

Ancho de Banda Acotado en AM para Dos Señales Diferentes que Modulan en AM y FM la Misma Portadora

Pedro E. Danizio¹, Eduardo R. Danizio², Alejandro D. Danizio¹, Víctor H. Sauchelli¹

¹ Universidad Tecnológica Nacional Facultad Regional Córdoba. Maestro M. López esq. Cruz Roja Argentina. Ciudad Universitaria. Casilla de Correo 36 C.P. (X5016ZAA) Córdoba. (0351) 468-4215 / 468-4006 / 468-4317, pdanizio@gmail.com

² Universidad Tecnológica Nacional Facultad Regional Villa María. Av. Universidad 450 (X5900) Villa María, Córdoba. (0353) 453-7500 / 01

Resumen - En este trabajo se analiza la convivencia ortogonal de dos bandas base diferentes que modulan simultáneamente en amplitud y frecuencia a una portadora. Las técnicas diferentes de modulación mantienen la ortogonalidad de ambas bandas base y es posible demodularlas y obtenerlas por separado. El ancho de banda resultante de la señal modulada es mayor que el ancho de banda que ocuparía la señal de AM. Sin embargo, si se cumplen ciertas condiciones, es posible acotar la señal modulada dentro del ancho de banda que ocuparía la modulación en AM pudiendo recuperar de manera independiente ambas bandas base con una distorsión pequeña.

Palabras claves: ortogonal, bandas base, portadora, amplitud modulada, frecuencia modulada

Abstract - This paper analyzes the orthogonal coexistence of two different baseband signals which modulate a carrier signal in amplitude and frequency simultaneously. These different modulation techniques maintain the orthogonality of both baseband which can be demodulated and acquired separately. The modulated bandwidth obtained is higher than the bandwidth that would be obtained by the AM signal. However, if certain conditions are met, it is possible to narrow the modulated signal into the bandwidth that would be occupied by the AM modulation, allowing to independently recovering of both baseband with a minimum distortion.

Keywords: orthogonal, base bands, carrier, amplitude modulation, frequency modulation

INTRODUCCIÓN

Dos señales pueden ocupar el mismo espacio de frecuencia sin mezclarse cuando se mantienen en convivencia ortogonal (Strembler, 1997, Lathi, 1989, Couch, 1998). Esto se puede lograr por diferentes acciones: a) por códigos ortogonales de palabras (caso ADSL), b) mediante portadoras de igual frecuencia con fases corridas 90° entre ellas moduladas en la misma técnica, c) también con la misma portadora utilizando diferentes técnicas de modulación como usar frecuencias múltiples de portadora, es decir $\omega_0 k$, con k entero, (caso de WiFi y TVD) (Oppenheim, 1998, Sauchelli, 2004).

En este trabajo analizamos en primera instancia las estructuras de convivencia de una portadora cosenooidal, modulada en FM y en AM simultáneamente con diferentes informaciones. Las bandas bases se mezclan en baja proporción y se las puede recuperar soportando muy poca distorsión (Strembler, 1997).

El ancho de banda de este tipo de señales es mayor al doble del ancho de banda de la señal modulada en AM, si se quiere eliminar los ruidos del proceso.

Sin embargo, si se cumplen ciertas condiciones es posible acotar el ancho de banda resultante dentro del que ocuparía la señal de AM, situación que se aborda como segunda instancia (Danizio, 2009, Hickey et al., 2003).

El estudio tiene como soporte de justificación una simulación con enfoque periódico en plataforma

MSv11. A efectos de poder visualizar las formas en tiempo y frecuencia se utilizará una portadora de 100 KHz que será modulada en AM con un tono de 10 KHz y en FM con un tono de 2 KHz.

DE LA MODULACIÓN CON CONVIVENCIA ORTOGONAL

Para poder ver la ortogonalidad de las técnicas presentaremos una señal de FM modulada en amplitud con una señal distinta a la de la FM y analizaremos el espectro resultante y cómo recuperar las dos señales insertas en el espectro de las dos técnicas (Danizio, 2009, Hickey et al., 2003).

La Fig. 1 muestra el esquema del modulador

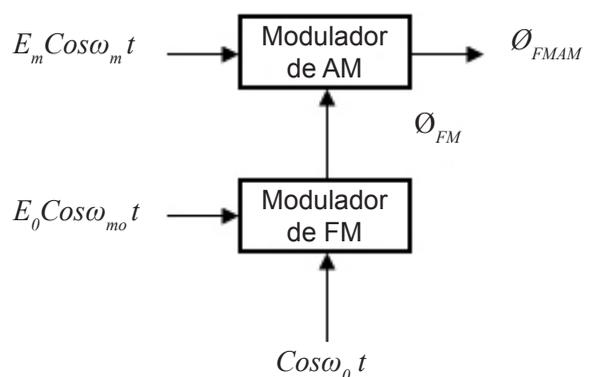


Fig. 1-Diagrama en bloques del modulador

Veamos lo que "entra" al modulador AM: una portadora modulada en FM por una señal periódica que se puede expresar como (Lathi, 1989, Couch, 1998, Danizio, 2009):

$$\Phi_{FM} = E_c \text{Sen}(\omega_c t - m_f \text{Cos} \omega_{mo} t) \quad (1)$$

Desarrollando la expresión utilizando series trigonométricas con los coeficientes de Bessel, la

$$\begin{aligned} \Phi_{FM} = E_c [& J_0(m_f) \text{Sen} \omega_c t - J_1(m_f) \text{Cos}(\omega_c \pm \omega_{mo})t - \\ & - J_2(m_f) \text{Cos}(\omega_c \pm 2\omega_{mo})t + \\ & + j_3(m_f) \text{Cos}(\omega_c \pm 3\omega_{mo})t + \\ & + j_4(m_f) \text{Cos}(\omega_c \pm 4\omega_{mo})t \dots] \end{aligned} \quad (2)$$

Se manifiesta como una señal de bandas laterales, en este caso armónicas de la banda base, cuya cantidad y amplitud están fijadas en las tablas de los coeficientes de Bessel. Si la señal de portadora es de 1 V y 100 KHz y la modulante 2 KHz con un índice de modulación 0.25, la expresión se transforma en:

$$\Phi_{FM} = 1V \text{Sen}(2.\pi.10^5 t - 0,25 \text{Cos} 4.\pi.10^3 t) \quad (3)$$

Para un índice de modulación 0.25 se tienen dos coeficientes:

$$\begin{aligned} J_0(0,25) &= 0,98 \\ J_1(0,25) &= 0,12 \end{aligned}$$

Reemplazando y resolviendo en la (3):

$$\Phi_{FM} = 0,98 \text{Sen} 2.\pi.10^5 t - 0,12 \text{Cos} 2.\pi.102.10^3 t - 0,12 \text{Cos} 2.\pi.98.10^3 t \quad (4)$$

El ancho de banda de la señal se toma:

$$B_{FM} = 2.n.f_m = 2.n.B \quad (5)$$

donde n es la cantidad de bandas laterales. Es decir que tendremos dos bandas laterales en total, ocupando en el espectro 2 veces los 2 KHz, lo que implica 4 KHz. Esto muestra que estamos hablando de una FM de banda angosta.

Veamos la señal $\Phi_{FM}(t)$ en tiempo (Fig. 2) y en frecuencia $\Phi_{FM}(\omega)$ (Fig.3).

En la representación en frecuencia de la señal modulada $\Phi_{FM}(\omega)$ el espectro resulta en una portadora de 100 KHz y dos bandas laterales de baja amplitud en cuadratura y una distancia de 2 KHz, que es la frecuencia de banda base tomada como referencia.

Si a esta señal $\Phi_{FM}(t)$ de la (1), se la modula simultáneamente en amplitud por un tono ($E_m \text{Cos} \omega_m t$), se verá un espectro compuesto por ambas modulaciones $\Phi_{FMAM}(t)$, tal como se muestra en la (6):

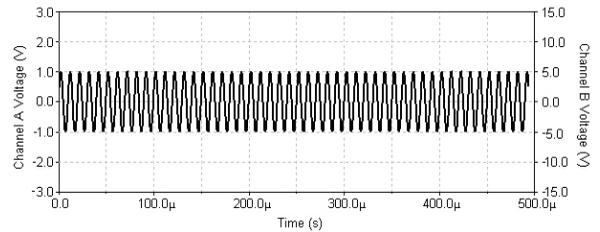


Fig. 2- $\Phi_{FM}(t)$ representación temporal

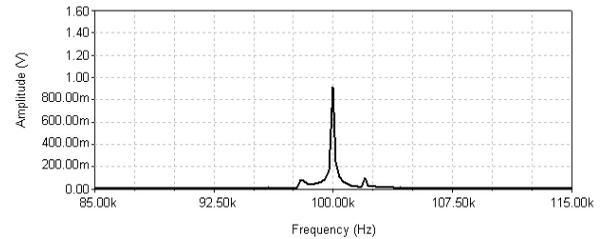


Fig. 3- $\Phi_{FM}(\omega)$ representación en frecuencia

$$\Phi_{FMAM} = (E_c + E_m \text{Cos} \omega_m t) \text{Sen}(\omega_c t - m_f \text{Cos} \omega_{mo} t) \quad (6)$$

Desarrollando (6):

$$\begin{aligned} \Phi_{FMAM} = E_c \text{Sen}(\omega_c t - m_f \text{Cos} \omega_{mo} t) + \\ + E_m \text{Cos} \omega_m t \text{Sen}(\omega_c t - m_f \text{Cos} \omega_{mo} t) = \\ = E_c \text{Sen}(\omega_c t - m_f \text{Cos} \omega_{mo} t) + \\ + \frac{E_m}{2} [\text{Sen}((\omega_c t - m_f \text{Cos} \omega_{mo} t) + \omega_m t) + \\ + \text{Sen}((\omega_c t - m_f \text{Cos} \omega_{mo} t) - \omega_m t)] \end{aligned} \quad (7)$$

Se generan simultáneamente el espectro de FM y el de AM con nuevas bandas laterales referenciadas a la posición de la señal modulante de AM (ω_m). Resolviendo la (7) (Danizio, 2009, Jürgen Tchorz et al., 2003):

$$\begin{aligned} \Phi_{FMAM} = E_c [& J_0(m_f) \text{Sen} \omega_c t - \\ & - J_1(m_f) \text{Cos}(\omega_c \pm \omega_{mo})t - \\ & - J_2(m_f) \text{Sen}(\omega_c \pm 2\omega_{mo})t + \\ & + J_3(m_f) \text{Cos}(\omega_c \pm 3\omega_{mo})t + \\ & + J_4(m_f) \text{Sen}(\omega_c \pm 4\omega_{mo})t \dots] + \\ & + \frac{E_m}{2} [& J_0(m_f) \text{Sen} \omega_c t - \\ & - J_1(m_f) \text{Cos}(\omega_c \pm \omega_m \pm \omega_{mo})t - \\ & - J_2(m_f) \text{Sen}(\omega_c \pm 2\omega_m \pm \omega_{mo})t + \\ & + J_3(m_f) \text{Cos}(\omega_c \pm 3\omega_m \pm \omega_{mo})t + \\ & + J_4(m_f) \text{Sen}(\omega_c \pm 4\omega_m \pm \omega_{mo})t \dots] \end{aligned} \quad (8)$$

A la función modulada en frecuencia (3) la modularemos con un tono de 10 KHz en amplitud. Reemplazaremos los valores en la (6) quedando:

$$\Phi_{FMAM} = (1 + \text{Cos} 2.\pi.10^4 t) \text{Sen}(2.\pi.10^5 t - 0,25 \text{Cos} 4.\pi.10^3 t) \quad (9)$$

Operando:

$$\begin{aligned} \Phi_{FMAM} &= \text{Sen}(2\pi \cdot 10^5 t - 0,25 \text{Cos} 4\pi \cdot 10^3 t) + \\ &+ \text{Cos} 2\pi \cdot 10^4 t \cdot \text{Sen}(2\pi \cdot 10^5 t - 0,25 \text{Cos} 4\pi \cdot 10^3 t) = \\ &= 0,98 \text{Sen} 2\pi \cdot 10^5 t - \\ &- 0,12 \text{Cos} 2\pi \cdot 102 \cdot 10^3 t - 0,12 \text{Cos} 2\pi \cdot 98 \cdot 10^3 t + \\ &+ \text{Cos} 2\pi \cdot 10^4 [0,98 \text{Sen} 2\pi \cdot 10^5 t - 0,12 \text{Cos} 2\pi \cdot 102 \cdot 10^3 t - \\ &- 0,12 \text{Cos} 2\pi \cdot 98 \cdot 10^3 t] \end{aligned} \quad (10)$$

Completando el desarrollo nos queda:

$$\begin{aligned} \Phi_{FMAM} &= 0,98 \text{Sen} 2\pi \cdot 10^5 t - \\ &- 0,12 \text{Cos} 2\pi \cdot 102 \cdot 10^3 t - 0,12 \text{Cos} 2\pi \cdot 98 \cdot 10^3 t + \\ &+ 0,49 \text{Sen} 2\pi \cdot 110 \cdot 10^3 t - \\ &- 0,058 \text{Cos} 2\pi \cdot 112 \cdot 10^3 t - 0,058 \text{Cos} 2\pi \cdot 108 \cdot 10^3 t + \\ &+ 0,49 \text{Sen} 2\pi \cdot 90 \cdot 10^3 t - \\ &- 0,058 \text{Cos} 2\pi \cdot 92 \cdot 10^3 t - 0,058 \text{Cos} 2\pi \cdot 88 \cdot 10^3 t \end{aligned} \quad (11)$$

Aparecen componentes de FM que suman los 2 KHz de banda base de la señal de FM en los valores anteriores, tal como se ve en la (4), es decir 98, 100 y 102 KHz, y aparecen nuevas bandas laterales al lado de los 10 KHz con que se modula en AM, es decir, se ubican a ambos lados de la posición correspondiente a la banda base que modula en AM.

Las dos componentes de AM se ubican en 110 y en 90 KHz. A ambos lados de estos valores se repite la composición de la FM cada 2 KHz. Esto implica que aparecen estas componentes en 108 y 112 KHz para la banda superior, y en 92 y 88 KHz para la banda lateral inferior.

La estructura de esta señal Φ_{FMAM} tiene las bandas laterales correspondientes a la AM, con amplitud mucho mayor que las amplitudes correspondientes a la de FM. Esto es así porque el índice en FM es muy bajo. También se puede ver el correlato de fase con la portadora para la composición de AM que queda en seno y las bandas laterales de FM quedan en cuadratura y en coseno.

Ahora bien, crece el ancho de banda de la señal resultante por encima de los 20 KHz que ocuparía la señal de AM y aparecen las componentes de FM que incrementaría el ancho a 24 KHz. La Fig. 4 muestra la representación temporal de Φ_{FMAM} .

La Fig. 5, muestra el espectro resultante de la señal con doble modulación $\Phi_{FMAM}(\omega)$.

DE LA DEMODULACIÓN

Un detector de envuelta $h_{de}(t)$ recupera la modulante de la AM (Jürgen Tchorz, 2003) casi sin interferencia de FM ya que es de bajo índice. Por otro lado con un PLL, cuya función es $\phi_{PLL}(t)$, se recupera la componente de la señal que modula en FM. Por ello se trabajará en la detección

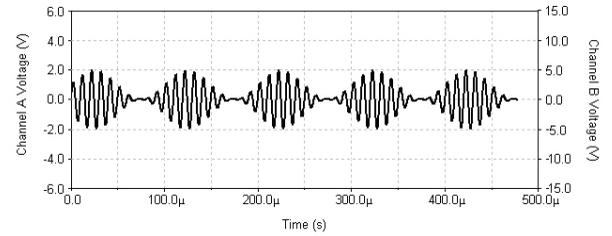


Fig. 4- $\Phi_{FMAM}(t)$ señal modulada en AM y FM representada de manera temporal

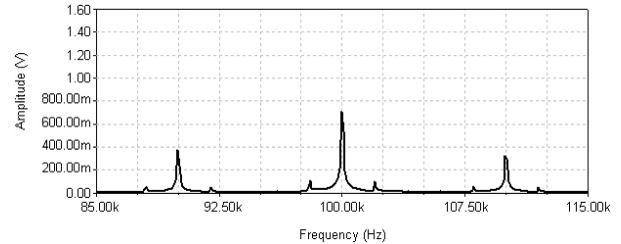


Fig. 5- Espectro de la señal $\Phi_{FMAM}(\omega)$ modulada en AM y FM

de ambas señales utilizando un detector de envuelta para la de AM y un PLL para la de FM.

La Fig. 6 muestra el esquema del demodulador.

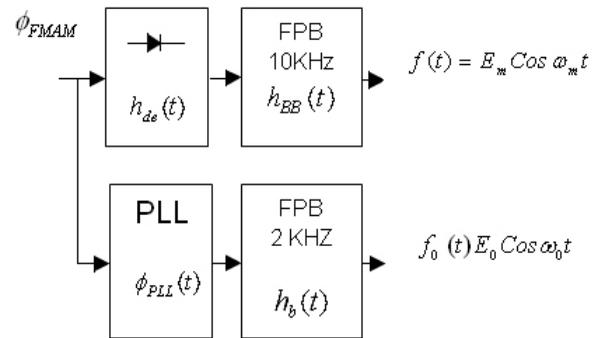


Fig. 6- Diagrama demodulador

La Φ_{FMAM} convolucionada por la función de un detector de envuelta ($h_{de}(t)$) y luego filtrada ($h_{BB}(t)$) dará la composición espectral de la banda base $f(t) = E_m \text{Cos} \omega_m t$ que para nuestro caso es de 10 KHz. Es decir, la $f(t)$ será:

$$f(t) = \Phi_{AMFM}(t) * h_{de}(t) * h_{BB}(t) \quad (12)$$

A la salida del detector de envuelta aplicando Fourier para media onda (Strembler, 1997, Lathi, 1989):

$$\begin{aligned} \Phi_{FMAMde}(t) = & \frac{E_c}{\pi} + \frac{E_m}{2} \cos \omega_m t + \frac{2E_m}{\pi} \left\{ \frac{1}{3} [J_0(m_f) \text{Sen} \omega_c t - \right. \\ & - J_1(m_f) \text{Cos}(\omega_c \pm \omega_m \pm \omega_{mo})t - \\ & - J_2(m_f) \text{Cos}(\omega_c \pm 2\omega_m \pm \omega_{mo})t + \\ & + J_3(m_f) \text{Cos}(\omega_c \pm 3\omega_m \pm \omega_{mo})t + \\ & + J_4(m_f) \text{Cos}(\omega_c \pm 4\omega_m \pm \omega_{mo})t \dots] + \\ & + \frac{1}{15} [J_0(m_f) \text{Sen} 2\omega_c t - \\ & - J_1(m_f) \text{Cos}(2\omega_c \pm \omega_m \pm \omega_{mo})t - \\ & - J_2(m_f) \text{Cos}(2\omega_c \pm 2\omega_m \pm \omega_{mo})t + \\ & + J_3(m_f) \text{Cos}(2\omega_c \pm 3\omega_m \pm \omega_{mo})t + \\ & + J_4(m_f) \text{Cos}(2\omega_c \pm 4\omega_m \pm \omega_{mo})t \dots] \} \end{aligned} \quad (13)$$

A la salida del filtro obtendremos la $f(t)$ y la componente continua, completando la detección de la señal de AM.

$$f(t) = \Phi_{AMFMde}(t) * h_{BB}(t) = \frac{E_c}{\pi} + \frac{E_m}{2} \cos \omega_m t \quad (14)$$

Si aplicamos lo expresado a nuestro ejemplo podremos recuperar la componente de 10 KHz que modula en amplitud separada de los 2 KHz inmersos en composición de FM. De donde, reemplazando los valores en la (13) y mostrando los términos más significativos (Lathi, 1989):

$$\begin{aligned} \Phi_{FMAMde}(t) = & \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \text{Cos} 2\pi \cdot 10^4 t + \\ & + \frac{2}{\pi} \left\{ \left[-\frac{1}{2} \text{Cos} 2\pi \cdot 110 \cdot 10^3 t + \frac{1}{2} \text{Cos} 2\pi \cdot 90 \cdot 10^3 t \right] + \right. \\ & + \frac{1}{3} [0,98 \text{Sen} 2\pi \cdot 10^5 t - 0,12 \text{Cos} 2\pi \cdot 112 \cdot 10^3 t - \\ & - 0,12 \text{Cos} 2\pi \cdot 88 \cdot 10^3 t + \\ & + \frac{1}{15} \left[\frac{1}{2} \text{Cos} 2\pi \cdot 210 \cdot 10^3 t + \frac{1}{2} \text{Cos} 2\pi \cdot 190 \cdot 10^3 t \right] + \\ & + [0,98 \text{Sen} 2\pi \cdot 210^5 t - \\ & - 0,12 \text{Cos} 2\pi \cdot 212 \cdot 10^3 t - 0,12 \text{Cos} 2\pi \cdot 188 \cdot 10^3 t \dots] \} \end{aligned} \quad (15)$$

En la Fig. 7 se ve la forma temporal de la $\Phi_{FMAMde}(t)$.

El espectro de frecuencia de la señal a la salida del detector ($\Phi_{FMAMde}(\omega)$) se ve en la Fig. 8. Nótese que aparece la componente continua en la banda base de 10 KHz y se repite la función primigenia en 100 KHz, 200KHz, etc.

A la salida del filtro $h_{BB}(t)$ se obtiene la componente de 10 KHz y la continua. Esto se ve en la Fig. 9 de manera temporal y en la Fig. 10 espectralmente

Para la recuperación de la señal que modula en frecuencia a la portadora se la detecta con un PLL, con filtrado, de tal manera que:

$$E_0 \text{Cos} \omega_0 t = \Phi_{FMAM} * \Phi_{PLL}(t) * h_b(t) \quad (16)$$

En nuestro ejemplo la señal recuperada de 2 KHz será:

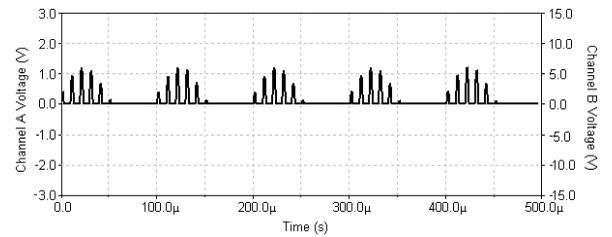


Fig. 7- Representación temporal $\Phi_{FMAMde}(t)$

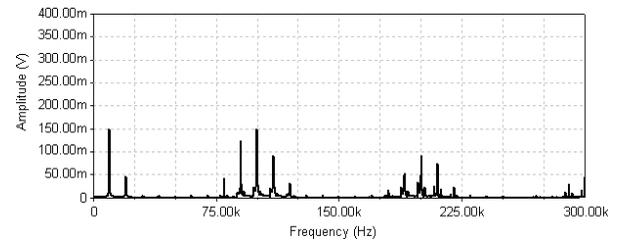


Fig. 8- Representación en frecuencia de $\Phi_{FMAMde}(\omega)$

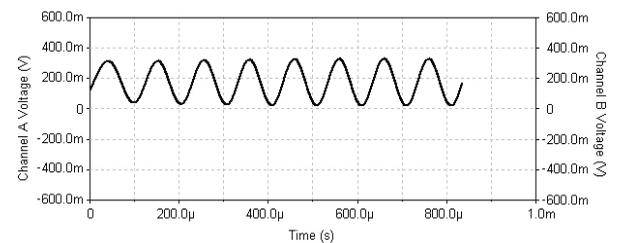


Fig. 9- La $f(t)$ de 10 KHz con componente continua

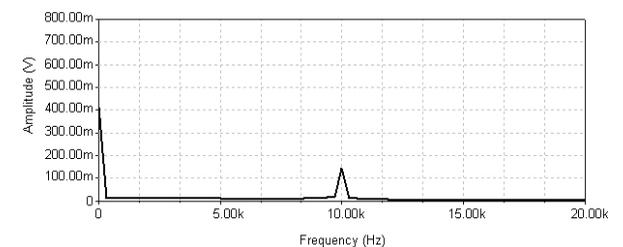


Fig. 10- El espectro de la señal de 10 KHz con la componente continua

$$f_0(t) = \Phi_{FM}(t) * \Phi_{PLL}(t) * h_b(t) = \frac{1}{2} \text{Cos} 2\pi \cdot 2 \cdot 10^3 t \quad (17)$$

La Fig. 11 muestra la $f_0(t)$ de manera temporal.

En la Fig. 12 se presenta el espectro de la señal demodulada en FM.

Como un aspecto de análisis significativo de las señales resultantes se mide la distorsión de cada una de las señales de banda base que conforman a la Φ_{FMAM} . La Fig. 13 muestra los valores medidos en porcentajes y en dB para la señal de 10 KHz (Danizio, 2009).

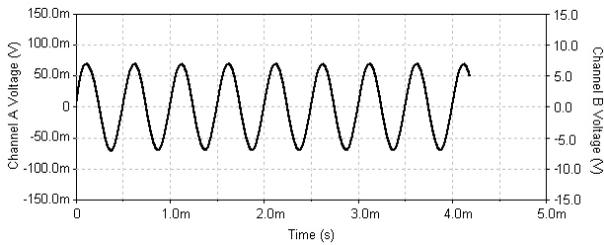


Fig. 11- $f_0(t)$ forma temporal de 2 KHz

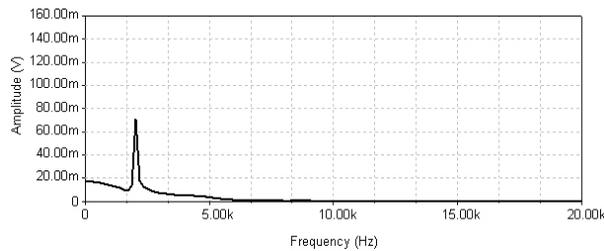


Fig.12 - Espectro de la $f_0(t)$

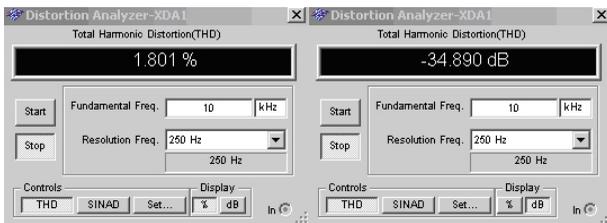


Fig. 13- Distorsión medida para la señal de 10 KHz en porcentaje y en dB

La Fig. 14 muestra la medición de la distorsión para la señal de 2 KHz en porcentajes y en dB.

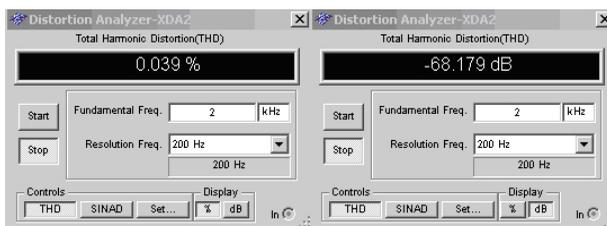


Fig.14- Distorsión medida para la señal de 2 KHz en porcentaje y en dB

Los valores de distorsión obtenidos son muy pequeños, lo cual permite ver que las señales originales son recuperadas razonablemente completas de la modulación combinada de AM y FM.

Las señales originales se recuperaron debido a que se mantiene la convivencia ortogonal entre las dos técnicas de modulación diferentes. Éste es un aspecto conclusivo que se valida muy bien cuando la señal modulada en FM tiene bajo índice.

DE LA ANALÍTICA DEL ANCHO DE BANDA ACOTADO EN AM

Ahora bien, ¿que pasa con el ancho de banda de

la señal modulada con ambas técnicas? Se observó que crece. El ancho de banda final será la suma de los dos anchos de banda para cada técnica (Strembler, 1997, Couch, 1998, Danizio, 2009). Es decir:

$$B_{FMAM} = B_{AM} + B_{FM} = 2.B_m + 2nB_{mo} \quad (18)$$

donde B_m es el ancho de banda base de la señal en AM (en nuestro ejemplo 10 KHz), B_{mo} el ancho de banda base de la señal en FM (en nuestro ejemplo 2 KHz) y n la cantidad de bandas laterales significativas para la señal modulada en FM. Para este caso el ancho de banda será:

$$B_{FMAM} = 2.10KHz + 2.2KHz = 24KHz \quad (19)$$

Sin embargo hay un aspecto muy interesante y está en el hecho de que si el ancho de banda base de la señal modulada en frecuencia es mucho menor que el ancho de banda base de la señal modulada en amplitud, es posible recuperar ambas banda bases acotando el ancho de banda de la ϕ_{FMAM} en el ancho de banda de la ϕ_{AM} . Es decir que:

$$B_{mo} \ll B_m \rightarrow B_{FMAM} = B_{AM} = 2.B_m \quad (20)$$

Esto significa que se puede transmitir esta modulación ortogonal con dos informaciones diferentes ocupando el ancho que ocuparía la señal de AM. A efectos de poder tener un aspecto conclusivo muy importante es que trabajaremos en acotar el ancho de banda de la señal ϕ_{FMAM} en dos veces el ancho de banda base de la señal que modula en amplitud y veremos que se puede realizar el mismo proceso de demodulación. Cumpliendo con la condición $B_{mo} \ll B_m$, si se acota la ϕ_{FMAM} dentro del ancho de banda que ocupa la señal de AM, es decir $2.B_m$, no se altera la ortogonalidad y es posible recuperar las dos bandas bases iniciales, la de AM y la de FM. Esto se verifica simplemente acotando en banda a ϕ_{FMAM} y luego realizando el proceso de detección ya visto. Es decir que si a la ϕ_{FMAM} se la filtra acotada dentro del ancho de banda $2.B_m$ se recuperan las señales iniciales, tal como se ha hecho para el caso anterior.

Tomando nuestro ejemplo, ϕ_{FMAM} ocupa 24 KHz. Como la banda base en AM (10KHz) es mayor que la de FM (2KHz) se acota en banda filtrando dentro de los 20 KHz. Esto se logra aplicando un filtro pasa banda entre 90 y 110 KHz al modulador de la Fig.1. Luego aplicaremos el mismo proceso de detección y recuperaremos las dos señales iniciales.

La Fig. 15 muestra la modificación al modulador con el agregado de un filtro pasa banda a la salida.

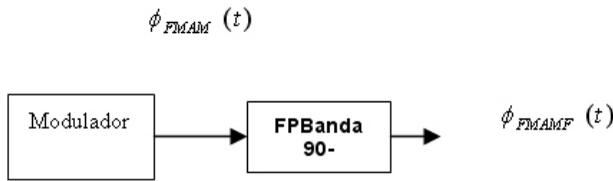


Fig.15- Acotamiento del ancho de banda de la $\phi_{FMAM}(t)$ al que ocupa la AM (20KHz)

La nueva señal $\phi_{FMAM}(t)$ se puede ver de manera temporal en la Fig. 16. Comparada con la $\phi_{FMAM}(t)$ se ve que el filtrado aparece una pequeña disminución del índice de modulación en AM.

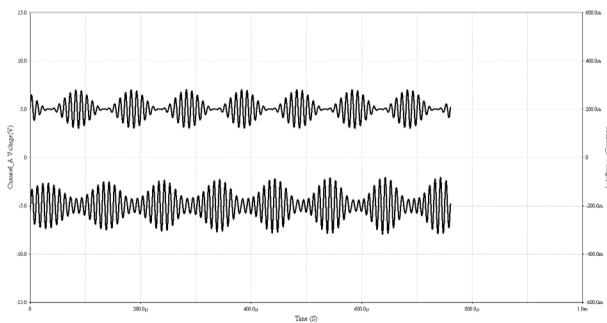


Fig. 16- $\phi_{FMAM}(t)$ vs. $\phi_{FMAM}(t)$

La Fig. 17 muestra el espectro resultante sin las componentes de 112 y 88 KHz, quedando el ancho de banda acotado a 20 KHz que es el que ocuparía la señal si estuviera modulada solamente en AM.

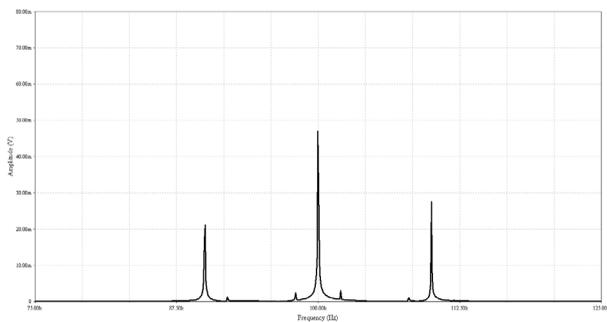


Fig. 17- Representación espectral de $\phi_{FMAM}(t)$

La $\phi_{FMAM}(t)$ queda ahora acotada en 20 KHz y se recuperarán las estructuras de banda base de la señal de AM y de la de FM utilizando la misma estructura anterior. El hecho es que al pasar por el filtrado pasivo la señal aparece atenuada aproximadamente por 0,45. La (11) pierde las componentes de 112 y 88 KHz y se transforma en:

$$\phi_{FMAMF}(t) = 0,45 [0,98\text{Sen}2.\pi.10^5t - 0,12\text{Cos}2.\pi.102.10^3t - 0,12\text{Cos}2.\pi.98.10^3t + 0,49\text{Sen}2.\pi.110.10^3t - 0,058\text{Cos}2.\pi.108.10^3t + 0,49\text{Sen}2.\pi.90.10^3t - 0,058\text{Cos}2.\pi.92.10^3t] \quad (21)$$

La $\phi_{FMAM}(t)$ acotada en banda y detectada antes del filtrado ajusta la (14) en la expresión (22) y se le agregó ganancia para ajustar a los valores de amplitud originales.

$$\phi_{FMAMde}(t) = \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \text{Cos}2.\pi.10^4t + \frac{2}{\pi} \left\{ \left[\frac{1}{2} \text{Cos}2.\pi.110.10^3t + \frac{1}{2} \text{Cos}2.\pi.90.10^3t \right] + \frac{1}{3} [0,98\text{Sen}2.\pi.10^5t] + \frac{1}{15} \left[\frac{1}{2} \text{Cos}2.\pi.210.10^3t + \frac{1}{2} \text{Cos}2.\pi.190.10^3t \right] + [0,98\text{Sen}2.\pi.210^5t - 0,12\text{Cos}2.\pi.212.10^3t - 0,12\text{Cos}2.\pi.188.10^3t \dots] \right\} \quad (22)$$

La Fig. 18 muestra temporalmente la señal de entrada y salida al detector antes del filtrado.

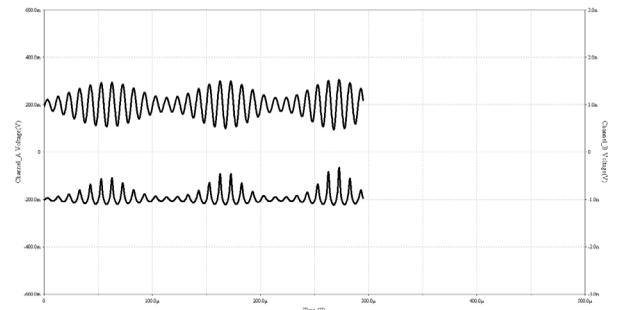


Fig. 18- $\phi_{FMAMFde}(t)$ señal de AM detectada

En la Fig. 19 se muestra la composición espectral de $\phi_{FMAMFde}(t)$.

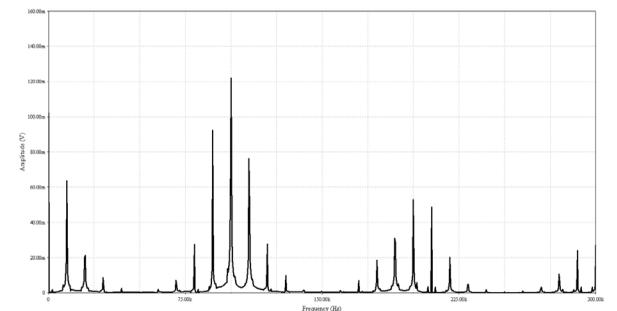


Fig. 19- Composición espectral de $\phi_{FMAMFde}(t)$

A la salida del filtro se recupera la señal de 10 KHz y la componente continua.

$$f(t) = \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \text{Cos}2.\pi.10^4t \quad (23)$$

La señal $f(t)$ recuperada se muestra en la Fig. 20.

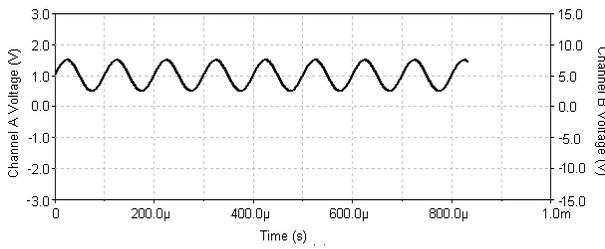


Fig.20 - Señal de 10 KHz de manera temporal

En la Fig. 21 se ve el espectro de la $f(t)$.

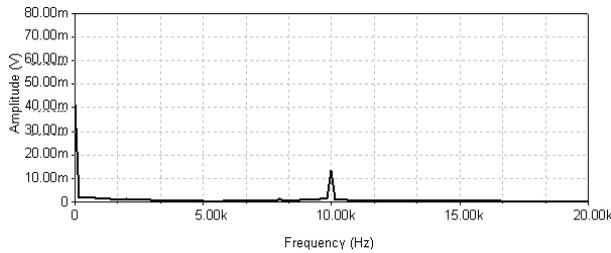


Fig. 21 - Espectro de la $f(t)$

Pasando la señal por el PLL y el filtrado, tal como se expreso en la (17), se obtiene la señal $f_0(t)$ de 2 KHz. Esto se observa en la Fig. 22 en tiempo y en la Fig. 23 en frecuencia.

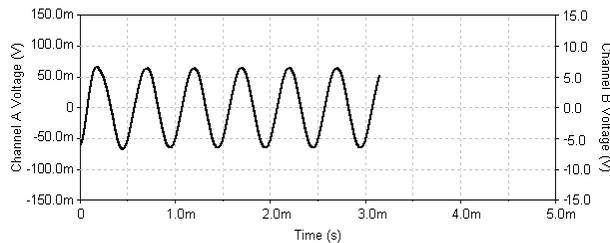


Fig. 22 - $f_0(t)$ temporal

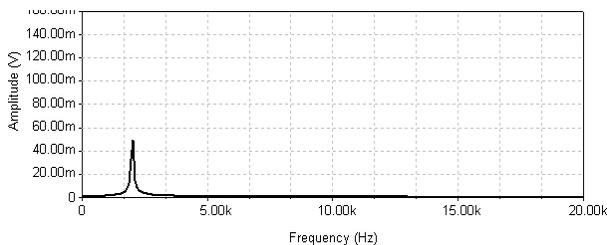


Fig. 23 - Espectro de la $f_0(t)$

Es importante destacar que si acotamos el ancho de banda al correspondiente a la señal de AM es posible recuperar ambas informaciones por separado lo que constituye un aspecto conclusivo muy importante. Como complemento de análisis medimos la distorsión para las señales recuperadas de 10 y 2 KHz para este caso donde el ancho de banda se acotó al ancho de banda que ocuparía modulada en amplitud. Para la señal de 10 KHz, la distorsión llega a 2,54 %

(-32.047 dB). La Fig. 24 muestra en porcentaje y en dB los valores distorsión para la señal de 10 KHz.

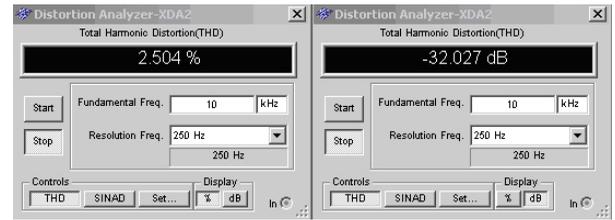


Fig. 24 - Distorsión medida para la señal de 10 KHz en porcentaje y en dB

Para la señal de 2 KHz la distorsión llega al 3,7 % (-28,631 dB). La Fig. 25 muestra en porcentaje y en dB, los valores distorsión para la señal de 2 KHz.

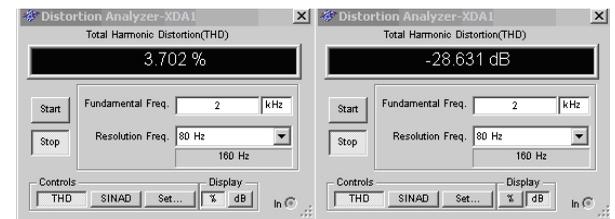


Fig.25 - Distorsión medida para la señal de 2 KHz en porcentaje y en dB

CONCLUSIONES

Señales moduladas en AM y FM de bajo índice mantienen convivencia ortogonal, ya que se las puede demodular por separado.

La señal AMFM acotada en banda en el ancho de la AM permite recuperar las bandas base (de AM y FM) por separado si se siguen manteniendo las condiciones de ortogonalidad expuestas.

Si el ancho de banda base de la señal que modula en FM es mucho menor de la que modula en AM, a la señal compuesta resultante se la puede acotar con filtrado en un ancho de banda igual al que ocuparía la de AM, se sigue manteniendo la ortogonalidad y es posible recuperar de manera independiente ambas bandas base con una distorsión pequeña.

REFERENCIAS

- Strembler F. G.: "Introducción a los Sistemas de Comunicación". 3ª Edición. Addison-Wesley; 14-23, 219-232, (1997).
- Lathi B. P.: "Introducción a la Teoría y Sistemas de Comunicación". 1ª Edición. Limusa.13-35, 169-179, 209-233(1989).
- Couch II León W. "Sistemas de Comunicación Digitales y Analógicos". 5ª Edición. Prentice-Hall.63-65, 295-302 (1998).
- Oppenheim V. Alan - Willsky S. Alan - Nawad S. Hamid "Señales y Sistemas" 2ª Edición. Prentice Hall.67-89 (1998).

Sauchelli Víctor “Teoría de Señales y Sistemas Lineales”. 1º Edición. Universitas. 34-45(2004).

Danizio Pedro: “Teoría de las Comunicaciones”. 4º Edición. Universitas. 48-60, 239-249 (2009).

Danizio Pedro “Amplitud Modulada de Calidad Extendida AMCE” Tesis (MSc con mención en Telecomunicaciones). FCEF y N de la UNC. 94. (2009).

Michael Hickey and Leonid Kazovsky, Fellow,

IEEE “IEEE Photonics Technology Letters”, Vol. 6, N°. 12, December 1994 1413. Combined Frequency and Amplitude. Modulation for the STARNET WDM. Computer Communication Network.

Jürgen Tchorz and Birger Kollmeier “SNR Estimation Based on Amplitude Modulation Analysis, With ApplicationstoNoiseSuppression”.IEEETransactionson Speech and audio processing, VOL. 11, N°. 3, MAY 2003.