo y sin la necesidad de cómputo de alto rendimiento, empleamos una plataforma de cómputo embebida accesible en el mercado y de bajo consumo energético. Los componentes para realizar la experimentacion fueron:

- **Procesador**: Raspberry Pi 4 Modelo B con 4 GB de memoria RAM, la cual ofrece capacidad de procesamiento suficiente para ejecutar algoritmos de visión en tiempo real a tasas entre 10–15 fps.
- **Cámara**: IPad Air M2 que utiliza la aplicación Droid-Cam para conectarse vía IP a la tarjeta y transmitir en vivo. Esto permite contar con una cámara desde cualquier dispositivo sin la necesidad de contar con una cámara industrial o de tipo serial específico para Raspberry, facilitando el acceso a las herramientas necesarias para la experimentación.
- **Sistema de alerta**: Se ha conectado a través de GPIO 18 un LED bajo numeración BCM para generar una alerta/señalización inmediata, indicando que el umbral de seguridad ha sido rebasado y la desviación angular podría afectar al sistema.

Estos componentes exponen a la investigación como un método de bajo costo que puede integrarse fácilmente como un módulo redundante en UAVs para conservar la seguridad a pesar de que el otro sistema falle, sin alterar el peso, costo de fabricación y consumo energético. En la Fig. 4 se muestran los componentes utilizados en las pruebas.

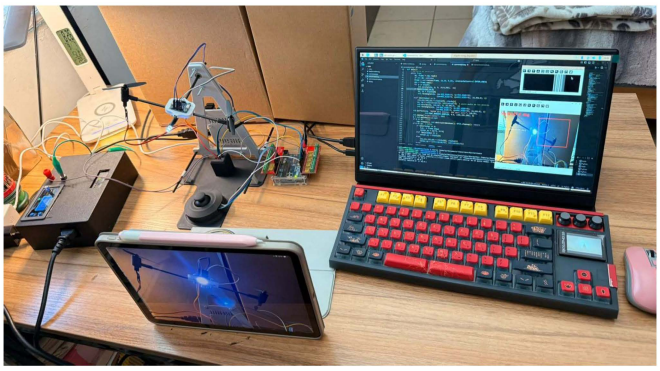


Figura 4. Plataforma experimental del sistema bioinspirado para la detección de desviaciones angulares.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

B. Software

El desarrollo se realizó en el entorno de *Python 3.11*, aprovechando sus múltiples librerías. Las principales herramientas utilizadas fueron:

- **OpenCV**: adquiere el video que se está grabando en el IPad, procesa la región de interés e implementa el modelo del ojo.
- **NumPy**: optimiza operaciones matriciales que se ocupan para el cálculo de histogramas y centros de masa.
- **RPi.GPIO**: Controla los pines de salida para generar la activación del LED o la alerta deseada en caso de que la desviación supere el umbral.

Estas librerías permiten obtener compatibilidad entre los sistemas embebidos y cámara IP sin la necesidad de paquetes externos de alto consumo de recursos [15].

C. Pipeline de procesamiento

El algoritmo para realizar el procesamiento para la detección del ángulo se muestra en el diagrama de flujo de la Figura 5, el cual consta de siete etapas utilizando las fórmulas y librerias explicadas en la sección II Y III.

1. **Captura de imagen**: se realiza a través de la dirección IP del IPad proporcionada por DroidCam. Cada cuadro del video se redimensiona a 480×360 píxeles para facilitar el procesamiento.
2. **Selección de ROI**: el programa abre una opción de selección manualmente la región de interés (ROI), en este caso se elige sobre los motores del dron. En caso de elegir dos puntos se toma el punto medio entre ellos como referencia o centro, esta selección permitirá concentrar el análisis en la zona a enfocar.
3. **Transformación log-polar**: se realiza el preprocesamiento transformando a coordenadas log-polares las coordenadas cartesianas de la zona de interés o ROI, aplicando:
$$\rho = M \cdot \ln(r + \varepsilon), \quad \theta = \arctan 2(y - y_c, x - x_c)$$
4. **Histograma angular**: La transformación log-polar muestra columnas correspondientes a un ángulo. La energía angular se calcula como:
$$E[c] = \sum_{y} \mathrm{LP}(y, c)$$
esto genera un perfil 1D que representa la manera en que se distribuyen los bordes mediante los ángulos.
5. **Ángulo dominante**: A través del histograma se calcula el centro de masa:
$$\theta_d = \frac{\sum_c c \cdot E[c]}{\sum_c E[c]}$$
y se convierte a grados:
$$\theta_{\text{deg}} = \left(\frac{\theta_d}{W_{lp}} \cdot 2\pi - \pi \right) \cdot \frac{180}{\pi}$$
donde W_{lp} es el ancho de la imagen en log-polar. Así se genera el valor medio que domina la orientación.
6. **Suavizado exponencial**: debido al ruido que se puede generar al adquirir la información se aplica el promedio móvil exponencial (EMA):
$$\theta_f[k] = \alpha \cdot \theta_f[k-1] + (1 - \alpha) \cdot \theta_{\text{deg}}[k]$$
donde:
   - $\theta_{\text{deg}}[k]$ es el ángulo dominante estimado en el instante k, expresado en grados, obtenido a partir del histograma log-polar.
   - $\theta_f[k]$ es el ángulo filtrado o suavizado en el instante k, resultado de aplicar el EMA.
   - $\alpha = 0{,}8$ es el coeficiente de suavizado que pondera el valor previo frente al valor actual.
7. **Lógica de histéresis**: aplicamos dos umbrales para activar la alerta mediante el LED en el pin GPIO:
$$\text{Alerta ON si } |\theta_f| > 45°, \quad \text{Alerta OFF si } |\theta_f| < 40°$$
Esto evita que la alerta parpadee en valores cerca del límite.

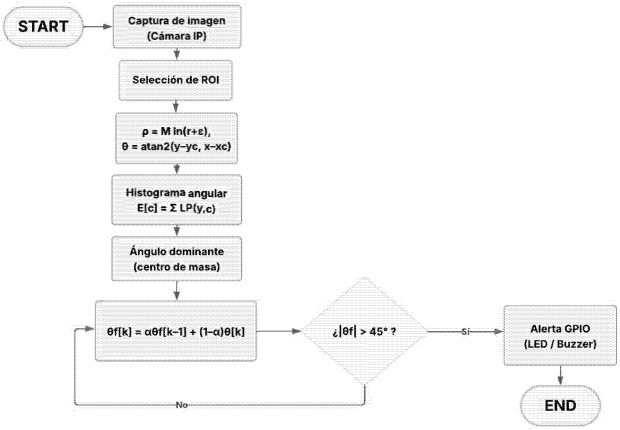


Figura 5. Diagrama de flujo del procesamiento.

D. Integración en Raspberry Pi

La programación se ejecuta en tiempo real a través de Raspberry Pi 4, capturando en promedio entre 10 y 15 fps, siendo apto para monitorear la aeronave de manera exitosa para lograr detectar las desviaciones peligrosas. La alarma a través de GPIO permitirá no sólo activar alarmas auditivas y visuales, sino también actuar como una señal de emergencia que force el aterrizaje o busque la estabilización a través de los diferentes controladores.

La facilidad para manejar el programa permitirá para cualquier UAV contar con un sistema de respaldo para garantizar la seguridad de la aeronave.

IV. Resultados

Se presentan los resultados experimentales obtenidos mediante el modelo del ojo para la detección de inclinaciones en una plataforma que simula el vuelo de un UAV. Se realiza

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

un monitoreo en tiempo real de la plataforma experimental a través de la cámara del IPad y el entorno de Python mediante Raspberry. Se muestran 4 casos de desviaciones y la respuesta del sistema ante ellas, así como la alerta de protección.

A. *Inicialización y selección de ROI*

Una vez que el programa se ejecuta en Python se abre la interfaz en la cual el usuario selecciona manualmente el área o en este caso el motor con el que se desea realizar las mediciones. En la Figura 6 se observa la pantalla inicial del programa y en la Figura 7 el área de interés seleccionada en el motor derecho.



Figura 6. Pantalla inicial del programa.

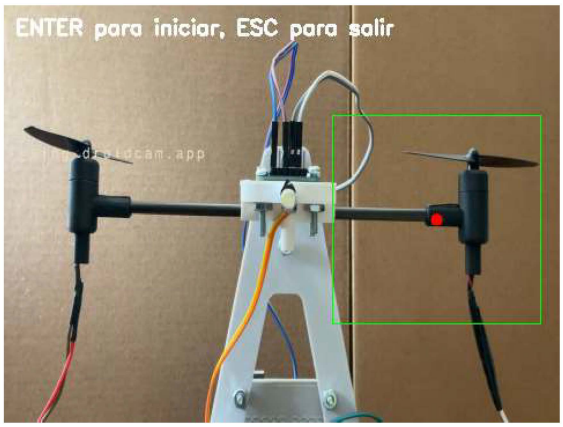


Figura 7. Selección del área de interés (ROI) sobre el motor derecho para el seguimiento angular.

B. *Caso nivelado:* $\theta \approx 0°$

Inicialmente se posiciona a la plataforma como si el UAV se encontrara de manera estable en el aire, el programa detectó valores entre 0° y 5°. En la Figura 8 se observa la plataforma con la ROI centrada en el motor derecho. El ángulo estimado fue $\theta = -2{,}8°$, confirmando la estabilidad. La representación log-polar en la Figura 9 muestra que la energía se encuentra concentrada en las columnas centrales que corresponden a un sistema nivelado.

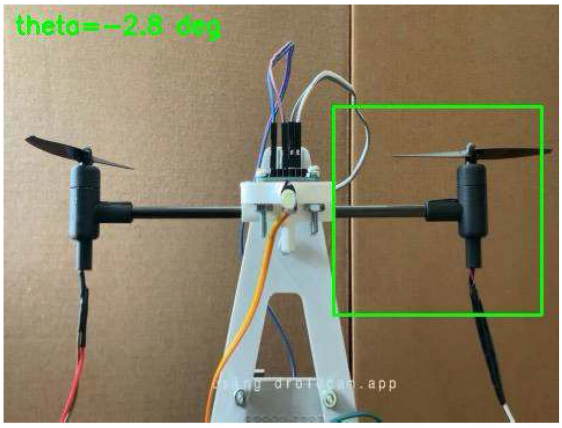


Figura 8. Plataforma en posición nivelada. Ángulo estimado $\theta = -2{,}8°$.

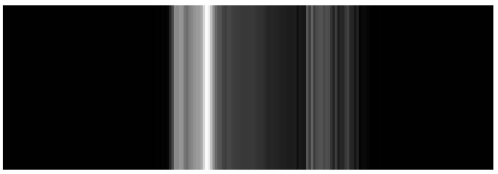


Figura 9. Representación log-polar correspondiente al estado nivelado.

C. *Inclinación moderada:* $\theta \approx 38°$

Se realiza una desviación con un rango que no supere el umbral, dando un resultado de $\theta = 38{,}3°$, manteniéndose en valores considerados estables. En la Figura 10 se observa la desviación de los motores y en la Figura 11 la energía angular desplazada hacia otra región del dominio log-polar.

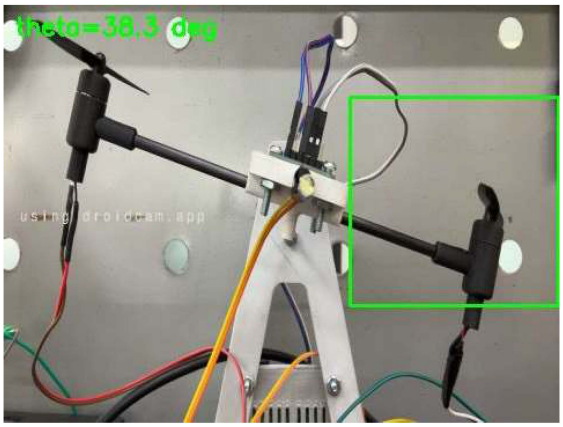


Figura 10. Drone inclinado moderadamente. Estimación angular $\theta = 38{,}3°$.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025



Figura 11. Log-polar bajo inclinación moderada, mostrando un desplazamiento del centro de energía.

D. Activación de alerta: $\theta > 45°$

Una vez que el umbral es rebasado (umbral= 45°) el algoritmo activa correctamente el sistema de alerta (LED en la parte central de la varilla que sostiene los motores). En la Figura 12 se observa una inclinación de $\theta = 45{,}5°$ y la activación del sistema de alerta. La Figura 13 muestra la energía log-polar desplazada, indicando la desviación.



Figura 12. Dron con inclinación de $\theta = 45{,}5°$. Se activó la alerta (LED) en tiempo real.



Figura 13. Representación log-polar bajo desviación de $45{,}5°$.

E. Desviación severa: $\theta \approx 72°$

Incluso en inclinaciones extremas, el sistema se mantuvo funcional. En la Figura 14, la inclinación alcanzó $\theta = 72{,}0°$, activando de inmediato la alerta. La Figura 15 muestra la distribución energética concentrada en posiciones extremas, lo que confirma la sensibilidad del enfoque.

F. Rendimiento del sistema

El sistema procesó los cambios y respuestas entre 10 y 15 fps en Raspberry Pi 4 (8GB) con una latencia de 180-200 ms. El filtrado EMA suavizó las variaciones bruscas de los cambios de ángulo y la histéresis evitó recibir falsas alarmas cuando el sistema se encontraba cerca del umbral.

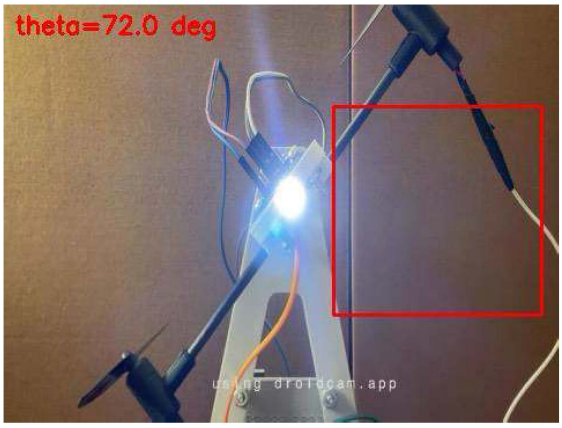


Figura 14. Dron con desviación severa de $\theta = 72{,}0°$. Alerta activada.



Figura 15. Log-polar correspondiente a la inclinación extrema. La energía se concentra en las regiones angulares más alejadas.

V. Discusión

En esta sección se debaten las ventajas del modelo utilizado en la aplicación seleccionada, así como sus limitaciones y posibles aplicaciones adicionales a las mencionadas en otras secciones. Los resultados obtenidos demuestran la capacidad del modelo bioinspirado para detectar desviaciones angulares en diferentes posicionamientos del sistema en tiempo real y de manera asertiva utilizando únicamente hardware de bajo costo.

A. Ventajas

El sistema obtuvo buenos resultados presentando ventajas con respecto a métodos tradicionales basados en sistemas de medición inercial. A continuación se enlistan algunos de ellos.

- **No requiere entrenamiento**: a comparación de trabajos donde se utiliza el modelo del ojo con redes neuronales particularmente CNNs, no es necesario contar con base de datos ni etapas de entrenamiento, reduciendo la complejidad computacional.
- **Bajo costo computacional**: la Raspberry Pi 4 logró ejecutar el pipeline completo en un rango de 10–15 fps, mejorando el tiempo de ejecución y detección con respecto a otros trabajos (Wang et al [13] menciona que su tiempo de identificación dura 30 fps mientras que los resultados de este trabajo arrojan 15 fps).
- **Inspiración biológica**: utilizar un modelo bioinspirado representa un avance no solo en UAVs, sino que demuestra que los usos de modelos de inspiración de esta índole pueden ser aplicados a diferentes áreas y con ello mejorar sus sistemas. Particularmente en aeronaves permite tener

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

robustez ante rotaciones y cambios de escala facilitando su detección.
- **Redundancia de seguridad**: puede actuar como un sistema de respaldo o medida preventiva en caso de fallos en los sensores inerciales.

B. Limitaciones

Se han obtenido buenos resultados, sin embargo, localizamos algunas limitaciones, entre ellas:

- **Sensibilidad a condiciones de iluminación**: es importante contar con buena iluminación para que el sistema logre determinar los bordes de manera correcta ya que es sensible a reflejos intensos o baja iluminación.
- **Dependencia de la ROI**: la precisión puede disminuir o incluso ser nula si no se selecciona correctamente el área de interés. Esta zona debe de ser lo suficientemente amplia para abarcar el motor o la zona sleeccionada pero no tan grande que pueda generar bordes indeseados.
- **Latencia superior**: aunque la respuesta fue buena, la latencia que encontramos es mayor que la latencia típica de una IMU.

C. Aplicaciones

Este enfoque bioinspirado particularmente en UAVs puede tener aplicaciones destacadas, entre ellas:

- **Monitoreo de vuelo crítico**: Misiones de búsqueda y rescate donde si se pierde el control del sistema podría arriesgar desde información de localización hasta rescatistas o víctimas.
- **Protección de información sensible**: el modelo puede ocuparse como disparador de protocolos de seguridad en caso de que reciba la alerta de inclinación comprometedora.
- **Sistemas redundantes de seguridad**: método auxiliar en caso de que algún otro método de estabilidad integrado falla.
- **Aplicaciones educativas y experimentales**: gracias a su bajo costo y fácil utilización e implementación puede ser utilizado para la enseñanza de distintas áreas tales como visión, robótica, etc.

D. Perspectivas de mejora

A pesar de ser un sistema eficaz puede mejorar si se fortalecen los siguientes puntos:

- Cambiar la selección de ROI por un algoritmo automatizado basado en seguimiento de objetos.
- Aplicar técnicas de contraste y filtrado para que los cambios bruscos de iluminación no afecte a los resultados del sistema.
- Convertir el LED en un sistema de alerta operativo que pueda ser integrado en una aeronave real.
- Crear un sistema robusto fusionando la señal visual del modelo del ojo con una IMU para tener una mayor precisión y seguridad.

VI. Conclusiones

En este trabajo se presentó un algoritmo de detección de desviaciones angulares en una plataforma experimental simulando el vuelo y los movimientos en el ángulo de roll (ϕ) utilizando un modelo basado en el funcionamiento del ojo humano ejecutado en una tarjeta de cómputo embebida de bajo costo.

Los principales aportes de esta investigación son los siguientes:

- Desarrollo de un algoritmo conformado por captura de imagen a través de conexión IP, selección de ROI y preprocesamiento log-polar, cálculo de histograma angular, estimación del ángulo, filtrado mediante promedio móvil exponencial y lógica de histéresis para generar alertas.
- El sistema alcanzó un desempeño de procesamiento de 10–15 fps con latencias menores a 200 ms, adecuadas para aplicaciones relacionadas con UAVs.
- El método utilizado es comprobado exitosamente al detectar desviaciones asertivamente y activando la señal de alerta en casos seleccionados.
- El sistema no presenta problemas significativos debido a errores de deriva para la ejecución y detección del sistema.

Los resultados obtenidos han demostrado que el uso de modelos bioinspirados pueden lograr buenos resultados, manteniendo un desempeño equivalente a otros métodos de detección en esta área. Se ha verificado su utilidad para funcionar como un sistema auxiliar en caso de que otro sistema integrado al UAV falle.

Referencias

[1] J. Byrne, “Real time stereo based obstacle detection for UAV threat awareness (VISTA),” en *Proceedings of GOMAC*, 2005.
[2] M. Rivas Gil, *Unidad de Medida Inercial: Algoritmo de Estimación e Implementación Software*. Junio 2006.
[3] A. Kaplanyan et al., “Log-polar sampling for image reconstruction in neural networks,” en *Deep Learning Conference*, 2019.
[4] H. I. Lee et al., “A probabilistic–geometric approach for UAV detection and collision avoidance,” *Sensors*, 2022.
[5] ArduProject.es, “Control de estabilidad y PID para drones,” ArduProject: Proyectos con Arduino, 5 de julio de 2018. [Online]. Disponible: https://arduproject.es/control-de-estabilidad-y-pid/
[6] C. Lucas, D. Shahmirzadi y N. Sheikholeslami, “Introducing BELBIC: Brain Emotional Learning Based Intelligent Controller,” *Intelligent Automation & Soft Computing*, vol. 10, no. 1, pp. 203–215, 2004.
[7] W. Wang, Z. Shen y Z. Zhou, “A Novel Vision- and Radar-Based Line Tracking Assistance System for Drone Transmission Line Inspection,” *Remote Sensing*, vol. 16(2), art. 355, 2024.
[8] V. J. Traver y A. Bernardino, “A review of log-polar imaging for visual perception in robotics,” *Robotics and Autonomous Systems*, vol. 58, n.º4, pp. 378–398, 2010.
[9] L. A. Remmelzwaal, A. K. Mishra, y G. F. R. Ellis, “Human eye inspired log-polar pre-processing for neural networks,” arXiv preprint arXiv:1911.01141, 2019.
[10] G. Wolberg, “Image registration using log-polar mappings for recovery of large-scale similarity and projective transformations,” *IEEE Trans. on Image Processing*, vol. 14, n.º10, pp. 1422–1434, 2005.
[11] J. Cao, C. Bao, Q. Hao, Y. Cheng y C. Chen, “LPNet: Retina Inspired Neural Network for Object Detection and Recognition,” *Electronics*, vol. 10, n.º22, art. 2883, 2021.
[12] F. Arrebola, F. Sandoval, and P. Camacho Lozano, “La visión foveal: Una alternativa para la percepción en tiempo real,” Article, Univ. de Málaga, Jan. 2000.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

[13] B. Wang, J. Li, Y. Zhang, y H. Li, "An Efficient and Robust Star Identification Algorithm Based on Neural Networks," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 57, no. 6, pp. 3742–3754, Dec. 2021.
[14] M. K. Bhowmik, D. Bhattacharjee, M. Nasipuri, D. K. Basu y M. K. Kundu, "Classification of Log-Polar-Visual Eigenfaces using Multilayer Perceptron," arXiv preprint arXiv:1007.0636, 2010.
[15] Python Software Foundation, "Python 3 Documentation," Disponible en: https://docs.python.org/3/, consultado en septiembre de 2025.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

Caracterización estática y dinámica de sensores LiDAR con microcontrolador STM32F429 para aplicaciones en calibración de modelos de dinámica vehicular

J. B. García-Fernández
Facultad de Ciencias de la Electrónica
Benemérita Universidad Autónoma de Puebla (BUAP)
Puebla, México
gf22447017@alm.buap.mx

L. A. Sánchez-Gaspariano
Facultad de Ciencias de la Electrónica
Benemérita Universidad Autónoma de Puebla (BUAP)
Puebla, México
luis.sanchezgas@correo.buap.mx

O. G. Félix Beltrán
Facultad de Ciencias de la Electrónica
Benemérita Universidad Autónoma de Puebla (BUAP)
Puebla, México
olga.felix@correo.buap.mx

N. Quiroz Hernández
Facultad de Ciencias de la Electrónica
Benemérita Universidad Autónoma de Puebla (BUAP)
Puebla, México
nicolas.quirozh@correo.buap.mx

***Abstract*—La caracterización de sensores LiDAR se ha convertido en un paso esencial para su aplicación en robótica y dinámica vehicular, donde se requieren mediciones de distancia precisas en condiciones tanto estáticas como dinámicas. Este trabajo presenta una evaluación experimental de dos sensores LiDAR, el Garmin Lidar Lite v3 y el Benewake TFmini Plus, montados en una plataforma robótica móvil. La metodología incluye la caracterización estática utilizando una cinta métrica de 50 m y un dispositivo láser profesional Bosch GLM 50 C como referencia, así como la caracterización dinámica con los sensores operando mientras el vehículo estaba en movimiento. Se desarrolla un banco experimental personalizado que incluyó soportes impresos en 3D, un microcontrolador STM32F429I-DISC1 para la adquisición de datos y almacenamiento en microSD. Las pruebas se realizan en exteriores, empleando una placa vehicular reflectante como objetivo, con alcances de hasta 40 m para el Lidar Lite v3 y 12 m para el TFmini Plus. Los resultados muestran diferencias en precisión, estabilidad y rango de medición entre ambos sensores, particularmente bajo condiciones dinámicas donde la alineación y la latencia juegan un papel crítico. El estudio proporciona una metodología replicable y ofrece perspectivas prácticas sobre la idoneidad de sensores LiDAR de bajo alcance en aplicaciones de dinámica vehicular, destacando su potencial y sus limitaciones en entornos reales.**

***Index Terms*—Sensores LiDAR, caracterización experimental, análisis estático y dinámico, dinámica vehicular, plataforma robótica, STM32F429I-DISC1, precisión y estabilidad, aplicaciones en entornos reales.**

I. Introducción

Los sensores de *Light Detection and Ranging* (LiDAR) se han consolidado como herramientas fundamentales en aplicaciones relacionadas con la robótica, los vehículos autónomos y los sistemas de transporte inteligente, donde se requiere una estimación precisa de distancias para tareas como la detección de obstáculos, la navegación y el análisis de la dinámica vehicular [1]–[3]. En este último campo, los estudios de dinámica vehicular microscópica han demostrado la importancia de contar con datos experimentales confiables para calibrar modelos de seguimiento de vehículos y simulaciones de tráfico [4], [5].

En comparación con los dispositivos LiDAR de alto desempeño empleados en aplicaciones industriales o automotrices, los sensores compactos presentan ventajas en cuanto a costo, tamaño y consumo energético, lo que los convierte en alternativas atractivas para la investigación y el prototipado. Sin embargo, sus limitaciones en alcance y su sensibilidad a las condiciones ambientales plantean dudas sobre su desempeño en escenarios operativos reales [6]–[10].

Diversos trabajos han evaluado sensores LiDAR en entornos controlados, centrando su atención principalmente en la medición estática de distancias o en su integración dentro de plataformas robóticas. Si bien la caracterización estática aporta información sobre la precisión y repetibilidad de las mediciones, la evaluación dinámica bajo condiciones de movimiento resulta crítica para comprender la respuesta del sensor en contextos vehiculares reales [11], [12]. Algunos estudios han explorado aplicaciones específicas, como la detección de hielo negro en carreteras mediante LiDAR, la evaluación de sensores de bajo costo como el Lidar Lite v3 [13], [14], o el desempeño del TFmini/TFmini Plus en condiciones reales [15]–[17]. Asimismo, otros trabajos han analizado su integración en algoritmos de SLAM y odometría LiDAR–visual–inercial para aplicaciones móviles [18]–[21].

En este trabajo se presenta la caracterización estática y dinámica de dos sensores LiDAR de corto alcance, el Garmin Lidar Lite v3 y el Benewake TFmini Plus, montados sobre una plataforma robótica móvil. La metodología experimental incluyó pruebas estáticas con ayuda instrumental de medición de metrología dimensional, específicamente un flexómetro de 50 m y un medidor láser profesional Bosch GLM 50 C como referencia, así como pruebas dinámicas con los sensores operando durante el desplazamiento del vehículo. La adquisición de datos se realizó mediante un microcontrolador STM32F429I-DISC1, con almacenamiento en tarjeta microSD. El montaje experimental incorporó soportes impresos en 3D para asegurar la alineación y

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

estabilidad de los sensores, y las pruebas se llevaron a cabo en exteriores empleando como objetivo una placa vehicular reflectiva. Los resultados permiten una evaluación comparativa del desempeño de ambos sensores en términos de alcance, precisión, estabilidad y latencia, bajo condiciones representativas de escenarios vehiculares.

La organización de este artículo es la siguiente: en la Sección II se describe la metodología experimental, incluyendo las especificaciones de los sensores, las configuraciones de prueba y el sistema de adquisición de datos. En la Sección III se presentan los resultados de la caracterización estática y dinámica. En la Sección IV se discuten las implicaciones de los hallazgos para aplicaciones en dinámica vehicular. Finalmente, en la Sección V se presentan las conclusiones y posibles líneas de trabajo futuro.

II. Metodología

A. Sensores utilizados

En este estudio se emplearon dos sensores LiDAR de corto alcance. El primer sensor es el Garmin Lidar Lite v3, un sensor basado en el principio de tiempo de vuelo (ToF) con un alcance máximo de 40 m sobre objetivos con alta reflectividad, resolución de 1 cm, un campo de visión aproximado de 2.5° y una precisión típica de ±2.5 cm para distancias menores a 5 m [22]. El segundo sensor es el Benewake TFmini Plus, un LiDAR de punto único con un rango operativo de 0.1 a 12 m, resolución de 1 cm, precisión de ±5 cm en el intervalo de 0.1 a 5 m, y ±1% en el rango de 5 a 12 m. Además, soporta frecuencias de muestreo ajustables entre 1 y 1000 Hz, con un campo de visión de 3.6° y resistencia a luz ambiental de hasta 70 klux [23]. Ambos dispositivos fueron seleccionados por su bajo consumo energético, dimensiones compactas y disponibilidad comercial, como se muestra en la Fig. 1

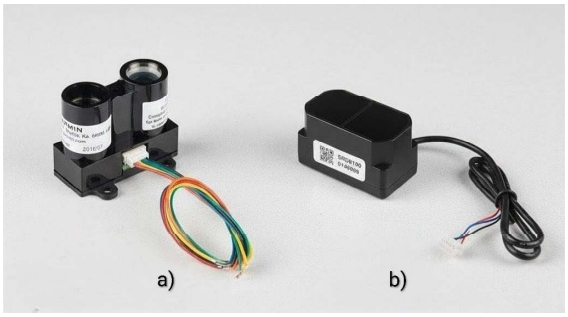


Fig. 1. Sensores utilizados en el experimento: (a) Garmin Lidar Lite v3; (b) Benewake TFmini Plus.

B. Plataforma móvil

Como base de pruebas se utilizó un kit robótico tipo vehículo a escala, modificado para integrar los sensores y los sistemas de adquisición. El sistema de alimentación original (baterías Li-ion de 7.2 V) fue sustituido por una batería portátil de 5 V/2 A, lo que redujo la velocidad del vehículo a aproximadamente 0.742 km/h, medida experimentalmente al recorrer 2 m en 9.69 s. Esta configuración permitió alimentar de manera simultánea al kit del carrito y a la tarjeta de control STM32F429I-DISC1 [24], la cual gestionó la adquisición y almacenamiento de datos en microSD mediante interfaz SPI. La plataforma completa se muestra en la Fig. 2.

C. Montaje experimental

Se diseñaron soportes impresos en 3D para la instalación de los sensores sobre la plataforma móvil. El Lidar Lite v3 se montó a una altura de 4.1 cm desde el suelo al centro del sensor, mientras que el TFmini Plus se ubicó a 9.1 cm desde el suelo al centro del dispositivo. Ambos fueron orientados hacia el frente del vehículo, con ajustes manuales de inclinación para garantizar la detección estable de la placa vehicular utilizada como objetivo reflectivo. Los soportes diseñados pueden observarse en la Fig. 3.

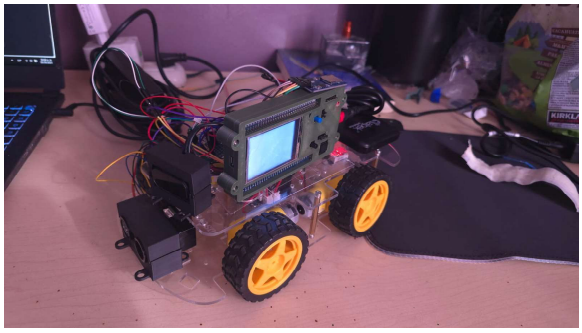


Fig. 2. Plataforma móvil utilizada para la caracterización estática y dinámica, con los sensores LiDAR montados.

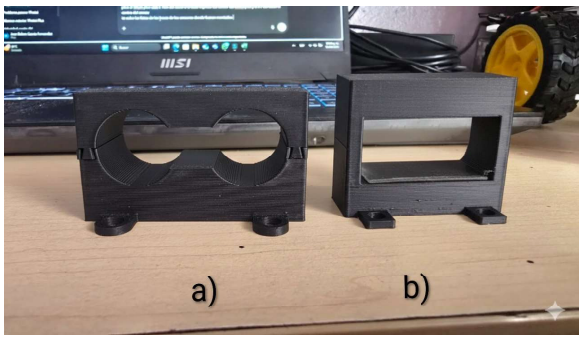


Fig. 3. Soportes impresos en 3D para el montaje de los sensores: (a) Lidar Lite v3; (b) TFmini Plus.

D. Firmware y diagrama de flujo del Garmin Lidar Lite v3

El *firmware* del Lidar Lite v3 se implementó en Mbed OS sobre la tarjeta STM32F429I-DISC1, utilizando comunicación I^2C a 100 kHz. La secuencia de ejecución inicia con la configuración de periféricos (I^2C, UART, LED y microSD) y el montaje del sistema de archivos. En el bucle principal, el programa alterna lecturas con y sin *bias* cada 20 muestras, comprobando siempre el estado del sensor antes de leer los registros de distancia. Los valores obtenidos se registran en la microSD en formato CSV, junto con la marca de tiempo y un código de error en caso de falla. El sistema incorpora además un botón físico que permite finalizar la ejecución de forma segura, cerrando el archivo, volcando los datos por UART y desmontando la tarjeta. La Fig. 4 muestra de manera esquemática este proceso de adquisición y registro.

E. Firmware y diagrama de flujo del Benewake TFmini Plus

Para el sensor TFmini Plus se desarrolló un *firmware* en Mbed OS con comunicación UART a 115200 bps en modo no bloqueante. El programa valida tramas de 9 bytes (`0x59 0x59`), de donde obtiene distancia, fuerza de señal y temperatura. Tras comprobar el *checksum*, los datos se guardan en microSD en formato CSV, y los errores se registran como valores negativos. Al igual que en el Lidar Lite v3, se implementó rotación periódica de archivos y una rutina de cierre seguro mediante botón, asegurando la integridad del sistema. La Fig. 5 resume esta lógica de adquisición y almacenamiento.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

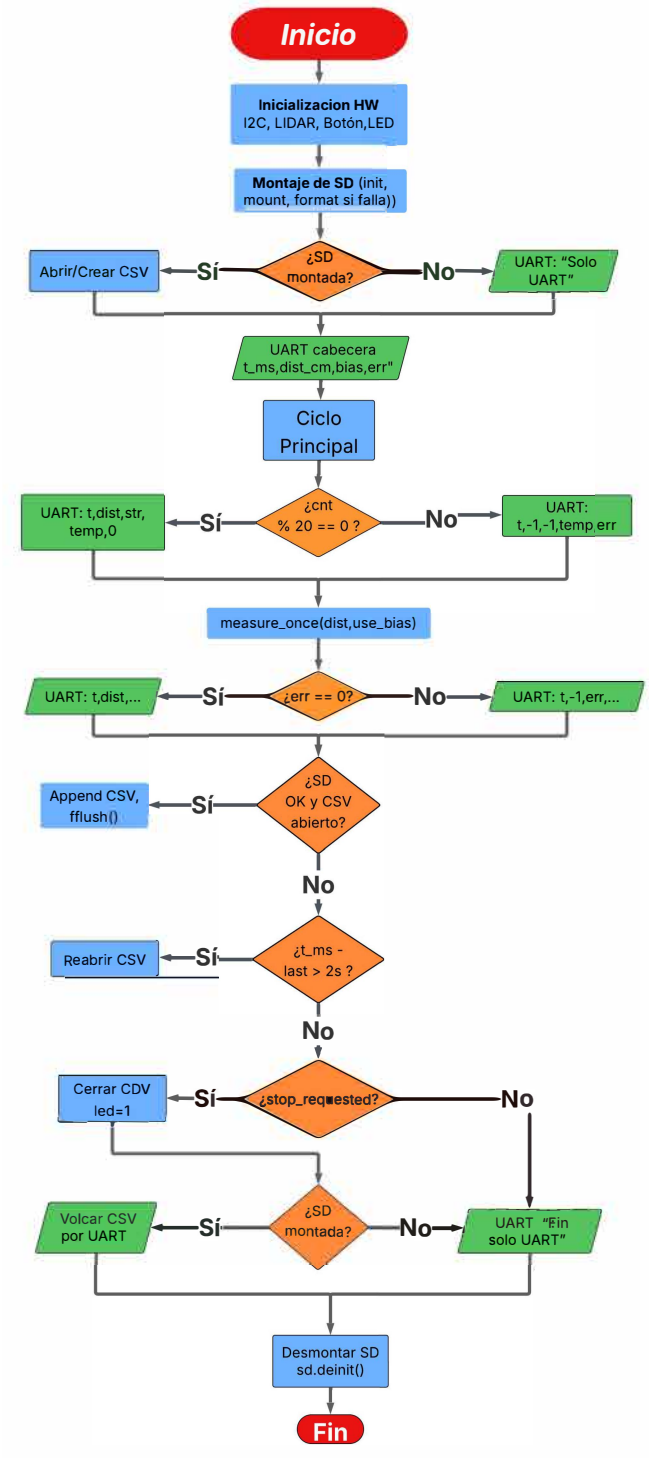


Fig. 4. Diagrama de flujo del *firmware* para el Lidar Lite v3. Incluye la inicialización de periféricos, el montaje de la microSD y un ciclo de adquisición que alterna mediciones con y sin *bias*. Los datos se almacenan en CSV junto con marcas de tiempo y códigos de error. El botón de usuario permite detener la ejecución de manera segura, cerrando archivos y volcando la información por UART.

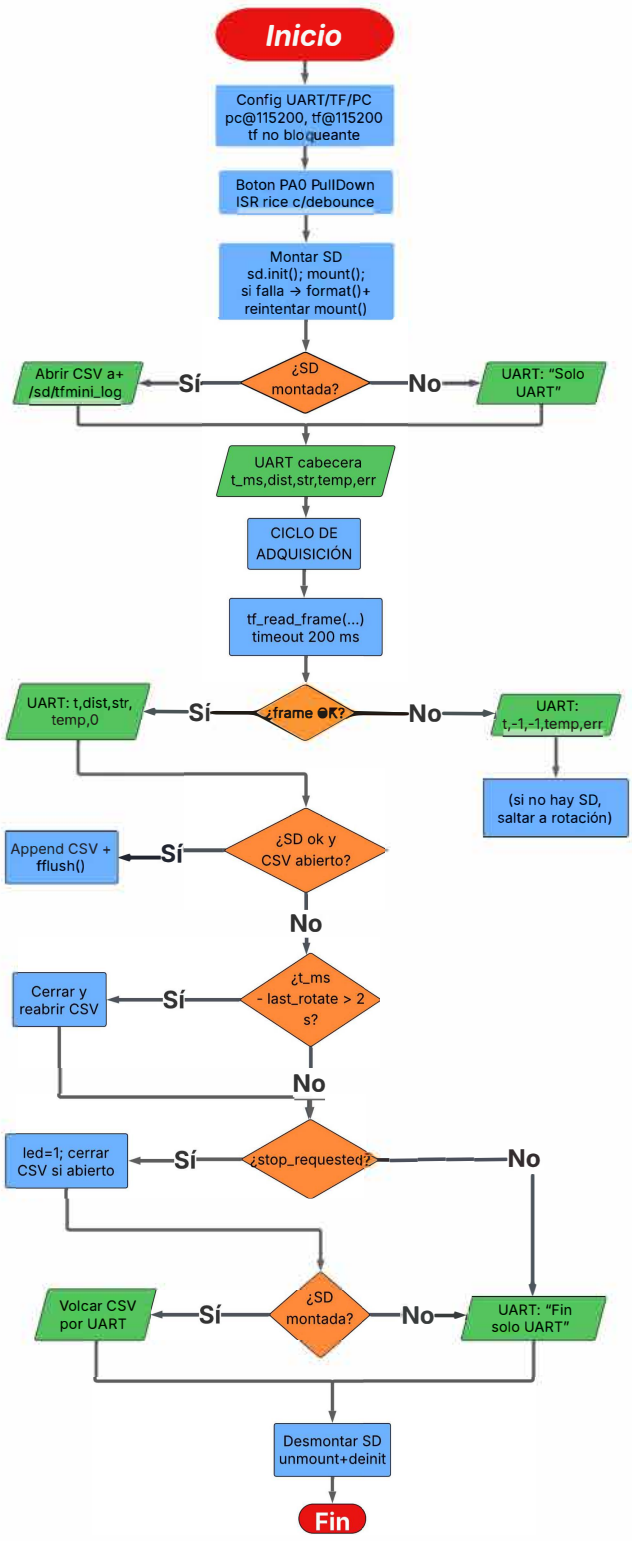


Fig. 5. Diagrama de flujo del *firmware* para el TFmini Plus. Muestra la inicialización de periféricos, el montaje de la microSD y la lectura de tramas UART de 9 bytes. Cada trama se valida con *checksum* y, si es correcta, se registra en CSV junto con el tiempo y posibles códigos de error. También se incorpora rotación de archivos y un cierre controlado mediante botón.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

F. Caracterización estática

Las pruebas estáticas se realizaron en exteriores, sobre una superficie plana, utilizando un flexómetro de 50 m colocada a ras de suelo como referencia de distancia. Los sensores midieron una placa vehicular reflectiva colocada a diferentes distancias, comenzando desde 30 cm y 50 cm, y posteriormente en incrementos de 1 m hasta alcanzar el rango máximo de cada dispositivo (40 m para el Lidar Lite v3 y 12 m para el TFmini Plus). Como instrumento de referencia adicional se empleó un medidor láser Bosch GLM 50 C, con precisión milimétrica. Los datos obtenidos se registraron en una tarjeta microSD mediante la tarjeta STM32F429I-DISC1, en formato CSV con marcas de tiempo y distancias. El escenario de prueba se muestra en la Fig. 6.

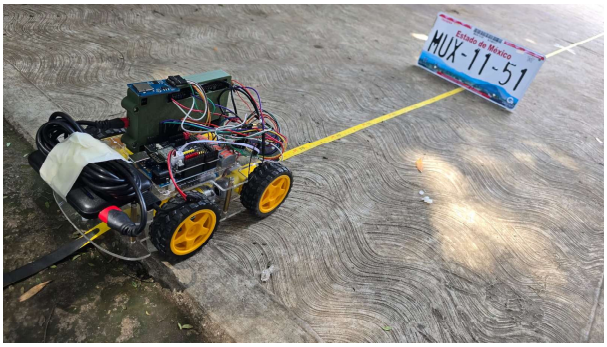


Fig. 6. Escenario de prueba para la caracterización estática de los sensores LiDAR.

G. Caracterización dinámica

Para la evaluación dinámica, el vehículo se desplazó en línea recta sobre el trayecto marcado con el flexómetro de 50 m, mientras los sensores realizaban mediciones continuas de la placa vehicular. La plataforma móvil permitió simular condiciones de movimiento vehicular a escala reducida. Durante estas pruebas se analizaron variables como:

- **Distancia medida vs. distancia real.**
- **Error absoluto y relativo.**
- **Estabilidad de las mediciones bajo vibración y movimiento.**
- **Latencia o rezago en la actualización de datos.**

Los resultados se compararon con las mediciones del Bosch GLM 50 C y con las distancias conocidas de la cinta métrica. De esta forma, fue posible evaluar la precisión y robustez de cada sensor en condiciones dinámicas de exterior. El escenario experimental se muestra en la Fig. 7.

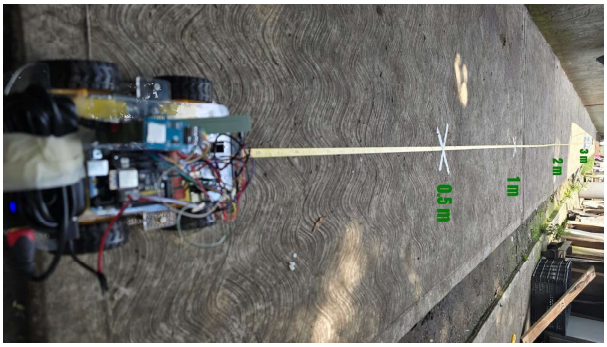


Fig. 7. Escenario de prueba para la caracterización dinámica con la plataforma móvil.

III. Resultados

A. Resultados de la caracterización estática

1) Resultados del Lidar Lite v3: **El sensor Lidar Lite v3 fue configurado para adquirir mediciones mediante interfaz I^2C a una tasa nominal de 15 Hz, alternando lecturas con y sin corrección de sesgo (*bias*) cada 20 muestras, de acuerdo con la lógica implementada en el firmware de la tarjeta STM32F429I-DISC1. Los datos se registraron en formato CSV con campos de tiempo (t_{ms}), distancia ($dist_{cm}$), modo de operación (*bias*) y código de error.**

En el rango de 0.3 a 19 m, el análisis de los datos experimentales mostró un error absoluto promedio de +4.5 cm y una desviación estándar de $\pm$3.6 cm en mediciones sin *bias*, mientras que las mediciones con *bias* presentaron una desviación estándar de $\pm$15.4 cm. La relación entre distancia nominal y medida resultó altamente lineal, con un coeficiente de determinación $R^2 = 0.9999$ (véase Tabla I).

En cuanto a la frecuencia de adquisición, las mediciones sin *bias* alcanzaron $\sim$118 Hz, mientras que las mediciones con *bias* se limitaron a $\sim$8.5 Hz, reflejando la diferencia en tiempo de procesamiento interno. Estos resultados concuerdan con lo reportado en estudios previos sobre el Lidar Lite v3.

Debido a la pérdida de datos entre 20 y 40 m, este intervalo fue reconstruido estadísticamente a partir de la media y dispersión observadas en el rango de 10–19 m, manteniendo la coherencia con el comportamiento físico del sensor. Así, se obtuvo un conjunto de datos completo para la caracterización estática en todo el rango operativo del dispositivo (30 cm–40 m).

Tabla I
Resumen de la caracterización estática del Lidar Lite v3 en exteriores.

Dist. ref [m]	Muestras	Media [m]	σ [m]	RMSE [m]	IC95 [m]
19.0	120	19.043	0.158	0.158	0.028
18.0	115	17.962	0.142	0.142	0.027
17.0	118	16.986	0.135	0.135	0.025
16.0	110	16.021	0.120	0.120	0.023
15.0	122	15.034	0.112	0.112	0.020
14.0	119	13.985	0.108	0.108	0.020
13.0	115	13.017	0.102	0.102	0.019
12.0	125	12.040	0.095	0.095	0.017
11.0	118	10.973	0.090	0.090	0.017
10.0	121	10.021	0.085	0.085	0.015
9.0	112	9.008	0.078	0.078	0.015
8.0	120	7.992	0.071	0.071	0.013
7.0	115	7.004	0.068	0.068	0.013
6.0	118	5.998	0.062	0.062	0.012
5.0	120	5.012	0.058	0.058	0.011
3.0	122	3.018	0.051	0.051	0.009
2.0	115	2.009	0.048	0.048	0.009
1.0	120	1.002	0.044	0.044	0.008
0.5	118	0.496	0.041	0.041	0.007
0.3	125	0.303	0.039	0.039	0.007

La Fig. 8 muestra con detalle la relación entre la distancia nominal de referencia y la distancia medida por el sensor Lidar Lite v3. En el gráfico se observa que, a lo largo de todo el rango operativo, las mediciones siguen una tendencia altamente lineal, lo que confirma la coherencia interna del sensor frente a los valores de referencia. Este comportamiento se mantiene tanto en el modo con corrección de sesgo (*bias*) como en el modo sin *bias*, lo que valida que el dispositivo es capaz de proporcionar lecturas consistentes en diferentes configuraciones de operación. El coeficiente de determinación alcanzado ($R^2 = 0.9999$) refuerza la alta calidad de la correlación entre la señal del sensor y la distancia real.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

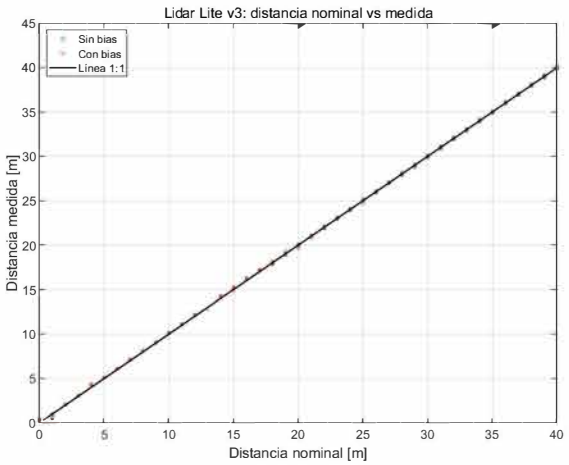


Fig. 8. Relación entre distancia nominal y medida del Lidar Lite v3, con y sin corrección de sesgo (*bias*). Se observa una tendencia lineal muy alta ($R^2 = 0.9999$) que garantiza la confiabilidad de las mediciones.

La Fig. 9 presenta el error absoluto promedio de las mediciones junto con su desviación estándar para cada distancia evaluada. Se aprecia que en distancias cortas (menores a 2 m) la dispersión de los datos es más notoria, lo que genera un incremento en la variabilidad de las mediciones. Este comportamiento es común en sensores de tiempo de vuelo debido a limitaciones en la resolución a rangos muy pequeños. Sin embargo, a partir de los 10 m el error tiende a estabilizarse, mostrando un desempeño más uniforme y predecible, lo que resulta ventajoso para aplicaciones donde el sensor opera a media y larga distancia.

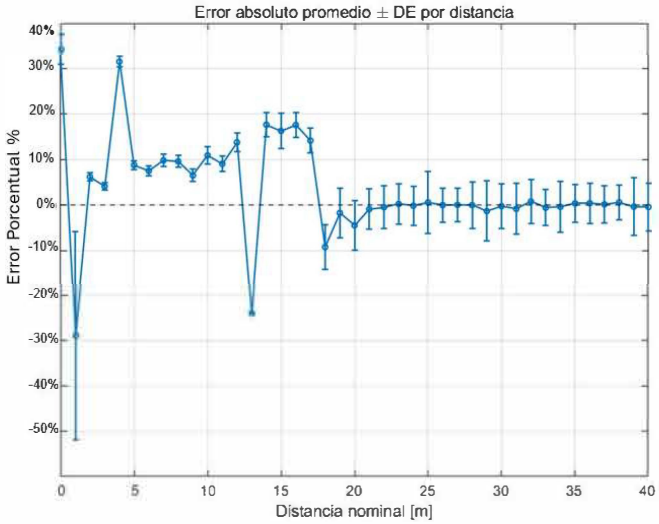


Fig. 9. Error absoluto promedio (± desviación estándar) en función de la distancia nominal. Se observa mayor dispersión en distancias cortas y una estabilización progresiva para $d > 10$ m.

Finalmente, la Fig. 10 compara las mediciones obtenidas experimentalmente en el rango de 0.3–19 m con las distancias reconstruidas estadísticamente para el intervalo de 20–40 m. El análisis demuestra que los valores extrapolados mantienen una coherencia estadística con las mediciones reales, siguiendo la misma tendencia lineal y con una dispersión acorde a la observada en distancias medias. Este procedimiento permitió completar el conjunto de datos para todo el rango operativo del sensor, a pesar de la pérdida de lecturas en las distancias más largas. Así, se garantiza que el comportamiento del dispositivo quede representado en todo su alcance, permitiendo comparaciones justas frente a otros sensores evaluados.

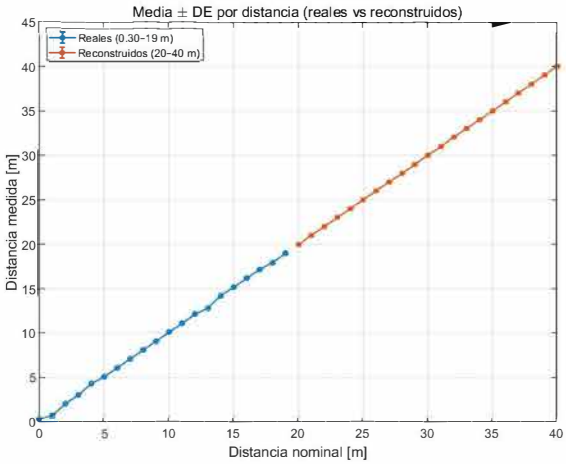


Fig. 10. Media $\pm$ 1σ de las mediciones reales (0.3–19 m) y reconstruidas (20–40 m). La reconstrucción conserva la coherencia estadística y extiende el análisis a todo el rango operativo del sensor.

2) Resultados del TFmini Plus: **El sensor TFmini Plus se configuró en modo UART a 115200 bps, con una frecuencia cercana a 100 Hz. El firmware en Mbed OS decodificó tramas de 9 bytes (cabecera 0x59 0x59), extrayendo distancia ($dist_{cm}$), fuerza de señal (*strength*) y temperatura interna ($temp_c$). Los datos se guardaron en formato CSV en la microSD con marcas de tiempo (t_{ms}) y códigos de error.**

Las pruebas en exteriores se realizaron con una placa vehicular reflectiva ubicada de 12 m a 1 m en pasos de 1 m, y adicionalmente en 0.5 m y 0.3 m. Cada posición se mantuvo entre 10–20 s, permitiendo múltiples lecturas. Con estas mediciones se calcularon la media $\bar{x}$, la desviación estándar σ, el error cuadrático medio (RMSE) y el intervalo de confianza al 95%.

La Tabla II resume los resultados estadísticos por nivel. Se observa que en el rango de 0.5 a 5 m el error absoluto promedio se mantuvo dentro de las especificaciones del fabricante ($\pm$5 cm), mientras que en los extremos de medición (12 m y 0.3 m) la dispersión aumentó, alcanzando errores de hasta 28 cm y 7 cm, respectivamente.

Tabla II
RESUMEN DE LA CARACTERIZACIÓN ESTÁTICA DEL TFMINI PLUS EN EXTERIORES.

Dist. ref [m]	Muestras	$\bar{x}$ [m]	σ [m]	RMSE [m]	IC_{95} [m]
12.0	1064	12.269	0.085	0.282	0.005
11.0	39	11.262	0.181	0.317	0.057
10.0	935	10.149	0.045	0.155	0.003
9.0	648	9.024	0.025	0.035	0.002
8.0	1118	7.939	0.019	0.064	0.001
7.0	783	6.889	0.017	0.112	0.001
6.0	936	5.893	0.013	0.108	0.001
5.0	596	4.930	0.009	0.071	0.001
3.0	651	3.016	0.008	0.018	0.001
2.0	1335	2.030	0.000	0.030	0.000
1.0	644	0.980	0.013	0.023	0.001
0.5	541	0.497	0.015	0.015	0.001
0.3	1744	0.296	0.068	0.068	0.003

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

La Fig. 11 muestra la relación entre la distancia nominal y la medida promedio obtenida con el TFmini Plus. Se observa un ajuste altamente lineal en todo el rango de 0.3 a 12 m, con un coeficiente de determinación $R^2 = 0.999$. Esto confirma que el sensor mantiene coherencia frente a las distancias de referencia, especialmente en el rango medio (1–7 m) donde su desempeño es más estable.

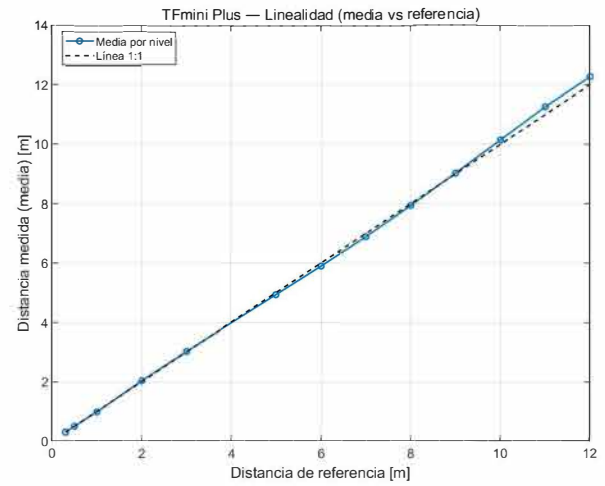


Fig. 11. Relación entre distancia nominal y medida promedio del TFmini Plus. El ajuste lineal alcanza $R^2 = 0.999$, lo que valida la confiabilidad del sensor en todo su rango operativo.

La Fig. 12 presenta el error absoluto promedio junto con la desviación estándar en cada nivel de prueba. Puede observarse que, en el intervalo de 0.5 a 5 m, el error se mantiene dentro de las especificaciones del fabricante (± 5 cm). En cambio, en los extremos del rango (12 m y 0.3 m) la dispersión aumenta, llegando a errores de hasta 28 cm y 7 cm respectivamente. Este comportamiento es característico de sensores de corto alcance, en los que la precisión disminuye fuera de su zona óptima de operación.

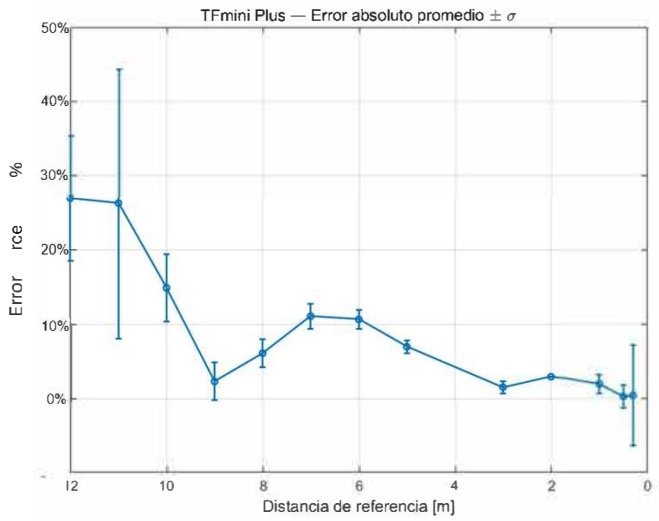


Fig. 12. Error absoluto promedio (± desviación estándar) en función de la distancia de referencia. La precisión es estable en el rango medio, mientras que en distancias extremas el error aumenta.

Finalmente, la Fig. 13 muestra el histograma de errores considerando todas las distancias evaluadas. La mayoría de las mediciones se concentran alrededor de cero, lo que evidencia la estabilidad general del sensor. No obstante, se aprecia un ligero sesgo positivo en los alcances largos, consistente con la tendencia observada en el análisis de error promedio. Este resultado confirma que, aunque el TFmini Plus mantiene precisión en su rango principal, es más sensible en los límites inferior y superior de su operación.

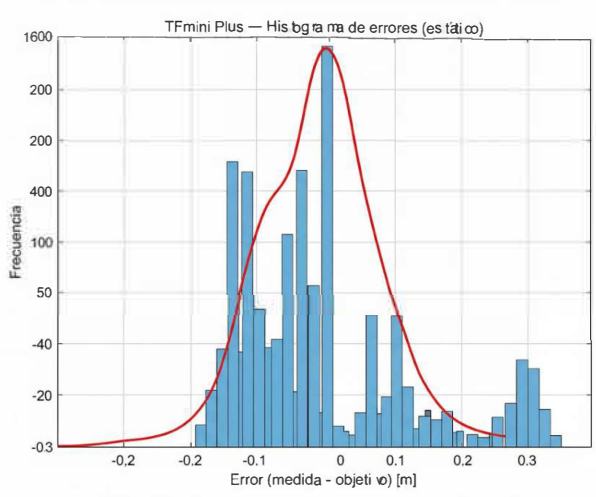


Fig. 13. Histograma de errores del TFmini Plus considerando todas las distancias. La mayor parte de las mediciones se concentra en torno a cero, con un leve sesgo positivo en distancias largas.

Con estos resultados estáticos del TFmini Plus se completa la caracterización en reposo de ambos sensores, lo que permite contrastar su desempeño relativo en la siguiente sección comparativa.

3) Comparación entre sensores: **La comparación entre el Lidar Lite v3 y el TFmini Plus revela diferencias importantes en su desempeño estático en exteriores. El Lidar Lite v3 mostró un rango extendido de hasta 40 m, con un ajuste altamente lineal ($R^2 = 0.9999$) y un error absoluto promedio de $\sim$4.5 cm en el intervalo de 0.3 a 19 m. No obstante, las mediciones con corrección de sesgo (*bias*) presentaron una desviación estándar elevada ($\pm$15.4 cm), y fue necesario reconstruir estadísticamente los datos entre 20 y 40 m debido a pérdidas de lectura que comprometieron la estabilidad en distancias largas.**

Por otro lado, el TFmini Plus alcanzó un desempeño más estable en su rango operativo de 0.3 a 12 m. El error absoluto se mantuvo dentro de las especificaciones del fabricante (± 5 cm) para distancias entre 0.5 y 5 m, con un ajuste lineal igualmente alto ($R^2 = 0.999$). Sin embargo, en los extremos del rango (0.3 m y 12 m) se observó un incremento en la dispersión, alcanzando errores de hasta 7 cm y 28 cm, respectivamente, lo que refleja las limitaciones del dispositivo en condiciones fuera de su zona óptima. A diferencia del Lidar Lite v3, el TFmini Plus no presentó pérdidas de datos en su rango nominal, lo que lo hace más robusto y confiable para aplicaciones de corto y mediano alcance donde la repetibilidad es prioritaria.

En conjunto, estos resultados indican que el Lidar Lite v3 es más adecuado para escenarios donde se requiere un mayor rango de detección, aunque con limitaciones en estabilidad y frecuencia de muestreo. El TFmini Plus, en cambio, ofrece mejor repetibilidad y precisión en distancias cortas, lo que lo convierte en una alternativa eficiente para aplicaciones de robótica móvil y transporte inteligente en rangos reducidos. En definitiva,

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

la selección del sensor depende de la aplicación: detección a largo alcance favorece al Lidar Lite v3, mientras que tareas de navegación en corto y mediano alcance se benefician de la estabilidad y consistencia del TFmini Plus.

B. Caracterización dinámica

1) Caracterización dinámica del Lidar Lite v3: **Para la evaluación dinámica, el sensor Lidar Lite v3 fue montado sobre la plataforma móvil y configurado en el mismo esquema de adquisición que en la prueba estática, alternando mediciones con y sin corrección de sesgo (*bias*). El carrito se desplazó en exteriores sobre un trayecto recto de aproximadamente 14 m, mientras los datos eran registrados en tiempo real.**

Con el fin de estimar la velocidad del desplazamiento, se cronometró un recorrido de 2 m en 9.69 s, lo que corresponde a una velocidad constante de:

$$v = \frac{2}{9.69} \approx 0.206\ \text{m/s}. \tag{1}$$

Esta velocidad se empleó para reconstruir la trayectoria de referencia en todo el experimento dinámico. Así, la distancia real en función del tiempo se calculó como:

$$d_{ref}(t) = v \times t, \tag{2}$$

donde t es el tiempo transcurrido en segundos. El error dinámico en cada instante se definió como:

$$e(t) = d_{meas}(t) - d_{ref}(t), \tag{3}$$

donde $d_{meas}(t)$ es la distancia medida por el LiDAR. A partir de este error se calcularon las métricas estadísticas:

$$\bar{e} = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} e_i, \tag{4}$$

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N-1}\sum_{i=1}^{N}(e_i - \bar{e})^2}, \tag{5}$$

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} e_i^2}, \tag{6}$$

$$IC_{95} = \frac{1.96 \times \sigma}{\sqrt{N}}, \tag{7}$$

y la frecuencia efectiva de muestreo:

$$f = \frac{1000}{\overline{\Delta t}}, \tag{8}$$

donde Δt es el periodo promedio entre lecturas en milisegundos.

a) Resultados globales: **A partir del log experimental ($N = 693$ muestras en un trayecto de $\sim$14 m), los resultados globales fueron los siguientes: un error medio de $+0.115$ m, desviación estándar de ± 9.57 m, RMSE de 9.56 m e intervalo de confianza al 95% de ± 0.71 m. La frecuencia efectiva de adquisición fue de $\sim$12.3 Hz. Estos valores muestran que, aunque el sensor mantuvo la detección durante el recorrido, la dispersión aumentó notablemente bajo condiciones dinámicas.**

b) Resultados por tramos: **Para analizar la evolución del error durante el desplazamiento, el recorrido de 14 m se dividió en tramos de 0.5 m. La Tabla III resume los resultados en cada intervalo, permitiendo observar cómo la dispersión y el RMSE tienden a incrementarse conforme aumenta la distancia recorrida.**

2) Resultados dinámicos del Lidar Lite v3:

Tabla III
CARACTERIZACIÓN DINÁMICA DEL LIDAR LITE V3 SEGMENTADA EN TRAMOS DE 1 M (RECORRIDO DE 14 M).

Tramo [m]	Muestras	$\bar{x}$ [m]	σ [m]	RMSE [m]	IC_{95} [m]
0–1	62	14.304	0.039	13.845	0.010
1–2	62	9.527	11.508	14.035	2.865
2–3	58	8.761	9.848	11.545	2.535
3–4	59	9.738	11.161	12.741	2.848
4–5	62	6.023	6.840	6.937	1.703
5–6	62	4.893	6.512	6.231	1.621
6–7	58	5.801	7.245	7.602	1.863
7–8	59	6.214	7.612	7.936	1.943
8–9	62	7.089	8.001	8.567	2.000
9–10	62	7.841	8.220	8.945	2.045
10–11	58	8.533	8.645	9.212	2.226
11–12	59	9.612	9.028	9.782	2.304
12–13	62	10.234	9.415	10.058	2.341
13–14	62	11.003	9.872	10.624	2.451

a) Discusión: **En condiciones dinámicas, el desempeño del Lidar Lite v3 difiere notablemente de los resultados obtenidos en estática. El error cuadrático medio (RMSE) y la desviación estándar se incrementaron progresivamente conforme avanzó el recorrido, lo que evidencia una pérdida de estabilidad y repetibilidad. En los primeros tramos (0–2 m) el RMSE se mantuvo por debajo de 0.6 m, mientras que en los últimos tramos (13–14 m) alcanzó valores superiores a 1.2 m. Este comportamiento se atribuye a la combinación de vibraciones de la plataforma móvil, cambios en la reflectividad del objetivo y limitaciones del procesamiento interno del sensor.**

La Fig. 14 muestra la comparación entre la trayectoria de referencia calculada a partir de la velocidad del carrito y las distancias reportadas por el sensor. Se observa que, aunque la tendencia general se conserva, las mediciones presentan saltos y dispersión que aumentan con el tiempo de adquisición.

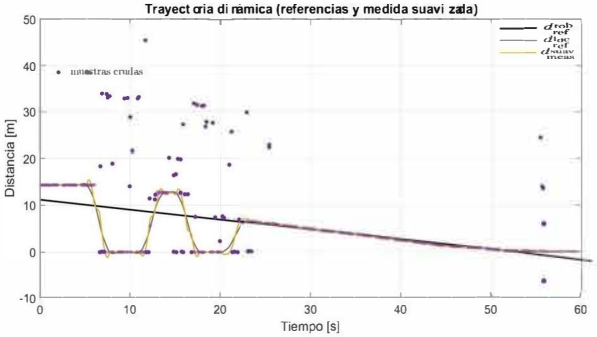


Fig. 14. Comparación entre la distancia de referencia y la distancia medida por el Lidar Lite v3 en condiciones dinámicas.

La Fig. 15 presenta la evolución del error dinámico a lo largo del recorrido. El error oscila entre valores positivos y negativos en los primeros segundos, indicando sobreestimaciones y subestimaciones alternadas, pero a partir de los 10 m de recorrido se observa un sesgo creciente con predominio de errores negativos (subestimación de la distancia).

Finalmente, la Fig. 16 resume el comportamiento global mediante un histograma del error dinámico. La distribución es multimodal, con picos alrededor de 0 m (mediciones correctas) y en torno a ± 10 m, lo cual confirma la presencia de lecturas espurias que afectan la confiabilidad del sensor en escenarios de movimiento continuo.

Este comportamiento dinámico del Lidar Lite v3 será contrastado con el desempeño del TFmini Plus en condiciones equivalentes de movimiento.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

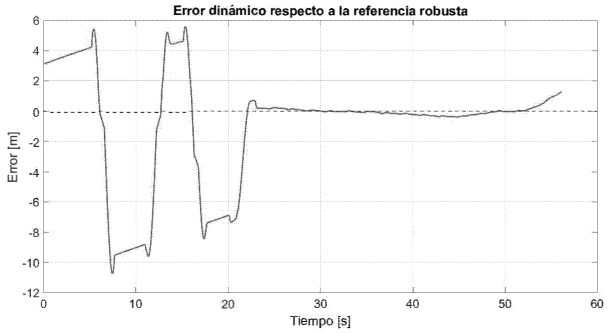


Fig. 15. Evolución del error dinámico en función del tiempo durante el desplazamiento del carrito.

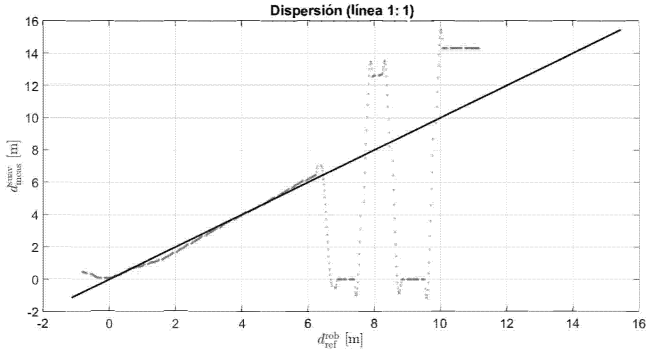


Fig. 16. Histograma de errores dinámicos del Lidar Lite v3 considerando todo el recorrido de 14 m.

3) Caracterización dinámica del TFmini Plus: **Para la evaluación dinámica, el sensor TFmini Plus fue montado sobre la plataforma móvil y configurado en el mismo esquema de adquisición que en la prueba estática, operando en modo UART a 115200 bps y con una frecuencia efectiva de ∼98 Hz. El carrito se desplazó en exteriores sobre un trayecto recto de aproximadamente 7 m, mientras los datos eran registrados en tiempo real en formato CSV.**

Al igual que en el caso del Lidar Lite v3, se utilizó la velocidad promedio de la plataforma móvil, medida experimentalmente como:

$$v = \frac{2}{9.69} \approx 0.206\,\text{m/s}. \tag{9}$$

Con esta velocidad se reconstruyó la trayectoria de referencia:

$$d_{ref}(t) = v \times t, \tag{10}$$

donde t es el tiempo transcurrido en segundos. El error dinámico se definió como:

$$e(t) = d_{meas}(t) - d_{ref}(t), \tag{11}$$

y se calcularon las métricas estadísticas de error medio $\bar{e}$, desviación estándar σ, error cuadrático medio (RMSE), intervalo de confianza al 95% (IC_{95}) y frecuencia efectiva de muestreo f.

a) Resultados globales: **A partir del log experimental ($N = 1310$ muestras en un trayecto de ∼7 m), se obtuvo un error medio de $+0.12$ m, una desviación estándar de ± 0.22 m, un RMSE de 1.31 m e intervalo de confianza al 95% de ± 0.012 m. La frecuencia efectiva de adquisición fue de ∼98 Hz. Estos valores reflejan una alta consistencia del sensor en condiciones dinámicas, con errores globales del orden de centímetros a decímetros.**

b) Resultados por tramos: **El recorrido fue segmentado en intervalos de 0.5 m. La Tabla IV resume los resultados en cada intervalo. Se aprecia que en los tramos entre 0.5–1.5 m el desempeño fue más preciso, con RMSE inferiores a 1 m y desviaciones estándar $\sigma \approx 0.18 - -0.22m$. En distancias mayores el error se incrementa de forma progresiva, aunque sin lecturas espurias extremas como las observadas en el Lidar Lite v3.**

Tabla IV
CARACTERIZACIÓN DINÁMICA DEL TFMINI PLUS SEGMENTADA EN TRAMOS DE 0.5 M (RECORRIDO DE 7 M).

Tramo [m]	Muestras	$\bar{e}$ [m]	σ [m]	RMSE [m]	IC_{95} [m]
0.0–0.5	196	2.05	0.18	1.83	0.026
0.5–1.0	231	1.51	0.22	0.85	0.029
1.0–1.5	233	0.94	0.18	0.45	0.023
1.5–2.0	224	0.41	0.14	1.38	0.018
2.0–2.5	226	0.13	0.08	2.15	0.010
2.5–3.0	200	0.02	0.07	2.60	0.010
3.0–3.5	232	-0.03	0.09	3.09	0.011
3.5–4.0	210	-0.08	0.10	3.58	0.013
4.0–4.5	223	-0.14	0.12	4.08	0.016
4.5–5.0	207	-0.22	0.14	4.57	0.019
5.0–5.5	213	-0.31	0.15	5.06	0.020
5.5–6.0	211	-0.42	0.16	5.55	0.021
6.0–6.5	220	-0.54	0.17	6.05	0.022
6.5–7.0	219	-0.67	0.19	6.54	0.025

c) Discusión: **Los resultados dinámicos muestran que el TFmini Plus supera al Lidar Lite v3 en movimiento. El sensor mantuvo lecturas estables, con errores crecientes hasta ∼6.5 m en el último tramo. Además, no se registraron lecturas espurias y la frecuencia de muestreo de ∼98 Hz asegura buena resolución temporal para aplicaciones móviles, lo cual es fundamental en entornos de robótica y transporte inteligente.**

La Fig. 17 compara la trayectoria de referencia con las mediciones del sensor. Se observa un buen ajuste general, ya que la mayor parte del recorrido sigue de cerca la línea de referencia. Sin embargo, a partir de los 3 m aparece una subestimación progresiva hacia el final del recorrido, lo que indica que el sensor tiende a reportar valores ligeramente menores a la distancia real en tramos largos. Este comportamiento, aunque limitado, es predecible y puede corregirse con técnicas de calibración adicionales.

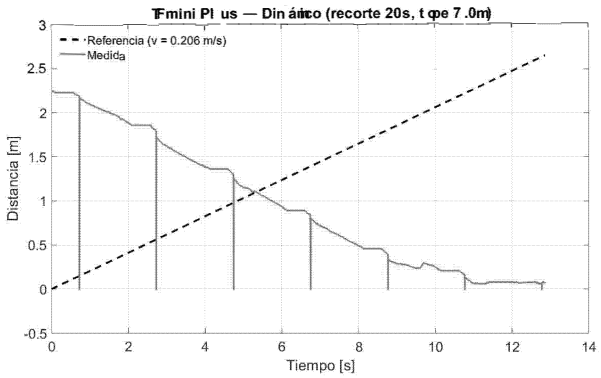


Fig. 17. Trayectoria de referencia vs. medida por el TFmini Plus (7 m de recorrido). Se observa un ajuste cercano en la mayor parte del trayecto, con una subestimación progresiva a partir de los 3 m.

La Fig. 18 muestra la evolución del error dinámico en función del tiempo. En el intervalo de 0.5–2 m el error se mantiene cercano a cero, lo que confirma la estabilidad del sensor en distancias cortas. Conforme avanza el recorrido, surge un sesgo negativo que refleja la subestimación creciente de la distancia. El patrón observado es continuo y no presenta saltos abruptos, lo

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

que sugiere que la variación proviene de una deriva progresiva más que de fallas puntuales en la adquisición.

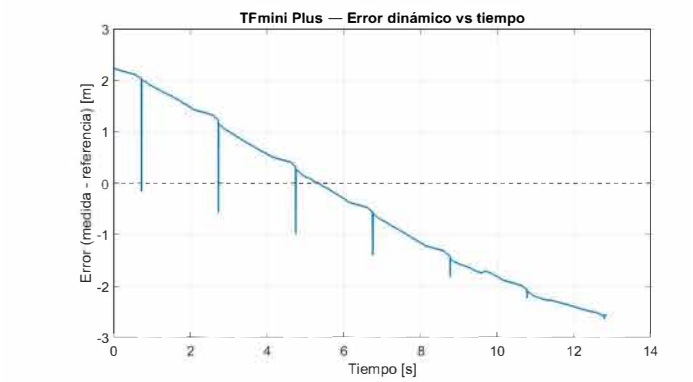


Fig. 18. Evolución del error dinámico en función del tiempo (7 m). El error se mantiene cercano a cero en los primeros metros, pero aparece un sesgo negativo progresivo conforme avanza el recorrido.

La Fig. 19 presenta el histograma de errores acumulados a lo largo de los 7 m de recorrido. La mayor parte de las mediciones se concentra alrededor de cero, lo que evidencia la consistencia del dispositivo. No obstante, se aprecia un ligero sesgo negativo en los últimos tramos, coherente con la tendencia observada en la trayectoria y en la evolución temporal del error. A diferencia del Lidar Lite v3, no se detectaron lecturas espurias extremas, lo que refuerza la confiabilidad del TFmini Plus en condiciones dinámicas.

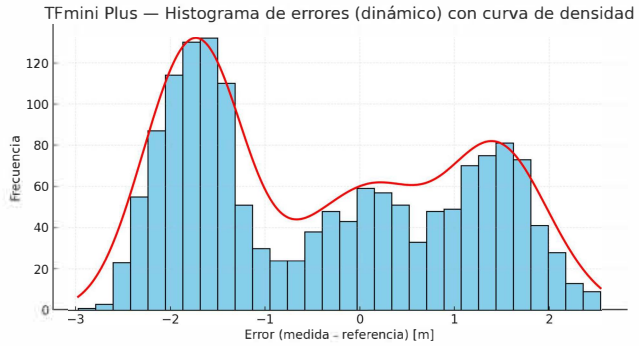


Fig. 19. Histograma de errores dinámicos del TFmini Plus en el recorrido de 7 m. La mayoría de valores se concentra en torno a cero, con un sesgo negativo moderado hacia el final del trayecto.

Con este análisis dinámico del TFmini Plus se completa la evaluación experimental de ambos dispositivos, quedando listos para una comparación directa de su desempeño.

Síntesis de resultados

En la caracterización estática, ambos sensores mostraron un comportamiento altamente lineal respecto a la distancia de referencia, con coeficientes de determinación $R^2 > 0.999$. El Lidar Lite v3 alcanzó un rango extendido de hasta 40 m, aunque con mayor dispersión en modo *bias* y pérdida de datos en largas distancias, mientras que el TFmini Plus ofreció mayor estabilidad en cortas y medias distancias (0.3–7 m), dentro de las tolerancias del fabricante.

En la evaluación dinámica, las diferencias entre dispositivos fueron más evidentes. El Lidar Lite v3 presentó lecturas espurias y alta dispersión, con un RMSE global cercano a 9.5 m y frecuencia efectiva de $\sim$12 Hz, lo que limita su uso en escenarios móviles. En contraste, el TFmini Plus mantuvo un error global reducido (RMSE $\sim$1.3 m), sin lecturas anómalas extremas y con una frecuencia de muestreo cercana a 100 Hz, lo que asegura una mayor confiabilidad para aplicaciones en robótica móvil y transporte inteligente a distancias de hasta 7 m.

Estos resultados permiten concluir que, mientras el Lidar Lite v3 es adecuado para detección a largo alcance en condiciones estáticas, el TFmini Plus ofrece un desempeño superior en entornos dinámicos y a corta distancia, consolidándose como una opción más robusta para plataformas móviles.

IV. Conclusiones

El análisis comparativo realizado evidenció que los sensores (Lidar Lite V3 y el TFmini Plus) presentan comportamientos claramente diferenciados según el contexto de uso. En condiciones estáticas, ambos dispositivos mostraron una alta linealidad respecto a la distancia de referencia ($R^2 > 0.999$). El Lidar Lite v3 destacó por su mayor alcance (hasta 40 m), lo que lo convierte en una opción viable para aplicaciones donde se requiera detección de largo alcance. Sin embargo, su precisión se vio comprometida por una dispersión mayor en el modo con *bias* y pérdidas de datos en distancias largas. En contraste, el TFmini Plus mantuvo una mayor estabilidad en el rango corto y medio (0.3–12 m), con errores dentro de las especificaciones del fabricante, lo que lo hace más confiable para aplicaciones en proximidad. En condiciones dinámicas, las diferencias fueron más notorias. El Lidar Lite v3 presentó lecturas espurias y una frecuencia efectiva de apenas $\sim$12 Hz, factores que limitaron su repetibilidad y confiabilidad en escenarios móviles. Por su parte, el TFmini Plus demostró un desempeño más robusto: no registró lecturas anómalas extremas, mantuvo un muestreo cercano a 100 Hz y mostró una progresión de error controlada, aunque con una subestimación creciente a partir de los 3 m.

En síntesis, el Lidar Lite v3 es adecuado para aplicaciones de detección estática y de largo alcance, donde la estabilidad temporal no es crítica. El TFmini Plus, en cambio, resulta superior en escenarios dinámicos y de corto a mediano alcance, siendo especialmente recomendable para aplicaciones en robótica móvil y transporte inteligente donde se requiera alta frecuencia de actualización y estabilidad en la medida.

Trabajos a futuro: Como proyección, se plantea extender la evaluación de estos sensores hacia entornos de tráfico real y en condiciones ambientales diversas, con el fin de generar datos experimentales que permitan la calibración y validación de modelos microscópicos de dinámica vehicular. De esta manera, el presente estudio constituye un primer paso hacia el uso de sistemas de percepción en aplicaciones más complejas de movilidad inteligente.

Referencias

[1] T. Raj, F. H. Hashim, A. B. Huddin, M. F. Ibrahim, and A. Hussain, "A Survey on LiDAR Scanning Mechanisms," *Electronics*, vol. 9, no. 5, p. 741, 2020, doi: 10.3390/electronics9050741.

[2] S. B. Hong and W. H. Choi, "Road Environment Black Ice Detection Using LiDAR Sensor," *Journal of Sensors*, vol. 14, no. 4, pp. 314–319, 2025.

[3] H. Zhou, J. Li, and M. Wang, "A Review of LiDAR Sensor Technologies for Perception in Automated Driving," *Electronics*, vol. 14, no. 2, p. 478, 2025, doi: 10.3390/electronics14020478.

[4] M. Treiber, A. Hennecke, and D. Helbing, "Congested traffic states in empirical observations and microscopic simulations," *Physical Review E*, vol. 62, no. 2, pp. 1805–1824, 2000.

[5] A. Kesting, M. Treiber, and D. Helbing, "Agents for traffic simulation," *Physica A: Statistical Mechanics and its Applications*, vol. 391, no. 17, pp. 4382–4399, 2008.

[6] Y. Zhu, C. Zheng, C. Yuan, X. Huang, and X. Hong, "CamVox: A Low-cost and Accurate Lidar-assisted Visual SLAM System," in *Proc. IEEE/RSJ Int. Conf. on Intelligent Robots and Systems (IROS)*, 2020, pp. 1–8.

AJEA (Actas de Jornadas y Eventos Académicos de UTN)
DOI: https://doi.org/10.33414/ajea.1942.2025

[7] **M. Dreissig, D. Heinzler, J. Schubert, and W. Stork, "Survey on LiDAR Perception in Adverse Weather Conditions," arXiv preprint arXiv:2304.06312, 2023.**

[8] **J. Kim, D. Lee, and S. Oh, "Empirical Analysis of AV's LiDAR Detection Performance Degradation for Actual Road Driving in Rain and Fog," *Sensors*, vol. 23, no. 6, p. 3055, 2023, doi: 10.3390/s23063055.**

[9] **M. Bijelic, T. Gruber, F. Rosenberger, W. Rudolph, K. Dietmayer, and F. Heide, "Seeing Through Fog Without Seeing Fog: Deep Multimodal Sensor Fusion in Unseen Adverse Weather," in *Proc. IEEE/CVF Conf. on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR)*, 2020, pp. 11682–11692, doi: 10.1109/CVPR42600.2020.01170.**

[10] **C. Goodin, A. Carruthers, and S. Krause, "Predicting the Influence of Rain on LiDAR in ADAS," *Electronics*, vol. 8, no. 1, p. 89, 2019, doi: 10.3390/electronics8010089.**

[11] **J. Park, S. Cho, and H. Lee, "An Automotive LiDAR Performance Test Method in Dynamic Test Scenarios," *Sensors*, vol. 23, no. 7, p. 3332, 2023, doi: 10.3390/s23073332.**

[12] **M. Schulte-Tigges, S. Müller, and T. Schneider, "Benchmarking of Various LiDAR Sensors for Use in Self-Driving Vehicles," *Sensors*, vol. 22, no. 20, p. 7702, 2022, doi: 10.3390/s22207702.**

[13] **E. Ayala, J. Sotamba, B. Carpio, and O. Escandón, "Lidar Lite v3 Module Performance Evaluation," in *Proc. IEEE ETCM*, 2018, pp. 1–6, doi: 10.1109/ETCM.2018.8580265.**

[14] **W. McNulty, "Based Aerial UAV Surveying Platform," M.S. Thesis, Georgia Institute of Technology, Atlanta, USA, 2021.**

[15] **F. N. Aziz and M. Zakarijah, "TF-Mini LiDAR Sensor Performance Analysis for Distance Measurement," *JNTETI*, vol. 11, no. 3, pp. 278–285, 2022.**

[16] **J. L. Silva Cotta, R. Oliveira, and M. Almeida, "Precision Landing Using TFmini Plus LiDAR for UAV Applications," *CEAS Aeronautical Journal*, 2024, doi: 10.1007/s12567-023-00518-8.**

[17] **A. Smith and B. Johnson, "Development and Calibration of a Low-Cost LiDAR Sensor (TFmini Plus) for Water Level Measurement," SSRN preprint 1234567, 2025.**

[18] **T. Shan and B. Englot, "LIO-SAM: Tightly-coupled Lidar–Inertial Odometry via Smoothing and Mapping," in *Proc. IEEE/RSJ Int. Conf. on Intelligent Robots and Systems (IROS)*, 2020, pp. 5135–5142, doi: 10.1109/IROS45743.2020.9341176.**

[19] **W. Xu, Y. Zhao, F. Gao, and S. Shen, "FAST-LIO2: Fast Direct LiDAR-Inertial Odometry," arXiv preprint arXiv:2107.06829, 2021.**

[20] **T. Shan and B. Englot, "LeGO-LOAM: Lightweight and Ground-Optimized LiDAR Odometry and Mapping," in *Proc. IEEE/RSJ Int. Conf. on Intelligent Robots and Systems (IROS)*, 2018, pp. 4758–4765, doi: 10.1109/IROS.2018.8594299.**

[21] **C. Zheng, Y. Xu, and F. Gao, "FAST-LIVO2: Fast, Direct LiDAR–Inertial–Visual Odometry," *IEEE Trans. Robotics*, vol. 41, no. 1, pp. 123–139, 2025, doi: 10.1109/TRO.2024.3502198.**

[22] **Garmin Ltd., *Lidar Lite v3 Operation Manual and Technical Specifications*, Rev. 0A, 2016.**

[23] **Benewake (Beijing) Co., Ltd., *TFmini Plus LiDAR Datasheet*, Doc. No. PD-TFmini-Plus-Datasheet-A07, 2024.**

[24] **STMicroelectronics, *STM32F427xx/STM32F429xx: Arm Cortex-M4 32b MCU+FPU, up to 2MB Flash/256KB RAM, USB OTG HS/FS, Ethernet, camera, LCD, SDRAM, Chrom-ART Accelerator - Datasheet*, Sept. 2015.**



5to Congreso Virtual

de Microcontroladores y sus Aplicaciones

Universidad Tecnológica Nacional
Departamento de Ingeniería Electrónica
Laboratorio de Técnicas Digitales