



# Transformador Planar Sin Núcleo

## Análisis y Ensayo

Julián S. BRUNO, Pablo H. GOMEZ MARTINO (2), Ing. Alfredo COVI(1)  
Facultad Regional Buenos Aires, Universidad Tecnológica Nacional,  
[jsbruno@secyt.frba.utn.edu.ar](mailto:jsbruno@secyt.frba.utn.edu.ar)

**Resumen** – Los nuevos transformadores planares presentan muchas ventajas sobre los transformadores tradicionales. Sus principales ventajas son: su pequeño tamaño, la alta densidad de potencia, el bajo nivel de radiación electromagnética y su fácil y económica fabricación. El trabajo se concentró en fabricar un transformador planar espiral circular sin núcleo sobre una placa de pertinax, medir sus valores característicos y obtener la respuesta en frecuencia del transformador sintonizado en su secundario con una carga RC. La obtención de los valores del circuito equivalente se desarrolló en la práctica y teoría en el laboratorio de la universidad. Se obtuvo el módulo y la fase de la ganancia de tensión a distintas frecuencias, las cuales presentaron una característica similar a la esperada. Se comprobó además la existencia de la zona de resonancia parcial, en la cual el transformador tiene una ganancia de tensión mayor al del resto del rango de operación y un desfase casi nulo, con una impedancia elevada.

**Abstract** - New planar transformers offer many advantages over traditional transformers, the main ones being their small size, high power density, low electromagnetic radiation level and easy and economic manufacturing. Our work consisted in manufacturing a circular spiral planar transformer without core on a pertinax plaque, measuring characteristic values and obtaining the answer in frequency of the tuned transformer in its secondary one with a RC charge. The values of the equivalent circuit were obtained practically and theoretically at the University lab. The module and the energy earning phase were obtained at different frequencies, which presented a characteristic similar to that expected. Besides, the existence of the partial resonance zone was verified, where the transformer has an energy earning higher than the rest of the operation range, and an almost null dephasing with high impedance.

**Palabras clave:** Transformador Planar, Secundario sintonizado, Alta frecuencia

### Introducción

Los transformadores hoy en día son utilizados para aislaciones eléctricas y transferir señales y/o energía. Normalmente los transformadores tradicionales están constituidos de arrollamientos de cobre sobre núcleos magnéticos, los cuales están formados de materiales ferromagnéticos, que proveen un mejor camino de conducción para el flujo magnético. El concepto de los transformadores con núcleo no tuvo muchos desafíos en el pasado, probablemente porque la mayoría de los diseños de transformadores son para baja frecuencia industrial y audio. Hoy en día hay muchas aplicaciones de potencia, como ser fuentes conmutadas, que utilizan frecuencias en el orden del Megahertz y aun así este concepto se mantiene intacto.

La principal razón del uso de núcleos magnéticos es proveer un alto grado de acoplamiento magnético y reducir la inductancia de dispersión. Se han propuesto el uso de arrollamientos trenzados sobre núcleos mag-

néticos para aplicaciones de alta frecuencia. En [1], se demostró que los arrollamientos trenzados pueden alcanzar un factor de acoplamiento de 0.8 a 1Mhz. Como desventaja tienen que es muy difícil calcular con precisión los parámetros que forman su circuito equivalente. Además no es fácil fabricar una gama de dispositivos con idénticas características sin un alto control de calidad, dificultando así su producción masiva.

No tienen las limitaciones asociadas con los núcleos magnéticos tales como: en frecuencia, saturaciones magnéticas y pérdidas en el núcleo. Además, eliminan el proceso de arrollamiento manual y sus problemas asociados, disminuyendo los costos y las dificultades de desarrollo, permitiendo así la fabricación con valores muy precisos en sistemas de producción automáticos [2].

Los parámetros pueden ser fácilmente calculados y diseñados con las modernas tecnologías existentes para circuitos impresos. Pueden alcanzar un alto grado de densidad de

potencia y ser ideal para una aplicación donde el tamaño es prioridad en el desarrollo, debido a la drástica reducción en el volumen. Es tan así, que algunas aplicaciones de conversión de potencia han alcanzado densidades de potencia desde  $50\text{W}/\text{cm}^2$  hasta  $100\text{W}/\text{cm}^2$  con una eficiencia del 90-95% [3].

A su vez, en aplicaciones de amplificación aislada de señal, permiten al amplificador alcanzar un notable rango de frecuencias de hasta 10 MHz que es 80 veces superior al rango de 0.12 MHz en los actuales productos de circuitos integrados.

Los materiales PCB ofrecen una muy alta tensión de aislamiento, alrededor de los 15KV a 40 KV, que es mucho más alta que otros tipos de aislaciones [4].

No produce graves problemas de interferencia electromagnética (EMI) en circuitos electrónicos, lo cual es una de sus ventajas más destacable [5].

En la medición de laboratorio se emplea un transformador planar sin núcleo de relación unitaria, el que es cargado con un circuito RC.

La resonancia en el secundario se presenta a frecuencia elevada pero la zona de trabajo cuasi sintonizada, es por debajo de los 3 dB en donde la rotación de fase es aproximadamente nula y la impedancia de entrada elevada.

### Material y métodos

Esta construido de una pista de cobre en forma de espiral circular en ambos lados de una plaqueta de circuito impreso con material dieléctrico de Pertinax, tal como se muestra en la Figura 1. La muestra empleada es construida por trazado manual, por lo que es segmentado de modo que no alteran los resultados esperados.

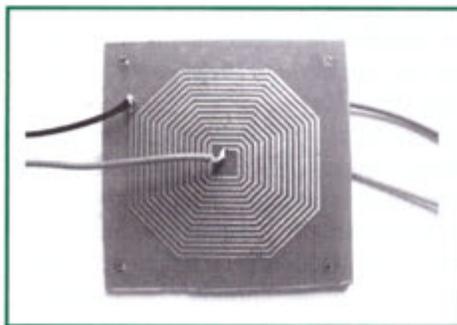


Figura 1- Vista del prototipo del transformador PCB

En la Figura 2 podemos observar el diseño con sus cotas correspondientes para realizar el PCB.

Su separación entre pistas es de 0.5mm y el ancho de cada pista es de 0.5mm. El número de vueltas de su arrollamiento primario y secundario es de 15, determinando así una relación de 1:1.

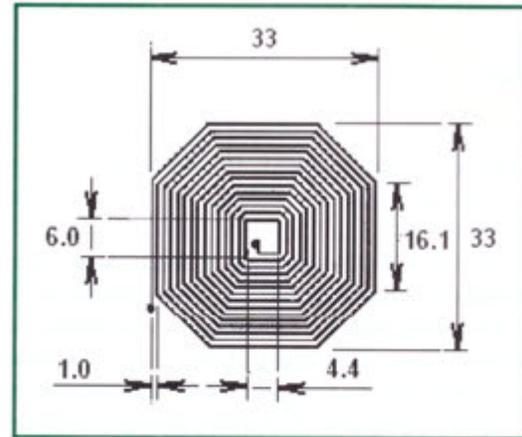


Figura 2 – Layout del PCB

El circuito equivalente de un transformador planar se muestra en la Figura 3.

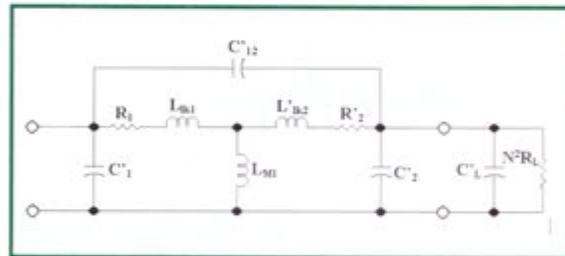


Figura 3 - Circuito equivalente

- $R_1$  = resistencia del arrollamiento primario.
- $R'_2$  = resistencia del arrollamiento secundario, referido al primario.
- $R_L$  = resistencia de carga.
- $L_{lk1}$  = inductancia de dispersión del primario.
- $L'_{lk2}$  = inductancia de dispersión del secundario, referida al primario.
- $L_{M1}$  = inductancia mutua.
- $C_1$  = capacitancia del arrollamiento primario.
- $C'_2$  = capacitancia del arrollamiento secundario, referida al primario.
- $C_{12}$  = capacitancia de transferencia entre primario y secundario.
- $N$  = número de vueltas.

Y su frecuencia de auto resonancia se obtiene de [6]:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_{eq}L_{eq}}}, \quad (1)$$

donde,

$$L_{eq} = L'_{lk2} + \frac{L_{M1} \cdot L_{lk1}}{L_{M1} + L_{lk1}} \text{ y } C_{eq} = C'_2 + C'_{12}.$$

En el circuito tanque, tendremos que considerar la capacidad  $C'_L$  en el cálculo de la  $C_{eq}$ . La capacidad de la carga se encuentra en paralelo con las capacidades del circuito equivalente, de modo que se adiciona un nuevo valor al  $C_{eq}$ , tomando el mismo un valor mayor, lo que implica según la ecuación (1), una disminución en el valor de la frecuencia de resonancia.

Las ecuaciones características del transformador sintonizado en el secundario son las siguientes:

$$\frac{V_2}{V_1} = B = \frac{1}{X_1} + sC'_{12} Y_1 \quad (2)$$

$$Z_m = \frac{1}{sC'_{12}(1-nB) + \frac{(1-A)}{X_1} + sC'_1} \quad (3)$$

donde

$$\begin{aligned} R'_2 &= n^2 R_2 \\ L'_{lk2} &= n^2 L_{lk2} \\ C'_1 &= C_1 + \frac{n-1}{n} C_{12} \\ C'_2 &= \frac{1}{n^2} C_2 + \frac{1-n}{n^2} C_{12} \\ C'_{12} &= \frac{1}{n} C_{12} \\ X_1 &= R_1 + sL_{lk1} \\ X_2 &= R'_2 + sL'_{lk2} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Y_1 &= X_2 \left[ \frac{1}{X_1} + \frac{1}{sL_{M1}} \right] + 1 \\ Y_2 &= \frac{1}{X_2} + sC'_{12} + sC'_2 + \frac{1}{N^2 R_L} \\ Y &= -\frac{1}{X_2} + Y_1 Y_2 \\ A &= \frac{aC'_{12} + \frac{X_2}{X_1} Y_2}{Y} \end{aligned}$$

La ecuación (2) representa la transferencia de tensión y la ecuación (3) la impedancia de entrada. En este trabajo se hace referencia al modulo y fase de la transferencia de tensión las cuales se desprenden de la ecuación (2).

### Desarrollo experimental

El objetivo es obtener el módulo y la fase de la respuesta en frecuencia del transformador PCB sin núcleo sintonizado con una carga RC. Instrumentos empleados:

\*Un generador de RF PHILLIPS modelo PM5320,

\*Un osciloscopio Tektronix TDS-210 con dos puntas de 100MHz de impedancia característica  $RO=10M\Omega$  y  $CO=15pF$ ,

\*Una carga RC paralelo  $R = 1.2K\Omega$  y  $C = 470pF$ .

\*Transformador que se muestra en la Fig. 1.

La capacidad de la carga utilizada enmascara los valores de capacidad del transformador y de las puntas del osciloscopio.

Para obtener la respuesta en frecuencia, se efectúa un barrido 0.5 MHz hasta 15 MHz en pasos de 0.5 MHz

A frecuencias inferiores a 0.5MHz presenta un cortocircuito al generador. Más allá de los 15 MHz no presenta cambios significativos.

La ganancia de tensión se obtiene, del cociente de los valores pico a pico de la señal de salida sobre la de entrada. Se configuró la programación del osciloscopio en modo de promediado de 16 muestras para obtener una menor variabilidad de las mediciones.

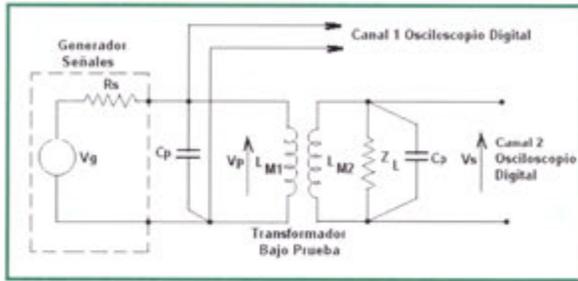


Figura 4 - Circuito de medición

## Resultados

### Determinación experimental de los principales parámetros

El método es el descrito en [7] donde se consideran dos arrollamientos acoplados sin núcleo tal como se observa en la Figura 5.

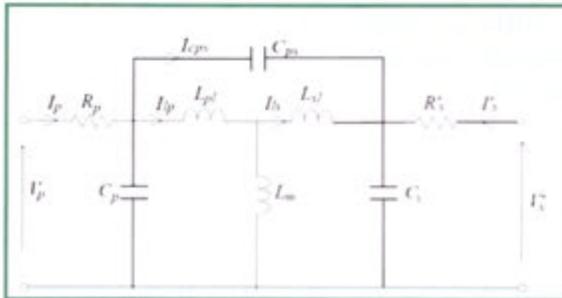


Figura 5 - Circuito equivalente para el cálculo de parámetros

Analizando los nodos de corriente y las mallas de la Figura 5 y aplicando la ley de Kirchoff se obtienen las siguientes ecuaciones de la red formando una matriz tal como se muestra a continuación.

$$\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V'_2 \end{bmatrix}$$

donde,

$$A_{11} = R_{w1} + j(L_{l1} + L_m) - 2R_{w1}(C_{ps}L_{l1} + (L_{l1} + L_m)C_p)$$

$$A_{12} = jL_m + 2C_{ps}R_{w2}'(L_{l1} + L_m) - 2L_mR_{w2}'(C_s + C_{ps})$$

$$A_{21} = jL_m + 2C_{ps}R_{w1}(L_{l1} + L_m) - 2L_mR_{w1}(C_p + C_{ps})$$

$$A_{22} = R_{w2}' + j(L_{l2}' + L_m) - 2R_{w2}'(C_{ps}L_{l2}' + (L_{l2}' + L_m)C_s)$$

$$B_{11} = 1 - 2(C_{ps}L_{l1} + (L_{l1} + L_m)C_p)$$

$$B_{12} = 2(L_{l1}C_{ps} - L_mC_p)$$

$$B_{21} = 2(L_{l2}'C_{ps} - L_mC_s)$$

$$B_{22} = 1 - 2(C_{ps}L_{l2}' + (L_{l2}' + L_m)C_s)$$

El método A, el que está dividido en dos etapas principales.

La primera etapa consiste en hacer mediciones en baja frecuencia, para poder considerar despreciables los efectos de las capacidades y simplificar de esta manera las ecuaciones de la red. Las inductancias se han determinado de los datos obtenidos de la experiencia de trabajar con el primario y secundario abierto en distintos momentos. Con estas mediciones se determinan los siguientes valores:  $L_{p1}$ ,  $L_{s1}$ ,  $L_m$ ,  $R_p$  y  $R_s$ .

En la segunda etapa se consideran las altas frecuencias y aquí los efectos de las capacidades comienzan a ser más significativos. Asumiendo que las inductancias son constantes, las capacidades se calculan con los valores obtenidos de trabajar en altas frecuencias con la red de la Figura 5, cortocircuitando primario y secundario para todo el rango de trabajo. Con estas mediciones se determinan los siguientes valores:  $C_p$ ,  $C_s$ ,  $C_{ps}$ .

Los valores obtenidos son los siguientes:

$$L_{p1} = L_{s1} = 0.822 \mu\text{Hy},$$

$$L_m = 2.795 \mu\text{Hy},$$

$$R_p = R_s = 1.115 \Omega,$$

$$C_p = C_s = 2.76 \text{ pF}$$

$$C_{ps} = 30 \text{ pF}.$$

### Comprobación teórica de los principales parámetros

Las fórmulas, para estimar los valores de los principales parámetros que conforman el circuito equivalente del transformador PCB y su frecuencia de resonancia.

$$L_{m1} = \frac{D[cm] + d[cm]}{80} N^2 \log\left(4 \frac{D+d}{D-d}\right)$$

$$L_{m1} = \frac{3.3+0.44}{80} 15^2 \log\left(4 \frac{3.3+0.44}{3.3-0.44}\right) = 2.934 \mu H$$

$$l_m = \pi \frac{D}{2} N = 3.14 \frac{3.3}{2} 15 = 67.387 \text{ cm}$$

$$S_{CU} = \text{Ancho}_{\text{espira}} \cdot \text{Alto}_{\text{espira}} = 0.05 \text{ cm} \cdot 0.0025 \text{ cm} = 125 \cdot 10^{-6} \text{ cm}^2$$

$$R_1 = \rho \frac{l_m}{S_{CU}} \quad R_1 = 1.72 \mu\Omega \text{ cm} \frac{67.387 \text{ cm}}{125 \cdot 10^{-6} \text{ cm}^2} = 0.927 \Omega$$

$$L_{R1} = L_1 - L_{m1} = 3.7 \mu H - 2.934 \mu H = 0.765 \mu H$$

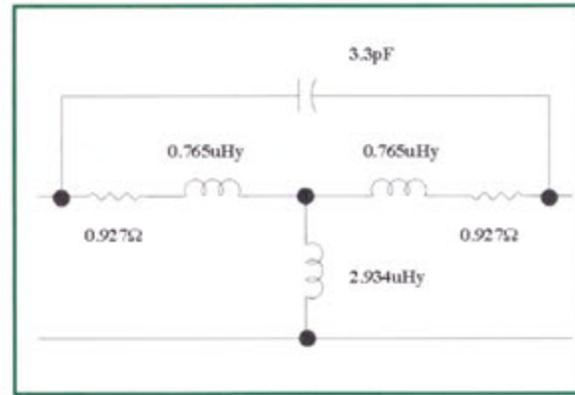
$$C_2 = C_L + C_2 + C_{OSC} = 470 \text{ pF} + 3.3 \text{ pF} + 15 \text{ pF} = 488.3 \text{ pF}$$

$$L_R = \frac{L_{R1} \cdot L_{m1}}{L_{R1} + L_{m1}} = 0.607 \mu H$$

$$L_{eq} = L_{R2} + L_{R1} = 1.373 \mu H$$

$$C_{eq} = C_2 + C'_{12} = 521 \text{ pF}$$

$$f_0 = \frac{1}{\sqrt{2\pi C_{eq} L_{eq}}} = 5.95 \text{ MHz}$$



### Mediciones obtenidas

Los valores obtenidos en laboratorio se encuentran en la Tabla 1. La respuesta en frecuencia se muestra en la Figura 6. Esta figura muestra la ganancia de tensión ( $V_2/V_1$ ) que presenta en el rango de trabajo que va desde 0.5MHz a 15MHz. Las curvas que hemos obtenido concuerdan con las gráficas mostradas en [10].

Tabla 1 - Mediciones de Modulo y Fase

Frecuencia (MHz)	Primario (mV)	Secundario (mV)	Vo/Vi (veces)	Fase (grados)
0.5	90	80	0.8889	0
1	170	140	0.8235	0
1.5	276	264	0.9565	0.1
2	350	410	1.1714	2.23
2.5	380	485	1.2763	4.09
3	450	580	1.2889	5.21
3.5	480	700	1.4583	7.66
4	480	800	1.6667	11
4.5	392	820	2.0918	21.1
4.8	36	136	3.7778	33.76
5	24.8	127	5.1210	41.81
5.2	19.2	120	6.2500	82.4
5.3	21.6	118	5.4630	90
5.4	23.2	113	4.8707	110.6
5.5	82	336	4.0976	135
6	115	288	2.5043	158

Frecuencia (MHz)	Primario (mV)	Secundario (mV)	Vo/Vi (veces)	Fase (grados)
6.5	160	244	1.5250	166.3
7	192	220	1.1458	168.47
7.5	234	200	0.8547	172.82
8	360	169	0.4694	172.82
8.5	385	150	0.3896	173
9	300	110	0.3667	174
9.5	312	96	0.3077	176
10	320	80	0.2500	176
10.5	325	75	0.2308	177
11	320	60	0.1875	178.2
11.5	310	55	0.1774	178.6
12	330	50	0.1515	179
12.5	320	48	0.1500	179.4
13	318	47	0.1478	179.67
13.5	320	40	0.1250	180
14	325	35	0.1077	180

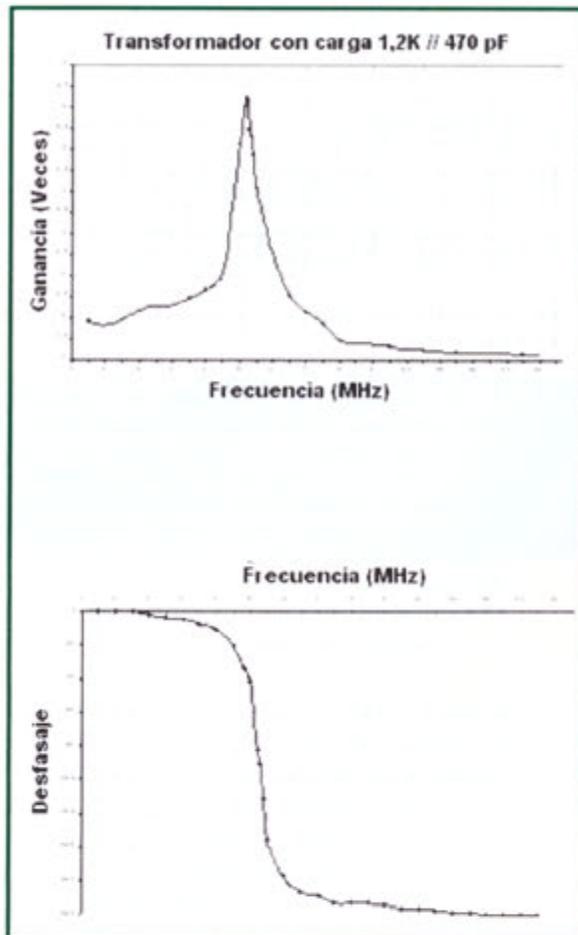


Figura 6 – Módulo y fase de la transferencia de tensión

Puede observarse que a muy bajas frecuencias no se tiene ganancia alguna. Con los aumentos de frecuencia, la ganancia aumenta hasta que alcanza un máximo a resonancia. Es interesante observar que la ganancia de tensión puede exceder la ganancia unitaria en la región de alta frecuencia. Esto desvanece la idea que este tipo de transformador tiene poca ganancia. La ganancia cae a cero más allá de la frecuencia resonante. De esta manera la gama de frecuencias utilizables debería ser debajo de la frecuencia resonante.

Debe sintonizarse a una frecuencia un tanto menor que la frecuencia de autoresonancia debido a que es la zona de máxima de utilidad de un transformador sin núcleo.

En las cercanías de la frecuencia de resonancia, la ganancia de tensión es más elevada que en las menores de la zona de operación, que se denomina **resonancia parcial, o cuasi resonante**. Es una región con alta ganancia y un pequeño cambio de fase.

En este caso la frecuencia de resonancia parcial esta entre 2.5MHz – 4.8MHz.

## Discusión y conclusiones

Verificando las propiedades de un transformador sin núcleo implementado en PCB, sin las limitaciones que se tienen con un núcleo magnético, los transformadores PCB ofrecen una mejor performance a elevadas frecuencias de operación.

Las ventajas que tienen es que los hacen atractivos en microcircuitos y usos en los cuales exigencias de altura son muy rigurosas.

En el apartado anterior se obtuvo el cálculo de  $R_p$  y  $R_s$ , para lo cual se consideraron constantes para todo el rango de trabajo, pero esto no es así. La resistencia de alterna de los arrollamientos varia con el aumento de la frecuencia de operación, debido al efecto pelicular, modificando la formula aproximada en [8], por lo cual la resistencia del arrollamiento esta dada por:

$$R(f) = R_0 \left[ 1 + \frac{f}{f_a} + \left( \frac{f}{f_b} \right)^2 \right]^{\frac{1}{4}},$$

donde  $R$  es la resistencia del conductor;  $f$  es la frecuencia de operación y  $f_a$  y  $f_b$  las frecuencias críticas del conductor.

Con respecto a los valores de los parámetros característicos del circuito equivalente obtenido en este trabajo, podemos decir que las diferencias se deben a que las formulas teóricas son aproximadas. Aún así los valores obtenidos son concordantes con los obtenidos en la práctica.

## Agradecimientos

Al Ing. A. Covi por su apoyo y conducción realizado en el departamento de electrónica.

Al laboratorio abierto del departamento de electrónica de la UTN – FRBA por el espacio y el equipamiento utilizado para este trabajo.

A la Secretaria de Ciencia y Tecnología de la UTN – FRBA por facilitarnos el uso del laboratorio, el acceso al IEEE Explore y las computadoras.

### Grado académico

1. Profesor titular ordinario de Tecnología Electrónica. UTN FRBA y FRH y UNLAM.
2. Alumnos de 5° de la carrera de Ingeniería Electrónica.

### REFERENCIAS

- [1] S. Hayano, Y. Nakajima, H. Saotome, and Y. Saito, "A New Type High Frequency Transformer", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 27, no. 6, November 1991, pp. 5205–5207.
- [2] J.M. Bourgeois, "PCB based transformer for power MOSFET drive", IEEE APEC'94, pp.238-244.
- [3] C. R. Sullivan and S. R. Sanders, "Design of micro fabricated transformers and inductors for high-frequency power conversion", IEEE Trans. on Power Electronics, 11(2):228-238, 1996.
- [4] C.F. Coombs, Jr., Printed circuits handbooks 3rd Edition. McGraw-Hill, 1998, p6.32
- [5] S.Y.R. Hui, H. Chung, and S.C. Tang, "Some electromagnetic aspects of coreless printed circuit board (PCB) transformers". IEEE Power Electronics Specialists Conf., S. Carolina, USA, June 1999.
- [6] S.Y.R. Hui, H. Chung, and S.C. Tang, "Coreless printed circuit board (PCB) transformers for power MOSFET/IGBT gate drive circuits", IEEE Trans. Power Electron., vol.14, pp.431–437, May1999.
- [7] H.Y. Lu, J.G. Zhu, and V.S. Ramsden, "Experimental determination of stray capacitances in high frequency transformers", Faculty of Engineering, University of Technology, Sydney.
- [8] R. Goyal, 'High-frequency analog integrated circuit design', J. Wiley, 1995, pp. 110-125.
- [9] S. C. Tang, S.Y.R. Hui and H. Chung, "Characterization of Coreless Printed Circuit Board (PCB) Transformers".
- [10] S. Y. R. Hui, S. C. Tang, and H. Chung, "Optimal Operation of Coreless PCB Transformer-Isolated Gate Drive Circuits with Wide Switching Frequency Range", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 14, no. 3, May 1999, pp. 506–514.

TyC