

GENERACIÓN DE SEÑALES MODULADAS ANGULARMENTE

Una señal de radio frecuencia (portadora) se puede expresar mediante la siguiente ecuación:

$$F(t) = A \cos \phi(t)$$

si esta señal fuera de **AM**, la amplitud de esta (**A**) debería variar de acuerdo con la señal de modulación $V_m(t)$. Si a esta misma señal en lugar de variar la amplitud **A**, se varia el ángulo $\phi(t)$ con la modulante, se estaría en presencia de una **Modulación Angular**. En el caso de utilizar modulación angular, la amplitud de la señal debe permanecer constante. La modulación angular puede ser de dos tipos, una Modulación de Fase **PM** y otra Modulación de Frecuencia **FM**. El primer sistema de FM fue desarrollado por E.H. Armstrong en el 1936 siendo utilizado para radiodifusión, en la actualidad se utiliza en un gran número de aplicaciones que van desde radiodifusión, televisión, telefonía celular radios de dos vías, etc. A la ecuación anterior la podemos expresar de la siguiente forma:

$$F(t) = A \cos [\omega_c(t) + \theta(t)]$$

En donde A = es la amplitud pico de la portadora

f_c = es la frecuencia de la portadora

$\theta(t)$ = desviación instantánea de la fase

Resumiendo, cuando se modula en amplitud, la envolvente de la portadora $A(t)$ varía con la modulación, mientras que $\theta(t)$ permanece constante y con modulación angular varia la frecuencia o la fase instantánea de la portadora, dependiendo esto de la relación exacta entre $\theta(t)$ y la señal moduladora. Si estamos en presencia de una modulación angular, deberá ser necesariamente el ángulo dependiente de la modulación, esto es:

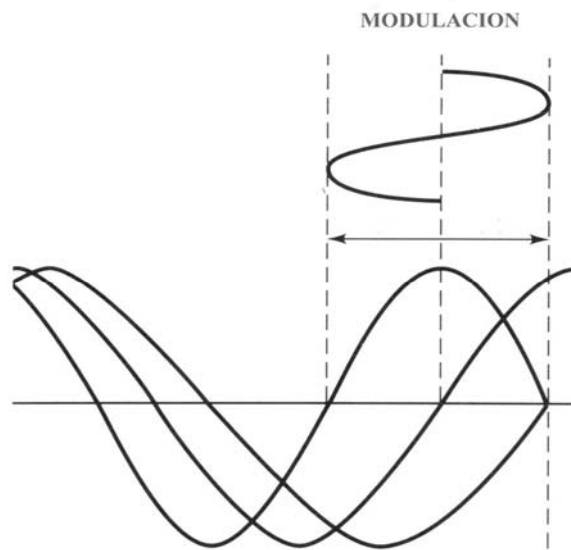
$$\theta(t) = F[v_m(t)]$$

$$v_m(t) = V_m \sin(\omega_m t) \quad (\text{modulante})$$

Los sistemas de modulación en ángulo son inherentemente insensibles a fluctuaciones de amplitud debidas a ruidos, particularmente a ruido impulsivo. Resultan por tanto, adecuadas tanto para radiodifusión normal como para radiocomunicación móvil. Los bajos requerimientos de potencia y la relativa simplicidad de los moduladores angulares, son ventajas adicionales en aplicaciones móviles.

La diferencia entre modulación de frecuencia y de fase radica en cuál propiedad de la portadora (frecuencia o fase) se encuentra variando directamente con la modulante y cuál propiedad esta variando indirectamente. Siempre que la frecuencia de la portadora está variando, también lo hace la fase y viceversa. Cuando la frecuencia de la portadora varía directamente con la modulante, se está en presencia de **FM**, pero si lo que se varía con la modulante es la fase de la portadora, se está en presencia de **PM**, entonces una FM directa provoca una PM indirecta y una PM directa provoca una FM indirecta.

Cuando se modula angularmente una portadora senoidal, la frecuencia y la fase de la portadora están variando proporcionalmente con la señal modulante. Al cambio producido en la frecuencia se lo denomina desviación en frecuencia (Δf) y al cambio producido en la fase se lo denomina desviación de fase ($\Delta \theta$). La forma de onda para una portadora senoidal modulada angularmente se puede ver en la gráfica siguiente:

**Fig. N° 6 - 55****Modulación de fase (PM)**

En la modulación de fase, la desviación de fase instantánea es el cambio instantáneo en la fase de la portadora respecto de su fase de referencia o sea de la portadora sin modular, esta desviación de fase es proporcional a la amplitud de la señal modulante $V_m(t)$, de esta forma el ángulo de fase será:

$$v_m(t) = V_m \text{ sen } \omega_m t$$

$$\theta(t) = k_\theta v_m(t) = k_\theta V_m \text{ sen } \omega_m t$$

donde k_θ es la desviación de fase del ángulo total $\phi(t)$ expresado en radianes por voltio de la señal de modulación, respecto a su valor no modulado, a k_θ se lo puede interpretar como la sensibilidad del modulador de fase.

Al corrimiento de fase $\Delta\theta$ máximo que se puede obtener se lo denomina índice de modulación y se lo denomina m_p , siendo $\Delta\theta = k_\theta V_m$. Físicamente m_p representa la mayor desviación de fase en radianes que puede producir $V_m(t)$, en un modulador de fase con una sensibilidad k_θ . Un incremento del voltaje modulador elevará al m_p . A diferencia del factor de modulación m_a en AM, el valor de m_p no se restringe a un valor máximo de 1. En cualquier modulador de fase práctico habrá un corrimiento de fase máximo que puede alcanzarse con una distorsión aceptable. Además, en la medida en que la desviación de fase se incrementa, crece también el ancho de banda de la señal. Estos factores establecen el límite máximo para m_p . Si reemplazamos a m_p en $F(t)$ se obtiene la expresión de la señal modulada en fase:

$$F_{PM}(t) = A \cos [\omega_c t + m_p \text{ sen } \omega_m(t)]$$

donde la desviación instantánea de fase será: $\theta(t) = m_p \text{ sen } \omega_m(t)$

al modular en fase se produce una variación en la frecuencia instantánea de la señal, la que también variará de acuerdo con la modulación, la desviación de frecuencia instantánea (velocidad angular) se expresa mediante la derivada de la desviación de fase instantánea respecto del tiempo, esto es:

$$\omega(t) = d\phi(t) / dt = \omega_c + d\theta(t) / dt = \omega_c + m_p d\sin w_m(t) / dt$$

$$\omega(t) = \omega_c + m_p w_m \cos w_m(t)$$

En la expresión anterior se ve que la desviación instantánea de frecuencia correspondiente a la señal modulada en fase depende de la amplitud de la señal modulante (V_m) y de la frecuencia de modulación (f_m). La expresión de $F(t)$ para la señal modulada en fase será entonces:

$$F_{pm}(t) = A \cos [w_c t + m_p \sin w_m t]$$

Modulación en frecuencia (FM)

La modulación de frecuencia resulta cuando la desviación instantánea de frecuencia, es directamente proporcional a la amplitud instantánea de la señal de modulación. La frecuencia instantánea se expresa mediante:

$$\omega(t) = d\phi / dt = \omega_c + d\theta(t) / dt$$

la desviación instantánea de frecuencia $\delta\omega$ de la señal $\omega(t)$ será entonces:

$$\delta\omega(t) = \omega(t) - \omega_c = d\theta(t) / dt$$

donde será:

$$\theta(t) = \int_0^t \delta\omega(t) dt$$

Cuando la señal está modulada en frecuencia, $\delta\omega(t)$ se hace proporcional a la tensión de modulación $v_m(t)$, en este caso hacemos a $v_m(t)$ cosenoidal, se obtiene:

$$v_m(t) = V_m \cos w_m t$$

$$\delta\omega(t) = k_w v_m(t) = k_w V_m \cos w_m t$$

donde k_w es la sensibilidad del modulador en rad / segundos, reemplazando se obtiene:

$$\theta(t) = \int_0^t k_w V_m \cos w_m t dt$$

y reemplazando esta en la expresión de $F_m(t)$ se obtiene:

$$F_{FM}(t) = A \cos [w_c t + k_w V_m \int_0^t \cos w_m t dt]$$

de donde resolviendo la integral se obtiene:

$$F_{FM}(t) = A \cos [w_c t + (k_w V_m / w_m) \sin w_m t]$$

donde $k_w V_m$ es la máxima desviación en frecuencia o desviación pico y se la denomina Δw donde será $(\Delta w / w_m) = (2\pi \Delta f / 2\pi f_m) = \Delta f / f_m = m_f$ a este se lo denomina Índice de Modulación para modulación de frecuencia.

$$mf = \Delta f / f_m$$

reemplazando obtenemos la expresión de la señal modulada en frecuencia y que se indica a continuación:

$$F_{FM} t = A \cos [\omega_c t + mf \sin \omega_m t]$$

Donde como se ve la expresión que corresponde a la señal modulada en fase es igual a la que corresponde a la señal modulada en frecuencia, diferenciándose únicamente en que la señal de modulación presenta un desfase de 90° entre una y otra, notar que para modulación de fase se utilizó como señal de modulación:

$$V_m(t) = V_m \sin \omega_m t$$

y para modulación de frecuencia: $V_m(t) = V_m \cos \omega_m t$

La gráfica donde se observa la variación del ángulo $\phi(t)$ y frecuencia, con la señal de modulación en función del tiempo es la siguiente:

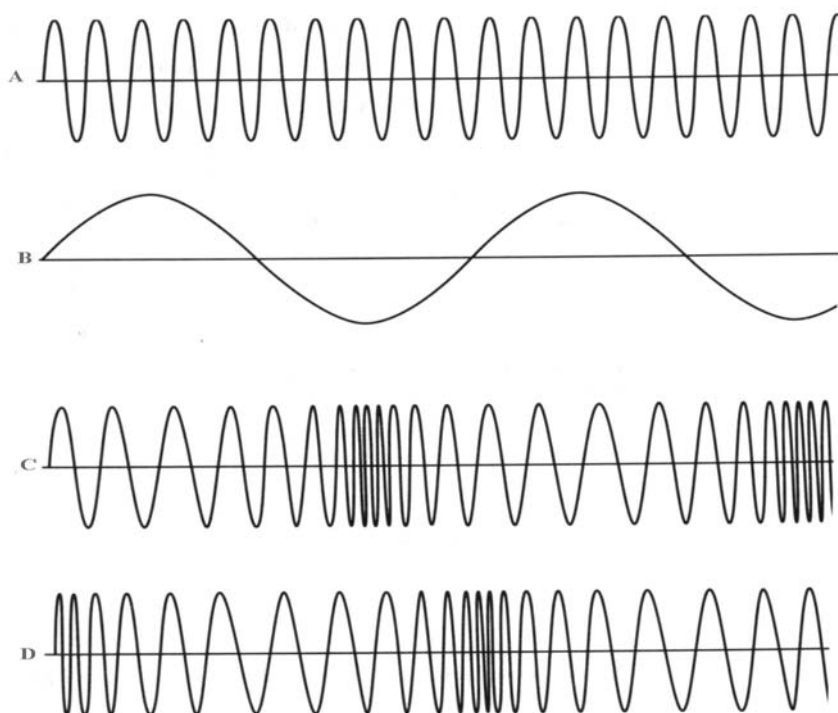


Fig. N° 6 – 56 (A) Portadora (B) Modulante (C) Onda de FM
(D) Onda de PM

Las formas de onda de una señal de PM y FM son idénticas cuando los índices de modulación son también iguales, por esto la dependencia del espectro de frecuencia de la onda de PM o FM se puede analizar simultáneamente. Por esto resulta imposible distinguir una señal

de PM de una de FM cuando han sido transmitidas. Una diferencia importante entre las señales de FM y PM radica en la forma como se definen sus índices de modulación, para PM este m_p es directamente proporcional a la amplitud de la modulación, para FM el m_f es directamente proporcional a la amplitud de la modulación e inversamente proporcional a su frecuencia, esto es:

Para **PM** $m_p = K V_m$ para **FM** $m_f = K V_m / \omega_m = \Delta f / f_m$

El porcentaje de modulación para una señal con modulación angular, se puede expresar mediante la relación entre la desviación de frecuencia realmente producida y la máxima desviación de frecuencia permitida por la norma, expresada en forma porcentual, esto es:

$$\% \text{ de modulación} = [\Delta f (\text{utilizado}) / \Delta f (\text{máximo})] \times 100$$

Se puede convertir una modulación de PM en FM y viceversa, solo bastará con adecuar la señal de modulación entrante al modulador, esto se puede ver en la siguiente gráfica:

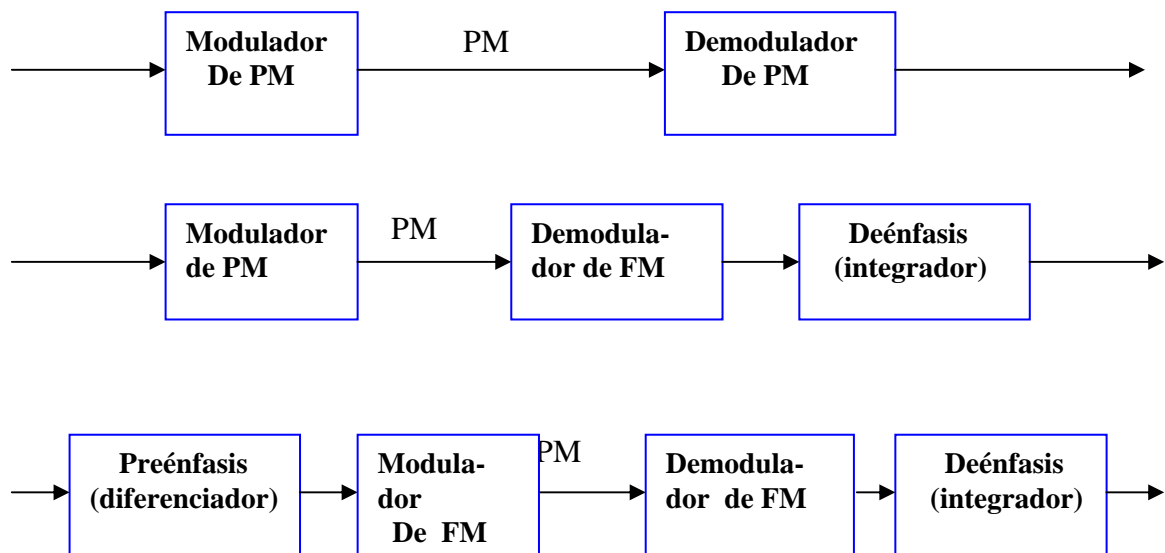


Fig. N° 6 - 57

Espectros de ondas moduladas en ángulo

En un sistema con modulación de **FM** o **PM**, con un índice de modulación $m_\theta = m_f = m_p$, frecuencia f_c de portadora y modulado con una señal senoidal, se produce un número infinito de pares de bandas laterales, esto significa que el ancho de banda de la señal modulada es también infinito, cada frecuencia lateral se aparta de la portadora un múltiplo entero de la frecuencia de la modulante. A la señal modulada angularmente

$$F_\theta(t) = V_c \cos(\omega_c t + m_\theta \sin \omega_m t)$$

se la puede expresar mediante el desarrollo trigonométrico y representaciones en series de funciones de Bessel, como resultado se obtiene una serie de componentes espectrales discretas de la siguiente forma:

$$\begin{aligned}
 F_{\theta}(t) = V_c \{ & J_0(m_{\theta}) \cos \omega_c t \\
 & + J_1(m_{\theta}) [\cos(\omega_c + \omega_m)t - \cos(\omega_c - \omega_m)t] \\
 & + J_2(m_{\theta}) [\cos(\omega_c + 2\omega_m)t + \cos(\omega_c - 2\omega_m)t] \\
 & + J_3(m_{\theta}) [\cos(\omega_c + 3\omega_m)t - \cos(\omega_c - 3\omega_m)t] \\
 & + J_4(m_{\theta}) [\cos(\omega_c + 4\omega_m)t + \cos(\omega_c - 4\omega_m)t] \\
 & + \dots \}
 \end{aligned}$$

Donde los términos $J_n(m_{\theta})$ son funciones de Bessel de primera clase. De esta forma una onda modulada en ángulo con modulación senoidal de frecuencia única, está constituida por una portadora más un número infinito de frecuencias o bandas laterales en ambos lados de la portadora $f_c \pm n f_m$, donde $n = 1, 2, 3, \dots$. En la tabla siguiente se muestra el valor de las funciones de Bessel de primera clase para distintos valores del índice de modulación:

m	J ₀	J ₁	J ₂	J ₃	J ₄	J ₅	J ₆	J ₇	J ₈	J ₉	J ₁₀	J ₁₁	J ₁₂	J ₁₃
0,00	1,00													
0,25	0,98	0,12												
0,5	0,94	0,24	0,03											
1,0	0,77	0,44	0,11	0,02										
1,5	0,51	0,56	0,23	0,06	0,01									
2,0	0,22	0,58	0,35	0,13	0,03									
2,4	0	0,52	0,43	0,20	0,06	0,02								
2,5	-0,05	0,50	0,45	0,22	0,07	0,02	0,01							
3,0	-0,26	0,34	0,49	0,31	0,13	0,04	0,01							
4,0	-0,40	-0,07	0,36	0,43	0,28	0,13	0,05	0,02						
5,0	-0,18	-0,33	0,05	0,36	0,39	0,26	0,13	0,05	0,02					
6,0	0,15	-0,28	-0,24	0,11	0,36	0,36	0,25	0,13	0,06	0,02				
7,0	0,30	0,00	-0,30	-0,17	0,16	0,35	0,34	0,23	0,13	0,06	0,02			
8,0	0,17	0,23	-0,11	-0,29	-0,10	0,19	0,34	0,32	0,22	0,13	0,06	0,03		
9,0	-0,09	0,25	0,14	-0,18	-0,27	-0,06	0,20	0,33	0,31	0,21	0,12	0,06	0,03	0,01
10,0	-0,25	0,05	0,25	0,06	-0,22	-0,23	-0,01	0,22	0,23	0,29	0,21	0,12	0,06	0,03

Para un m_{θ} dado, las amplitudes relativas de portadora y frecuencias laterales se pueden obtener de la tabla de funciones de Bessel anterior. Un valor determinado, por ejemplo $J_2 = 0,35$ significa que la amplitud del segundo conjunto de frecuencias laterales igual al 35% de la amplitud de la portadora sin modular, para un índice de modulación 0 la única componente que se obtiene es la portadora. Otro punto importante es el que se obtiene para un $m = 2,4$, para el cual se obtiene la Primer Anulación de la Portadora ($J_0 = 0$). En esta tabla también se observa que cuanto mayor es el índice de modulación, mayor es la cantidad de bandas laterales que aparecen, pero también se observa que la amplitud de las frecuencias de orden superior rápidamente se vuelven insignificantes. Otro punto importante se obtiene cuando $m = 5,4$ para este la portadora se hace nuevamente cero, a este se lo denomina Segunda Anulación de la Portadora, finalmente para los mayores valores de m la amplitud de la portadora disminuye notoriamente.

Si el índice de modulación m_{θ} varía, la portadora o un par de frecuencias laterales pueden desaparecer por completo. Este fenómeno se puede utilizar para establecer la desviación de frecuencias de un transmisor FM, para un Δf especificado, se escoge f_m de tal suerte que $J_0(m_{\theta}) = 0$, entonces el modulador se ajusta hasta que la portadora (observada en un analizador de espectro), desaparezca. Se puede utilizar un procedimiento similar con cualquier pareja de

banda laterales, este mismo procedimiento se puede utilizar también para verificar la linealidad del modulador.

Con una señal moduladora no senoidal, por ejemplo, una señal de telefonía, las amplitudes relativas de la portadora y bandas laterales en una señal FM o PM varían con la amplitud y frecuencia de la señal moduladora, aunque la potencia total contenida en la forma de onda modulada permanece constante. Esto contrasta con la señal de AM, donde las amplitudes de bandas laterales y la potencia total se controla con la modulación, pero no la amplitud de portadora. La

gráfica que muestra las amplitudes relativas de la portadora y las 12 primeras bandas laterales en función del índice de modulación se ve a continuación:

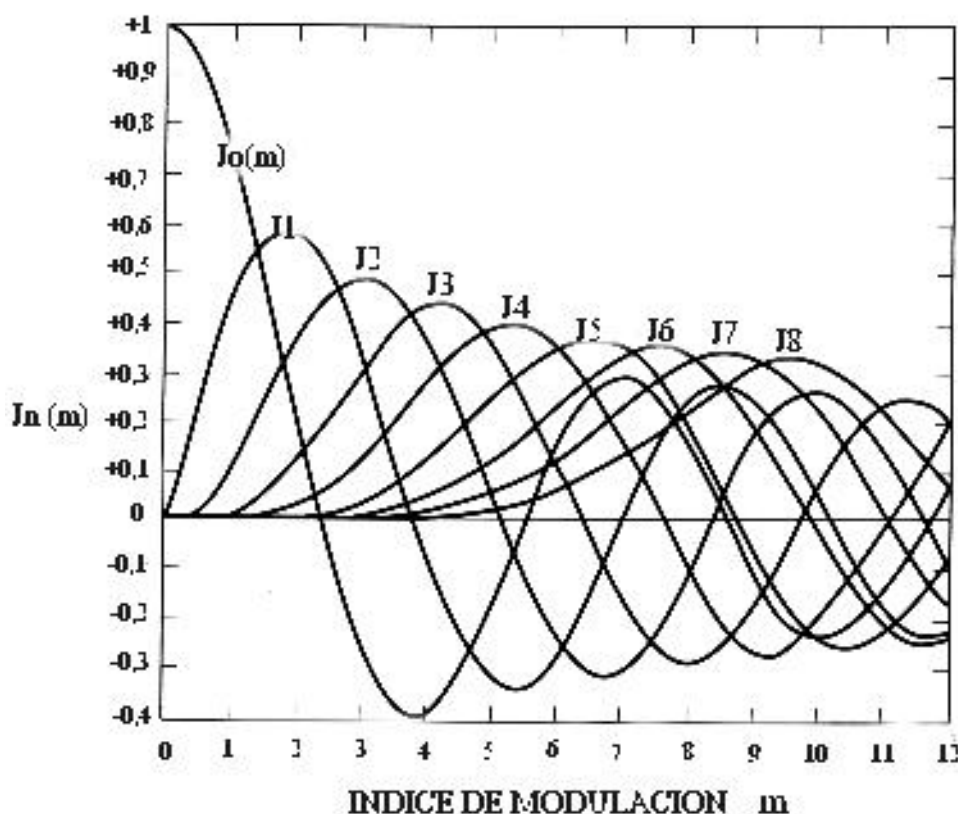


Fig. N° 6 – 58

Requerimientos de ancho de banda:

Aunque el ancho de banda que ocupa la señal modulada en ángulo es teóricamente infinito, en realidad las amplitudes de frecuencias laterales de orden superior como se vio decrecen rápidamente, por lo que el espectro transmitido puede estar limitado en banda sin una distorsión importante. El ancho de banda de una señal modulada angularmente es función de la frecuencia y del índice de modulación, siendo considerablemente más ancho que una señal modulada en amplitud con la misma señal de modulación. Los sistemas de modulación angular pueden clasificarse en banda angosta o banda ancha, dependiendo esto del índice de modulación, para el primero el valor de m se encuentra entre 1 y 2, en este caso la mayoría de la información se encuentra en el primer par de bandas laterales, el ancho de banda aproximado requerido por el receptor, para poder recibir esta señal de banda angosta con una baja distorsión, está dado por la relación conocida como regla de Carson, que es la siguiente:

$$B = 2 f_m (m_\theta + 1) = 2 (\Delta f + f_m)$$

Este es el ancho de banda que debe presentar un receptor, para que sea capaz de recibir aproximadamente el 98% de la potencia total en la onda modulada con espectro infinito. La potencia en una onda modulada en ángulo, limitada en su ancho de banda, se encuentra sumando las contribuciones de las diversas componentes de bandas laterales, con la tabla de funciones de Bessel de primera clase se pueden encontrar las amplitudes relativas de los $J_n(m_\theta)$ y reemplazarse para determinar el número de parejas de bandas laterales requeridas para obtener el porcentaje deseado de la potencia total. Para una señal con alto índice de modulación, la determinación del ancho de banda se puede realizar el método llamado Cuasi-Estacionario, este consiste en considerar que la señal de modulación está cambiando lentamente, por lo que al ser baja la frecuencia de modulación, el ancho de banda estará determinado por la desviación en frecuencia pico a pico, de esta forma el mínimo ancho de banda requerido es igual a $2 \Delta f$.

La figura 6-59 ilustra los espectros de una onda modulada en ángulo con frecuencia moduladora fija y valores crecientes de m_θ . La figura 6-60 muestra los espectros que se producirían en un sistema FM si la desviación de frecuencia Δf se mantuviera constante, mientras variara la f_m . Obsérvese que el valor $m_\theta = m_f$ crece al decrecer f_m .

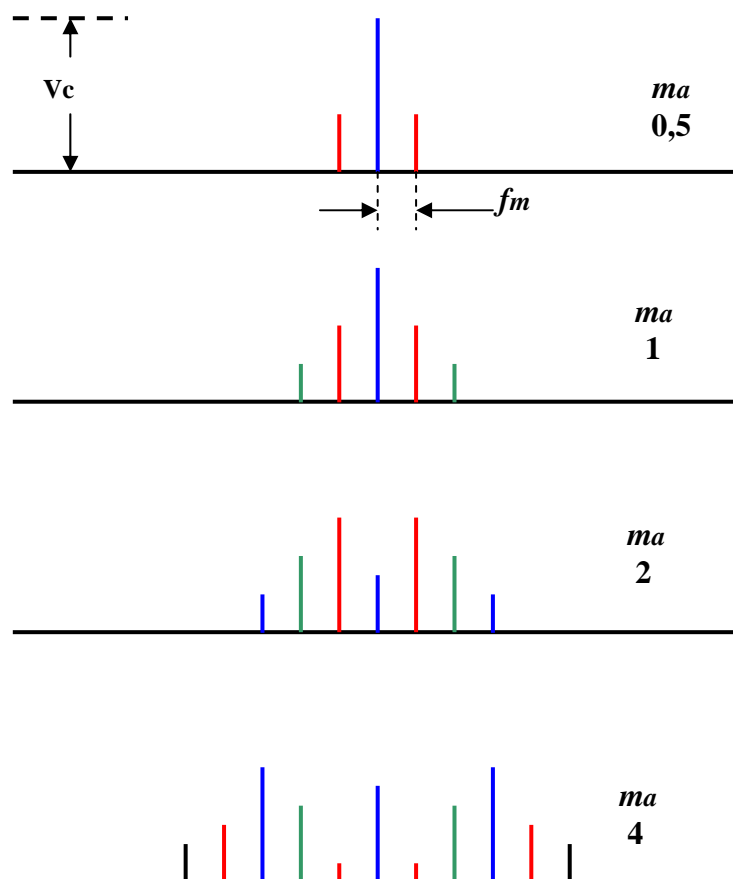
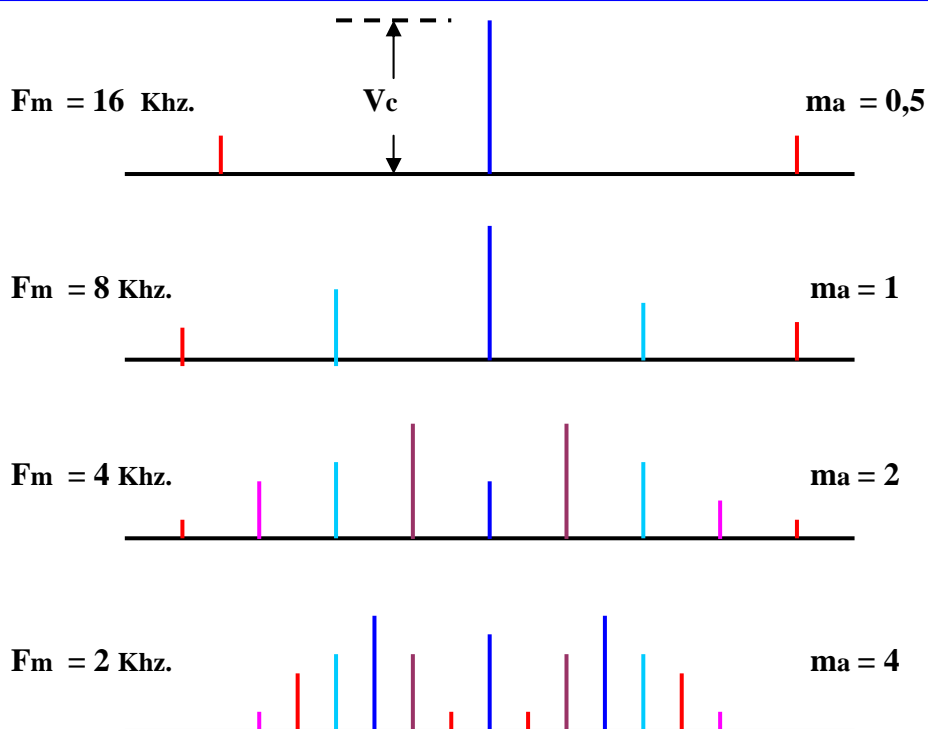


Fig. N° 6 – 59

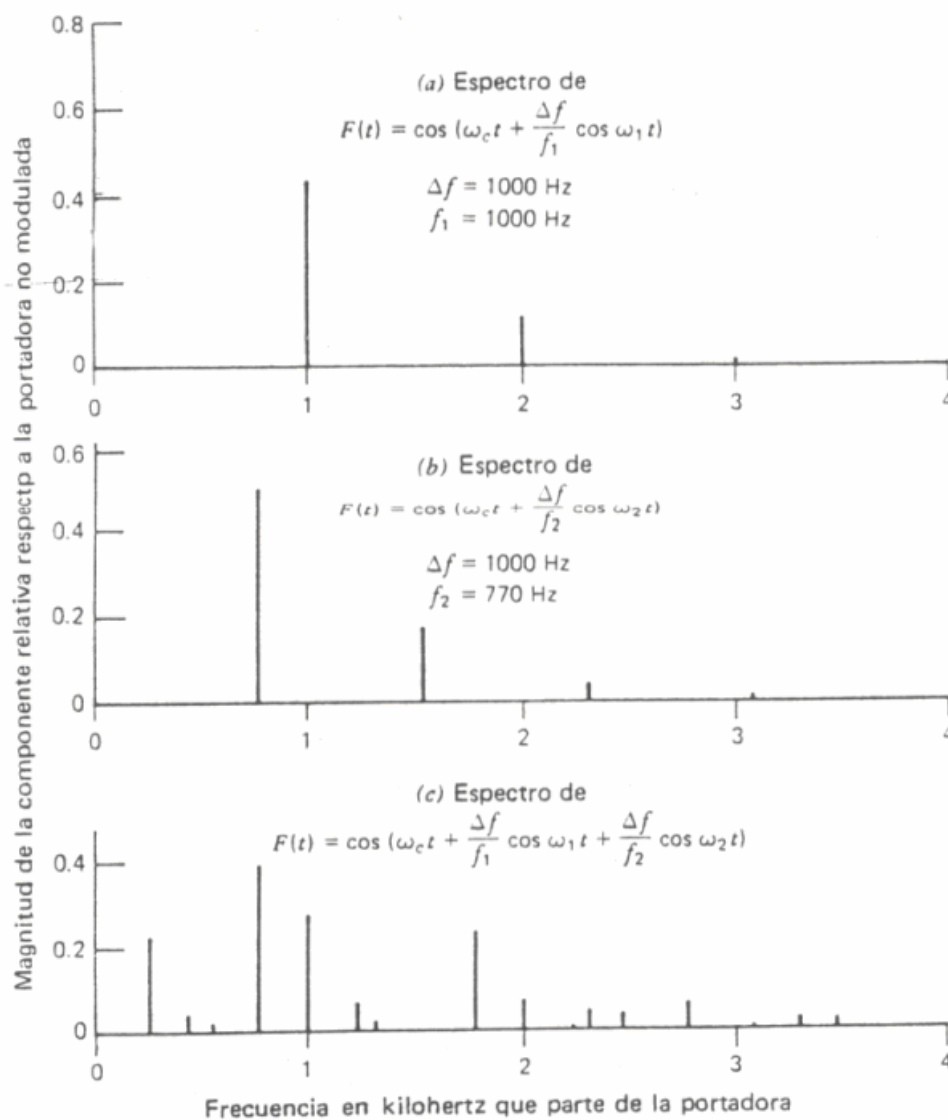
**Fig. N° 6 – 60**

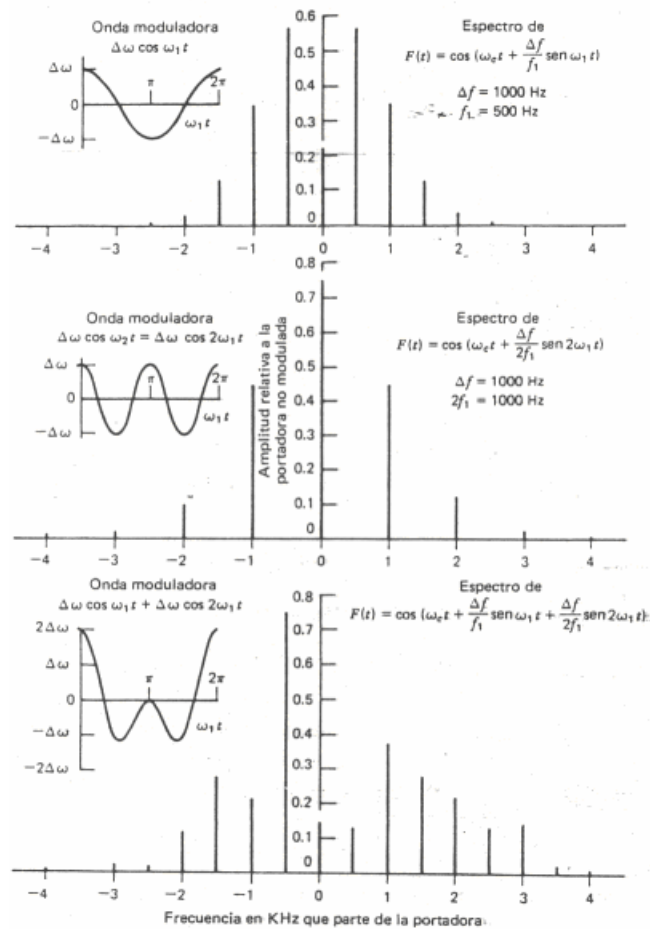
En la práctica, el ancho de banda permitido en un sistema de comunicación se fija por regulaciones gubernamentales, debiendo el diseñador limitar la frecuencia moduladora máxima y el índice máximo de modulación para permanecer dentro del ancho de la banda legal. Por ejemplo en transmisiones de telefonía en FM banda angosta, la máxima frecuencia de modulación es de 3 KHz o 3,4 KHz según el tipo de servicio, siendo la máxima desviación en frecuencia de $\pm 5 \text{ KHz}$, lo que da un ancho de banda máximo de banda en el espectro de 16 KHz.

Aunque los espectros de modulación en amplitud y en ángulo se asemejan para grados pequeños de modulación, debe señalarse que difieren marcadamente si la señal moduladora es no senoidal. En modulación de amplitud cada componente de frecuencia en la señal moduladora produce una pareja única de frecuencias laterales y es válido el principio de la superposición, es decir, la amplitud de cada pareja de frecuencias laterales es independiente de las otras. Esto no es cierto en el proceso de modulación en ángulo, como se ilustra en las figuras 6-61 y 62.

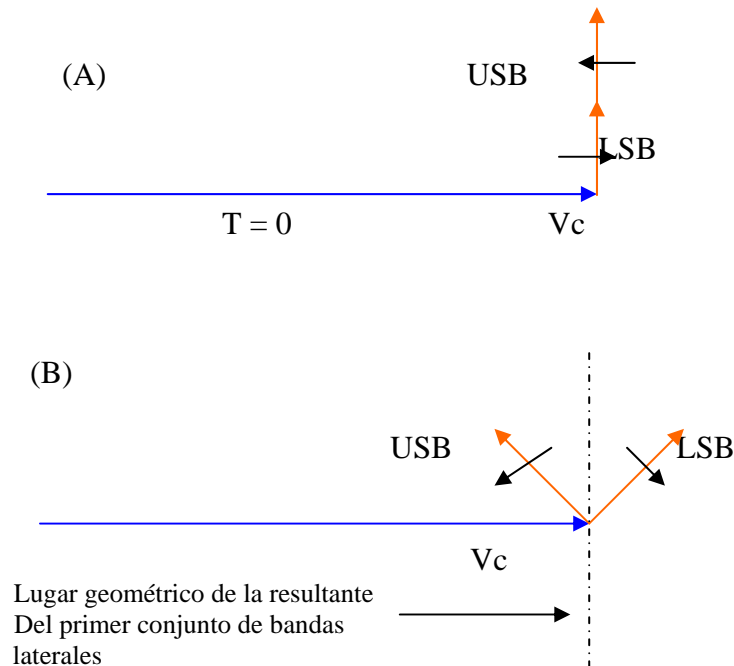
El espectro a un lado de una portadora de amplitud unitaria modulada en frecuencia con $\Delta f = 1000 \text{ Hz}$, se muestra para $f_m = 1000 \text{ Hz}$ en la figura 6-61a y para $f_m = 770 \text{ Hz}$ en la figura 6-61b. Cuando se superponen estas dos señales moduladoras sin cambio en amplitud, el espectro resultante mostrado en la figura 6-62c, obviamente no es la superposición de los espectros de a y b. En general, el espectro que resulta de la aplicación simultánea de frecuencias moduladoras f_1 , f_2 y f_3 contiene componentes en $f_c \pm k f_1 \pm m f_2 \pm n f_3$, donde k , m y n toman todos los valores enteros.

La figura 6-63 ilustra el problema de que el espectro no es simétrico respecto a la portadora, aún para señales moduladoras, relacionadas armónicamente, por lo que se requieren ambas bandas laterales para una demodulación correcta de la señal.

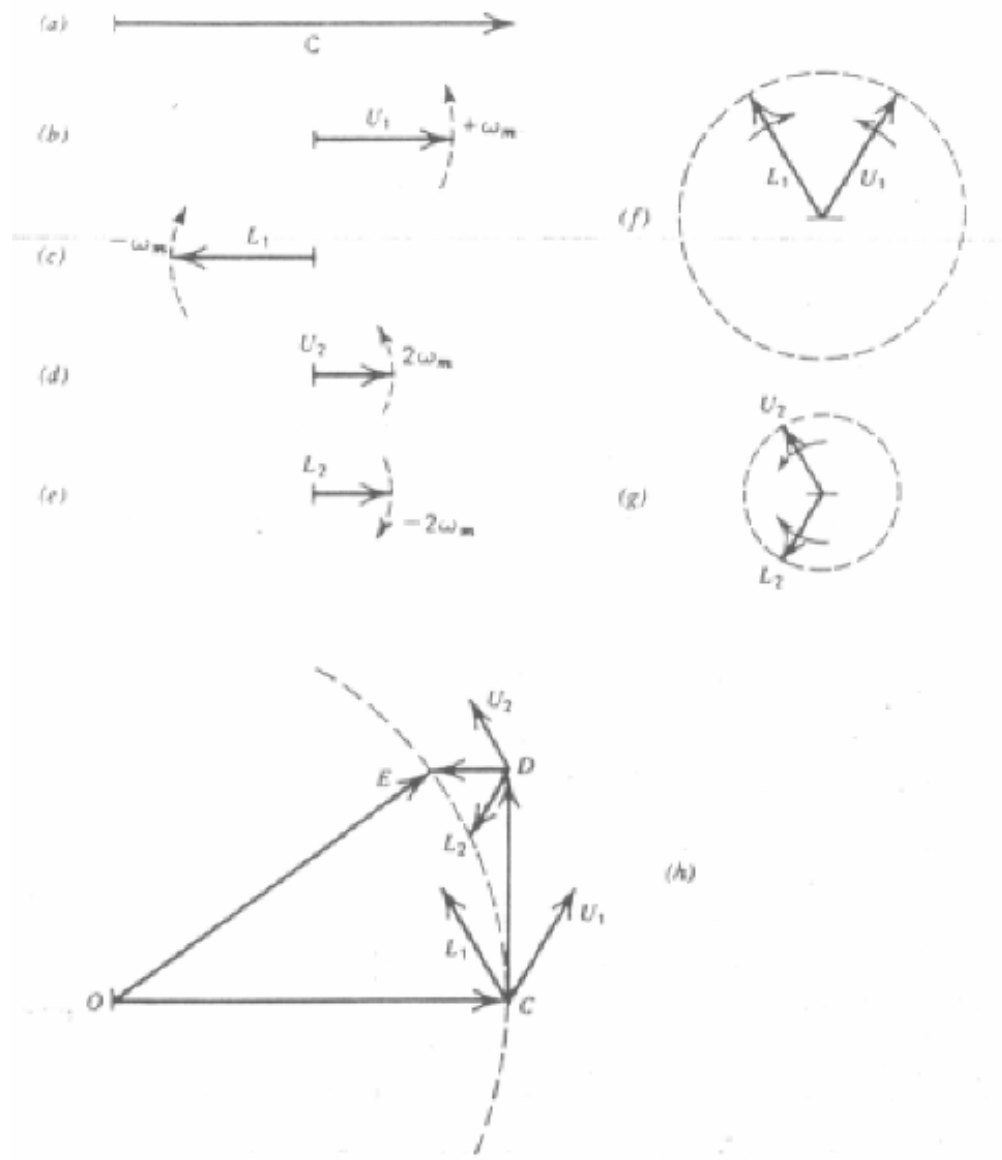
**Fig. N° 6 – 61**

**Fig. N° 6 - 62****Diagramas fasoriales de Ondas Moduladas en Ángulo**

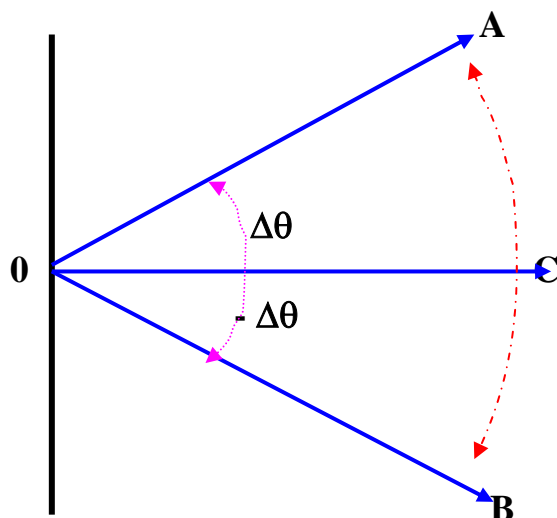
Como ya se vio, la representación fasorial de una onda AM con señal moduladora senoidalmente se compone por un fasor de portadora estacionario más dos fasores de frecuencias laterales que giraban con velocidades angulares $\pm\omega_m$ respecto a la portadora. La suma de los fasores de frecuencias laterales es colineal con la portadora, de tal suerte que la resultante varía en amplitud pero no en fase. Un diagrama fasorial de la portadora y de las frecuencias laterales, es una herramienta útil para visualizar la forma en que se combinan estos términos para producir una señal con amplitud constante, pero variando en frecuencia y fase. Con la portadora como referencia, la frecuencia lateral superior en $f_c + f_m$ puede trazarse como un fasor con amplitud $J_1(m_0)$ (m_0) girando en sentido contrario a las manecillas del reloj con una frecuencia en radianes ω_m , y la frecuencia lateral inferior en $f_c - f_m$ es un fasor con amplitud $-J_1(M_0)$ girando en el sentido de las manecillas del reloj con velocidad angular $-\omega_m$. En la figura siguiente se muestra las relaciones entre la portadora y las dos primeras parejas de bandas laterales. El fasor de portadora es estacionario y la rotación angular de las otras componentes se muestra respecto a la portadora.

**Fig. N° 6 – 63**

Para este caso ($m < 1$) por lo que solo se considera el primer conjunto de bandas laterales, se observa que el diagrama fasorial es similar al de AM pero con la portadora desfasada 90° respecto de este par de bandas laterales, se observa también que el vector resultante presenta una pequeña variación en su amplitud, esto se debe a que no se ha incluido los pares de bandas laterales de orden superior. Los fasores para la segunda pareja de bandas laterales se encuentra también desfasada 90° del par anterior, esto se puede ver en la gráfica siguiente. Nótese que las proyecciones sobre el eje real de los fasores representan la magnitud de las correspondientes funciones del tiempo, por lo que las funciones coseno quedan a lo largo del eje real en $t = 0$. El fasor de portadora se rotuló con C y la primera pareja de frecuencias laterales con U_1 y L_1 en b y c. Para cierto $t > 0$, U_1 y L_1 pueden tener las posiciones que se muestran en f, lo que revela que estos dos fasores tienen siempre una suma que se encuentra a lo largo del eje imaginario (desfasaje de 90° entre la portadora y esta resultante). En forma semejante, los fasores para la segunda pareja de frecuencias laterales (U_2 y L_2) se muestran en d y e para $t = 0$ y para $t > 0$, la figura 6-64g muestra que su suma se encontrará sobre el eje real. La figura 6-645h muestra la suma resultante de todas estas componentes (en una escala diferente). El fasor de portadora es O-C; la resultante de la primera pareja de frecuencias laterales es C-D y la de la segunda es D-E. La suma de todos estos fasores es O-E, que en esta figura tiene la misma amplitud que la portadora O-C. En general la suma de la portadora y todas las parejas de frecuencias laterales son necesarias para obtener una señal de salida de amplitud constante para todos los grados de modulación. Observe que las parejas de frecuencias laterales de orden par son siempre colineales con el fasor de portadora, mientras que las de orden impar se suman en ángulos rectos a la portadora, de otra forma se puede decir que cada frecuencia lateral cambia de posición 90° adicionales respecto de la frecuencia lateral anterior. El lugar geométrico de la resultante es un segmento circular con radio igual a la amplitud de la portadora no modulada, de donde la amplitud de la señal resultante y consecuentemente su potencia de la señal permanecen constante.

**Fig. N° 6 – 64**

Para un valor fijo de m_0 , con el transcurso del tiempo giran los fasores y producen una resultante que oscila respecto al fasor de portadora, como se ilustra en la figura 6-66, originando una desviación de fase $\Delta\theta$ máxima en las posiciones O-A y O-B respecto a la portadora no modulada en O-C. Se deduce del diagrama que esta señal está modulada en frecuencia y fase, pues el fasor debe girar más de prisa que la portadora ($\omega > \omega_c$) para ir de la posición B a la A, y más lentamente que ella ($\omega < \omega_c$) cuando pasa de A a B. La frecuencia instantánea de la resultante es igual a ω_c en los puntos A y B, y tiene su máxima desviación al pasar por C.

**Fig. N° 6 – 65****Potencia de la onda con modulación angular**

La potencia total de una onda con modulación angular es igual a la potencia de la portadora sin modular, las bandas laterales no aportan potencia a la señal de salida, esto significa que la potencia que estaba originalmente en la portadora sin modular se redistribuye entre la portadora y las bandas laterales al modularse. La potencia promedio entonces resulta ser independiente del índice de modulación, de la señal modulante y desviación en frecuencia, será entonces:

$$P_t = P_c + P_1 + P_2 + P_3 + P_4 + \dots + P_n$$

$$P_t = \frac{V_c^2 + 2(V_1)^2 + 2(V_2)^2 + 2(V_3)^2 + 2(V_4)^2 + \dots}{2R}$$

Comparación de FM Y PM - Ruido

Para una onda moduladora senoidal de frecuencia única se demostró que los espectros de FM y PM son idénticos, de tal forma que al no existir diferencia podría utilizarse cualquiera de las dos formas de modulación. No obstante en un determinado momento se debe elegir uno de los dos tipos de modulación, en este caso la pregunta es como seleccionar una de la otra. Para esto se debe tener en cuenta la naturaleza de la señal moduladora, el ancho de banda resultante del espectro y consideraciones sobre el ruido.

Como los sistemas de radiocomunicaciones se encuentran totalmente normalizados, el tipo de señal de modulación como las desviaciones en frecuencias deben responder a valores establecidos. En radiodifusión comercial y en aplicaciones de radio móviles para telefonía, predomina el uso de modulación en frecuencia, en radiodifusión el uso de FM está normalizado, en equipos de banda angosta en la mayoría de los casos se utiliza modulación de frecuencia debido a la sencillez de los circuitos moduladores. Por otra parte PM se usa generalmente en aplicaciones de banda ancha donde, por ejemplo, la señal moduladora o banda baja puede consistir en 12 o 24 canales telefónicos en múltiplex.

Cuando a una señal de FM se agrega ruido con una densidad espectral de potencia constante, se producirá una desviación en frecuencia de la portadora, al demodular esta desvia-

ción de frecuencia se convertirá en ruido, siempre que esta esté dentro del espectro de información. El voltaje de ruido a la salida de un demodulador de PM es constante con la frecuencia, mientras que el voltaje de ruido a la salida de un demodulador de FM se incrementa en forma lineal con la frecuencia.

Desde el punto de vista del ruido, se debe tener en cuenta que este siempre está presente en un canal de comunicación. Toda señal que llega al receptor está acompañada por ruido, el esquema de modulación se escoge a menudo para elevar al máximo la relación señal / ruido en la salida del detector del receptor. El ruido que acompaña a la portadora cuando ingresa al receptor, es Ruido Blanco, este provoca variaciones de amplitud y fase en la señal de entrada.

Si con la portadora ingresa una señal de ruido de frecuencia única, este modulará en fase a la portadora, esto se puede ver en la siguiente gráfica:

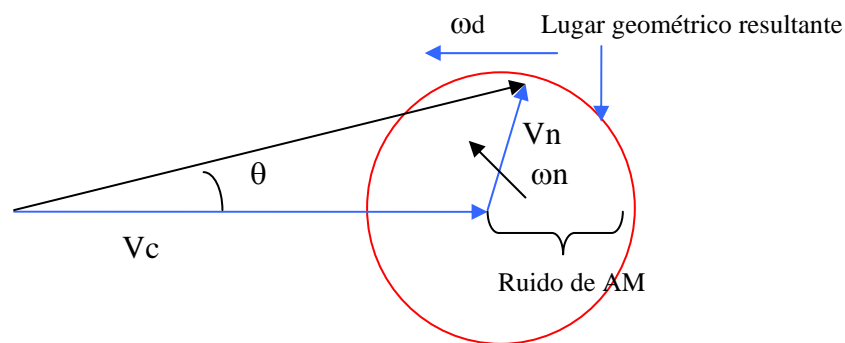


Fig. N° 6 – 66

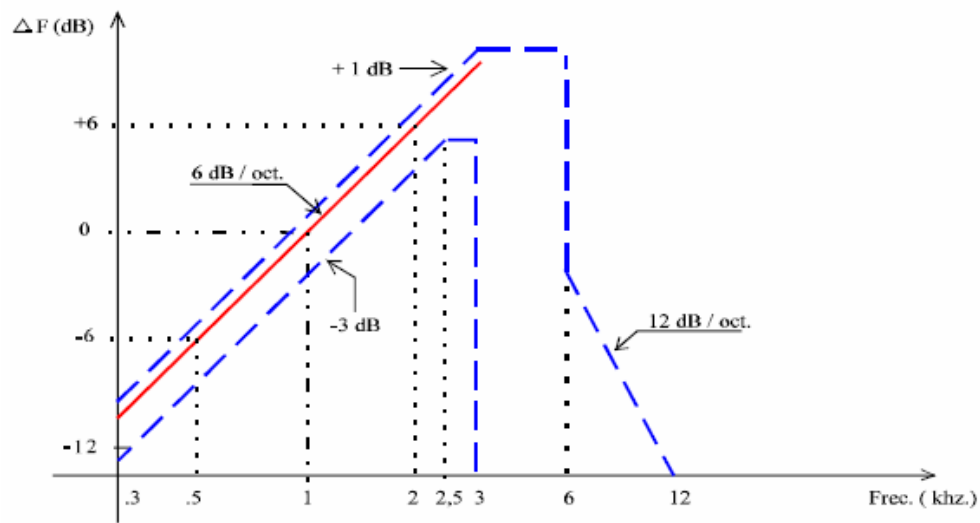
En receptores FM y PM, la señal ingresante generalmente pasa por una etapa limitadora, previo a la detección, esta etapa recorta los picos de la señal ingresante eliminando las variaciones de amplitud provocadas por el ruido. Este ruido que estaba presente con la señal además de las variaciones de amplitud le provoca a la señal desviaciones de frecuencia o fase, esta desviación de la fase $\Delta\theta$ provocada por el ruido presente es función de la amplitud, resultando ser independiente de la frecuencia ω_d diferencial.

Del análisis anterior resulta claro por qué se prefiere PM en transmisión de canales telefónicos múltiplex, debido a que aparece la misma potencia de ruido en todo los canales, mientras que en la transmisión FM los canales de la parte superior de la banda base tendrían un ruido mayor que en la parte inferior.

Preénfasis y Deénfasis

Como ya se vio el ruido en las frecuencias superiores de modulación es mayor que el ruido en las frecuencias menores de modulación, esto significa que para señales de modulación con un nivel uniforme, las mayores frecuencias de modulación presentarán una relación señal a ruido menor que las frecuencias menores, para compensar esto, cuando se utiliza FM las señales modulantes de mayores frecuencias son enfatizadas, aumentándose su amplitud, este proceso se realiza en etapas previas al modulador. Para compensar esta alinealidad introducida en la señal de modulación, en el receptor se debe desenfatisar en la misma proporción a la información. A este proceso en el transmisor se lo llama **Preénfasis** y en el receptor **Deénfasis**.

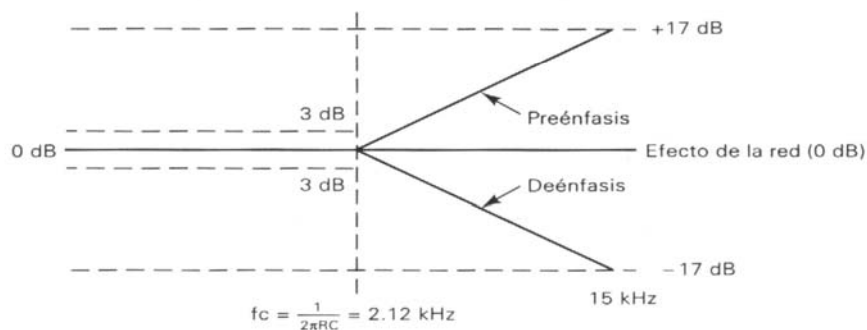
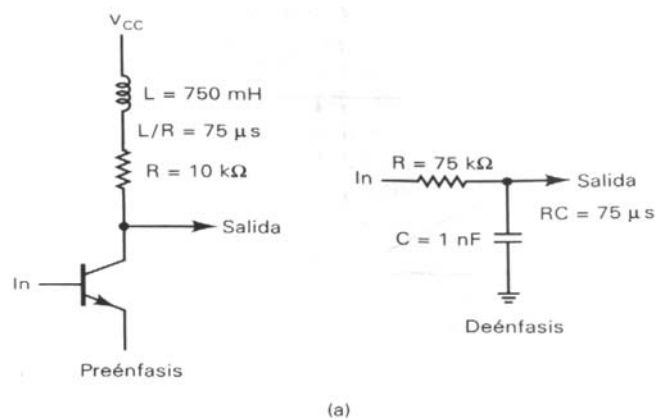
Una red de preénfasis se compone de un filtro pasa alto (diferenciador) mientras que una red de deénfasis se compone de un filtro pasa bajo (integrador). Para el caso de FM o PM de banda angosta, la curva de respuesta de frecuencia corresponde con una a una curva de preénfasis de 6 dB por octava, este es un valor normalizado que deben cumplir los transmisores que se desean homologar, esta curva se puede ver en la siguiente gráfica:



CARACTERISTICA DE MODULACION DEL TRANSMISOR

Fig. N° 6 - 67

Para el caso de FM banda ancha la red de preénfasis y deénfasis deben presentar una respuesta distinta, un ejemplo de red para este caso se ve en la siguiente figura:

**Fig. N° 6 – 68**

La red de preénfasis proporciona un incremento constante de la amplitud de la señal modulante conforme crece la frecuencia de esta, con esto se obtiene una mejora de aproximadamente 12 dB en el rendimiento del ruido.

Se denomina frecuencia de corte a la frecuencia donde el preénfasis o deénfasis comienzan y se determina por la constante de tiempo de la red RC o L/R, la frecuencia de corte se produce cuando X_c o X_L son iguales a R, matemáticamente es:

$$f_b = \frac{1}{2\pi RC} \quad \text{ó} \quad f_b = \frac{1}{2\pi R/L}$$

Para la red anterior, utilizada en la banda de radiodifusión de FM, la constante de tiempo es de 75 μ s, por lo que la frecuencia de corte inferior es de 2,12 KHz. Para el caso de transmisión de televisión, la curva de preénfasis responde a una constante de tiempo de 50 μ s.

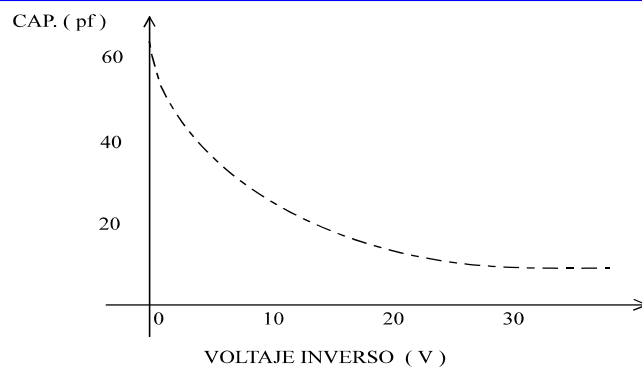
Los demoduladores utilizados en receptores para recibir una señal de PM o FM de banda angosta son iguales, utilizándose discriminadores que detectan desviación en frecuencia de la portadora. Al modular en fase, la desviación instantánea de frecuencia depende de la amplitud y frecuencia de la señal modulante, produciéndose una mayor desviación al crecer la frecuencia de modulación, esta variación corresponde a una curva de preénfasis de 6 dB por octava (Normalizado). Al modular en frecuencia se debe incluir entonces una red de preénfasis con una respuesta en frecuencia que presente una variación de 6 dB por octava, la tolerancia que se admite es de + 1 dB - 3 dB, dentro de ese entorno se debe mover la curva de respuesta. De esta forma se logra que las señales de salida de un sistema de PM y de FM sean exactamente iguales, esto permite que el demodulador sea independiente del tipo de modulación.

Oscilador a Cristal Modulado en frecuencia

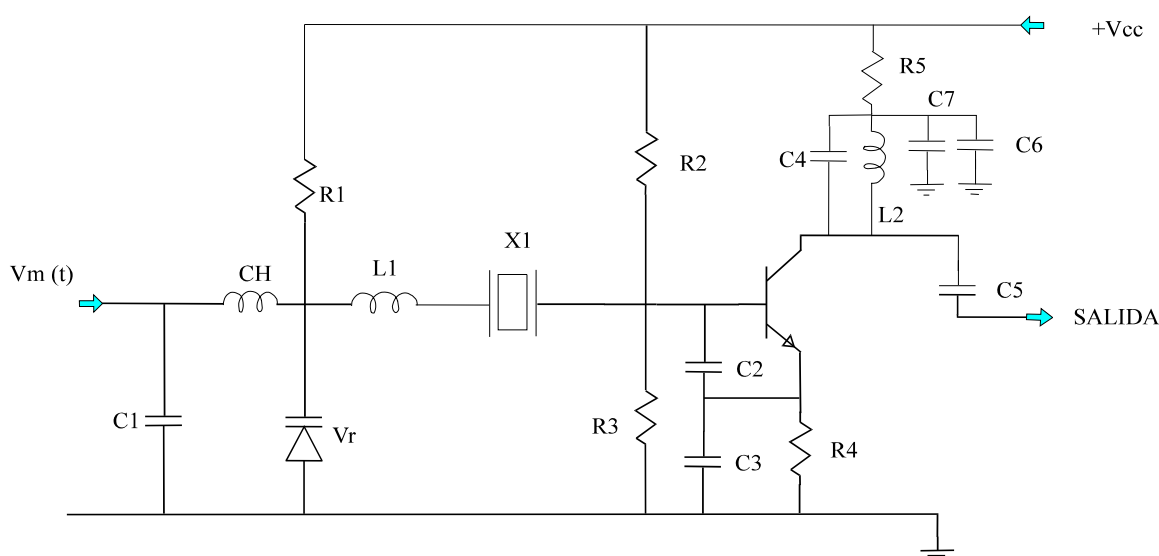
Se pueden utilizar osciladores controlados por cristal modulados en frecuencia por una señal de telefonía, en este caso se producen ligeras variaciones en la frecuencia de oscilación, modificando con la modulación el valor de una capacidad convenientemente ubicada. Como el corrimiento que se puede obtener es relativamente pequeño, se debe trabajar al oscilador en baja frecuencia, para luego multiplicar y obtener de esa forma la frecuencia de salida con la desviación de frecuencia adecuada, recordar que en FM banda angosta la desviación máxima es de ± 5 KHz.

El cristal a utilizar debe permitir desplazar ligeramente su frecuencia de oscilación, por esto este debe funcionar en su frecuencia fundamental, resonancia paralelo, la capacidad de carga más conveniente debe ser baja, del orden de 20 a 32 pf.

Como capacitor variable sobre el que se modulará, se utiliza un diodo Varicap. Estos diodos se los fabrica para funcionar como capacitores variables, para esto se los debe polarizar en sentido inverso, entonces al variar la tensión aplicada a estos se produce una variación en la capacidad que presenta. Como esta variación no es totalmente lineal, se los debe trabajar en un intervalo pequeño en el cual la alinealidad es también pequeña. la curva de respuesta de un diodo varicap es aproximadamente como la indicada a continuación:

**Fig. N° 6 - 69**

Un circuito típico donde se modula mediante la utilización de un diodo varicap es el siguiente:

**Fig. N° 6 - 70**

En el circuito de la figura anterior, la señal $V_m(t)$ ingresa a través del choque CH, este choque tiene por objetivo presentar una alta impedancia a la señal de RF y una baja impedancia a la señal de audio ingresante, el capacitor C1 contribuye también a evitar que la poca RF restante pueda circular por la entrada de audio. al varicap Vr se lo polariza en sentido inverso mediante la resistencia R1, es muy importante que la tensión de alimentación de todo el oscilador y la de polarización de Vr estén totalmente libres de ruido, en caso contrario se modularía al varicap con ese ruido, está normalizado el máximo ruido de fase o frecuencia permitido en equipos transmisores, el que debe ser no más de -50 dB.

La señal $V_m(t)$ ingresa al varicap y le produce una variación en su capacidad Δc , esta provoca variaciones en la frecuencia de oscilación del circuito. La capacidad que presenta el varicap constituye un circuito resonante serie con la inductancia L1 que resuenan a la frecuencia del cristal, este circuito resonante serie permite aumentar el desplazamiento de la frecuencia de resonancia del cristal provocado por $V_m(t)$.

Modulador por Corrimiento de Fase

En este tipo de moduladores con la señal de modulación se provocan variaciones en la fase de la señal de RF sin modificarse su frecuencia. El circuito modulador en este caso se ubica a la salida del oscilador y antes de los multiplicadores, de esta forma al multiplicar poste-

riormente para llegar a la frecuencia de salida, se multiplica también el corrimiento de fase de la señal de RF. Existen diversas formas de obtener una modulación de fase, una muy simple seria hacer pasar a la señal por un circuito sintonizado serie, compuesto por una inductancia y un varicap, con la señal de modulación se lo saca de sintonía, esto último produce variaciones de adelanto y atraso en la fase de la señal de RF que está pasando a través de él. Un circuito para este caso seria el siguiente:

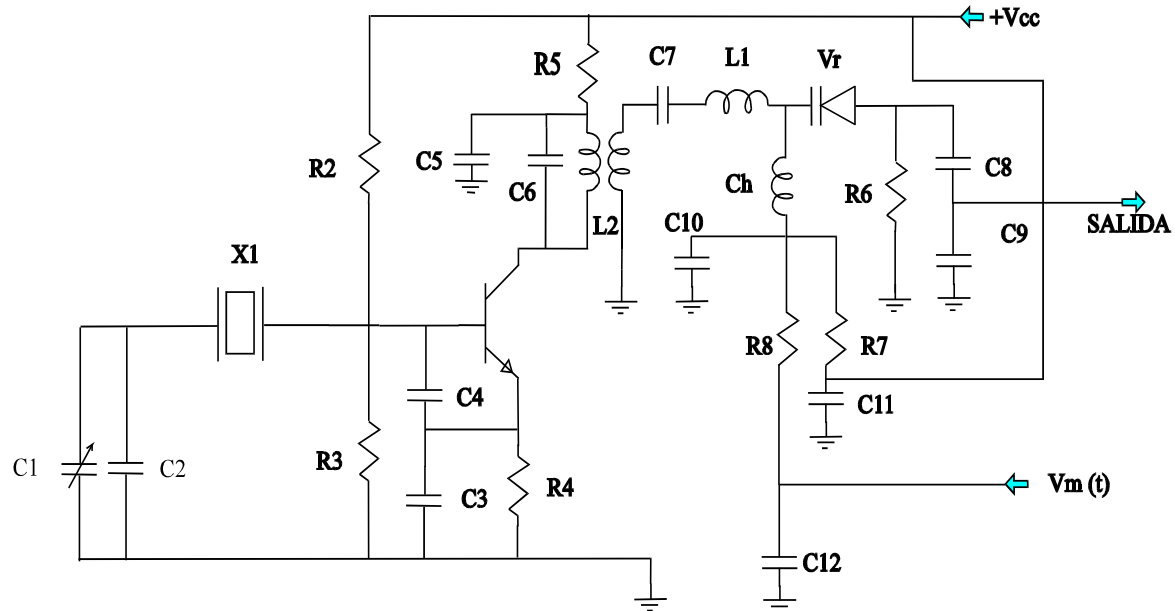
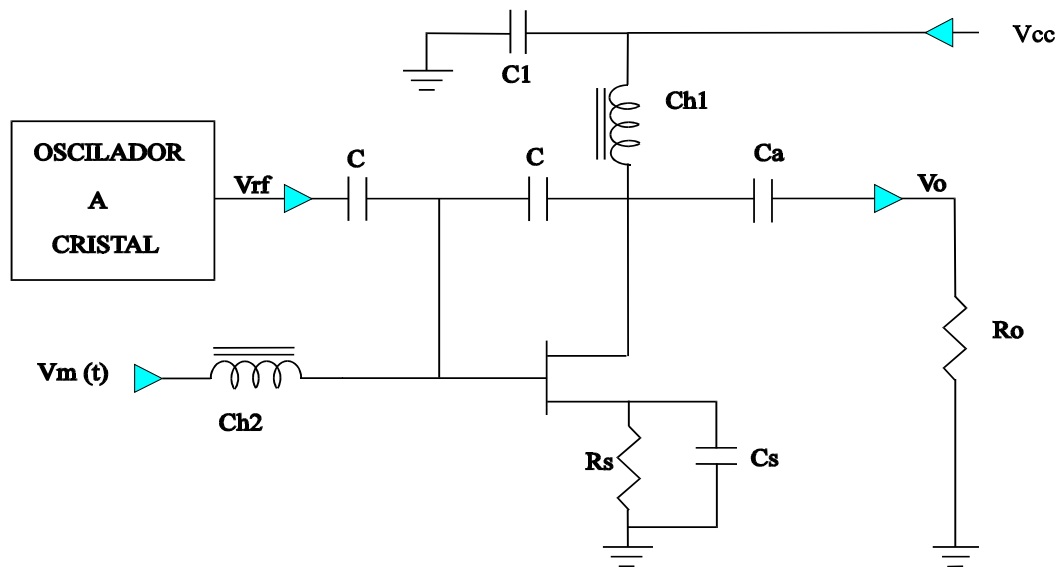


Fig. N° 6 - 71

En el circuito anterior, la modulación de fase se produce en el circuito resonante serie compuesto por **L1-Vr**, la señal de modulación ingresa a través de R6 y el choque Ch, estos tienen por objetivo presentar una alta impedancia para la RF y una baja impedancia para la modulación. La polarización inversa se aplica al diodo varicap Vr a través de la resistencia R7. La señal de modulación llegará a la unión L1-Vr provocando la desintonización de este resonante, esto produce variaciones de adelanto y atraso en la fase de la señal de RF que está circulando a través de este.

Existen otros tipos de circuitos aptos para obtener PM, utilizando elementos activos, un ejemplo de estos es el caso de utilizar un transistor FET, en este caso se utiliza una conductancia controlable en combinación con una reactancia fija, esto nos permite obtener adelantos y retardos en la fase de la señal que pasa a través de este. Un circuito para este caso seria el siguiente:

**Fig. N° 6 - 72**

En el circuito anterior, la señal de modulación se utiliza para controlar la conductancia g_f del FET, planteando las ecuaciones de malla se encuentra que:

$$\theta = \arctan \frac{2g_f jWC}{\langle g_f jWC \rangle^2 - 1}$$

Como la señal de modulación controla la conductancia g_f controlará también el corrimiento de fase θ , pudiendo lograrse una relación de fase lineal con un corrimiento de aproximadamente $\pm 45^\circ$.

Modulador con PLL

A los osciladores compuestos por PLL se los puede también modular en frecuencia, para esto a la señal de modulación se la debe previamente pasar por una red de preénfasis y posteriormente se inyecta conjuntamente con la tensión de control que se aplica al VCO. Otra alternativa sería inyectarla directamente al VCO, siempre que este presente un terminal para tal fin. El diagrama en bloque de un modulador de este tipo se ve en la gráfica siguiente:

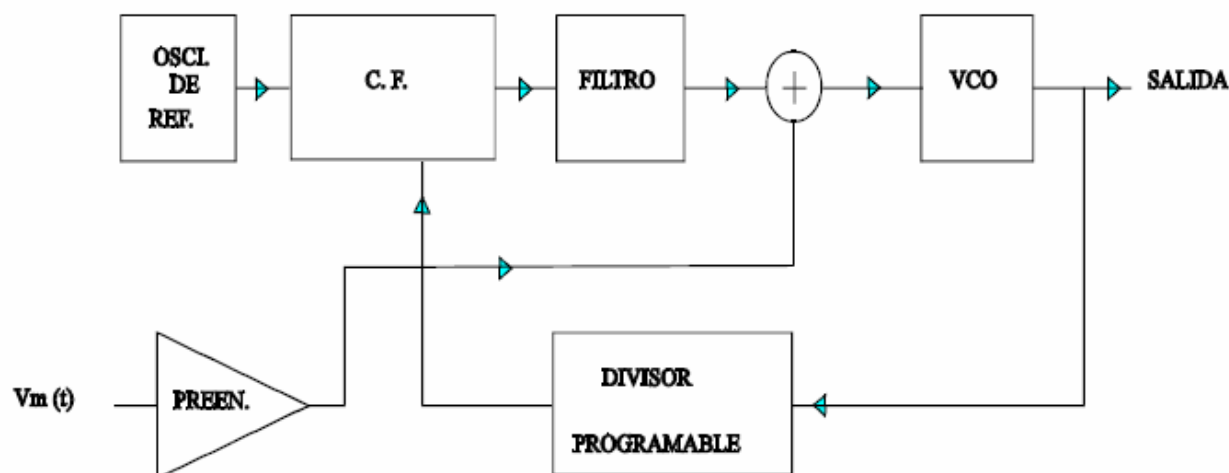


Fig. N° 6 - 73

Modulador Armstrong

Este tipo de modulador se utiliza para generar una señal de FM (indirecta) de alta calidad. Su principio de funcionamiento se basa en la similitud que existe, entre una señal de AM y una de PM con bajo índice de modulación, al ser bajo este índice de modulación, solo aparece la portadora y el primer par de bandas laterales. La única diferencia que aparece entre la señal de AM y de PM, radica en que existe una diferencia de fase de 90° entre la portadora de AM y la de PM correspondiente.

Supongamos que tenemos una portadora de RF $F(t) = \sin \omega_c t$ a la que se modula en PM con un índice de modulación bajo ($0,5$), la expresión obtenida es:

$$F_{PM}(t) = \sin(\omega_c t + m_\theta \sin \omega_m t)$$

de donde será:

$$F_{PM}(t) = k \sin \omega_c t + [\sin(\omega_c + \omega_m)t - \sin(\omega_c - \omega_m)t] \quad 1$$

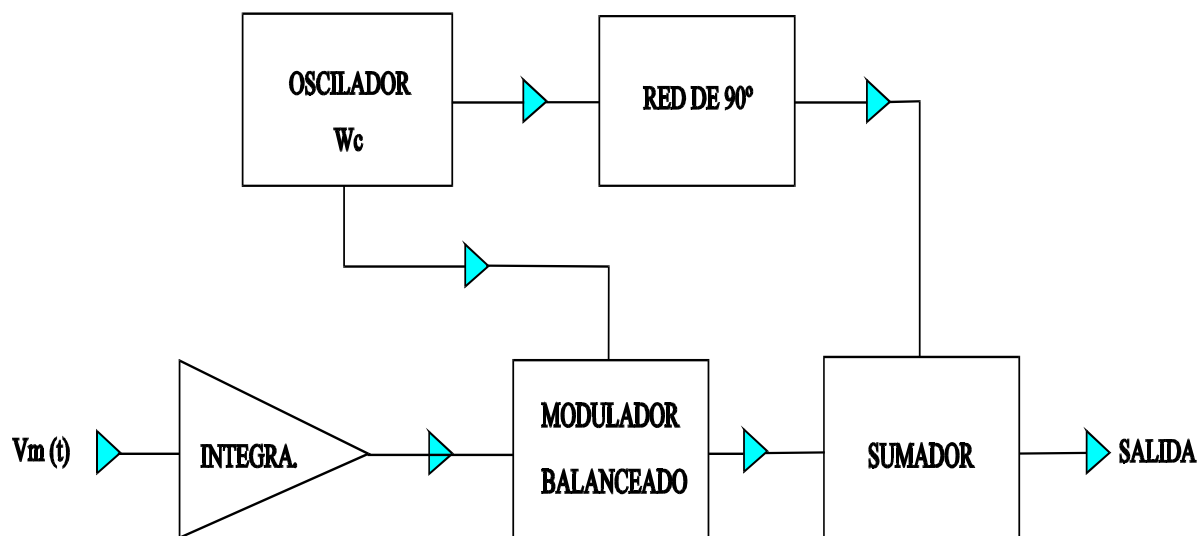
Por otro lado si se genera una señal de doble banda lateral con portadora suprimida, donde la portadora utilizada es $F(t) = \cos \omega_c t$, se obtiene la siguiente señal:

$$F_{AM}(t) = \cos \omega_c t (1 + m_a \sin \omega_m t)$$

de donde será:

$$F_{DBL}(t) = k [\sin(\omega_c + \omega_m)t - \sin(\omega_c - \omega_m)t] \quad 2$$

Donde si se cumple que $m_\theta = m_a$ será también $k_1 = K$, por lo que las bandas laterales serán también iguales. Para poder obtener la expresión 1 a partir de la expresión 2, se deberá a la primera reinyectar la portadora faltante, pero desfasada 90° . el diagrama en bloques de un circuito que me permite obtener esto es el siguiente:

Fig. N° 6 - 74