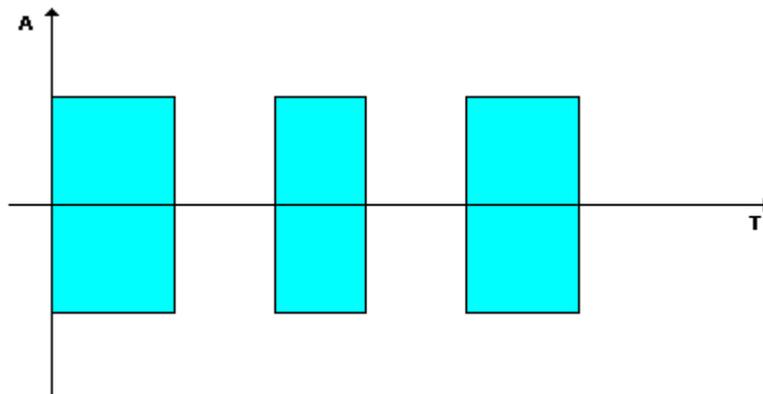


## MODULACIÓN DE AMPLITUD

Como se mencionó anteriormente, modular una portadora de radiofrecuencia significa inyectarle de alguna forma, a la mencionada portadora, la información que se desea trasladar de un punto a otro. La modulación se define como el proceso de transformar información de su forma original a una forma más adecuada para la transmisión. Existen distintas formas de inyectarle esa información (modulación) a una portadora, una de esas formas, es la conocida como modulación de amplitud. Existen otros tipos de modulaciones como por ejemplo modulación en fase, modulación de frecuencia, modulación en banda lateral única (**BLU**), modulación por pulso, modulación por pulso codificado y una gran variedad de formas sofisticadas de modulación.

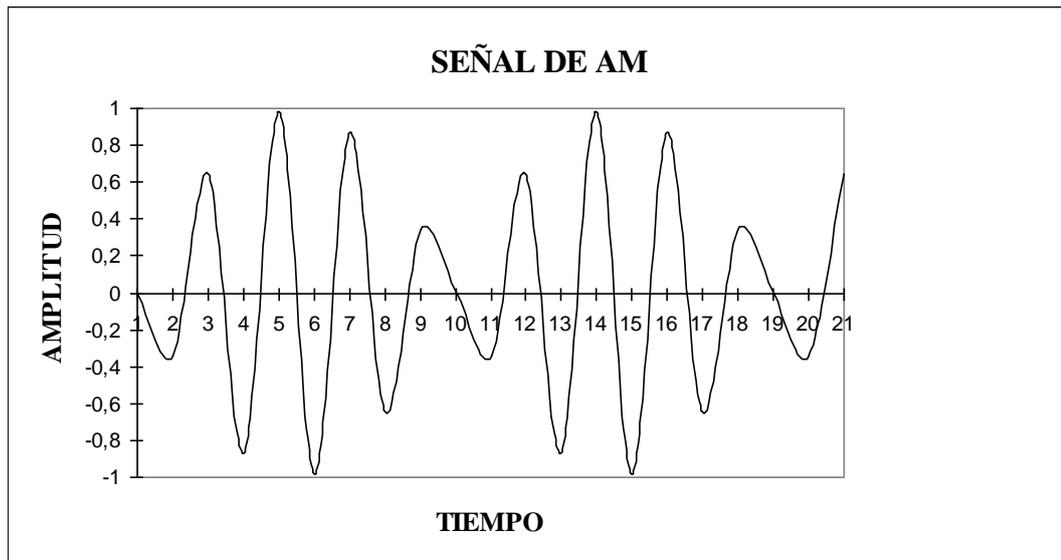
En el caso de modulación en amplitud, esta fue la primera que se desarrolló, esto es debido a la simplicidad en su generación y por la relativamente buena calidad en la transmisión de la información que se puede obtener, por esto su uso se generalizó y difundió rápidamente. En la actualidad los sistemas de **AM** se los utilizan exclusivamente en transmisiones de emisoras comerciales, broad-casting, de mucha potencia, esto se debe a que además de ser muy simple de generar, es también simple y económico de recuperar la información, como su uso es masivo es de gran importancia que los receptores a utilizar sean económicos y de buena calidad, se debe tener en cuenta que la calidad obtenida es siempre menor que la que se obtiene con modulación en frecuencia.

La portadora utilizada es una señal cuya frecuencia es lo suficientemente alta como para radiarse de manera eficiente y propagarse por el espacio libre, a esta se la llama radiofrecuencia. En las primeras implementaciones, la modulación consistía en interrumpir la portadora o no, equivalente a modular con una onda cuadrada. De esta forma se efectuaban las primeras modulaciones en amplitud, esto se puede ver en la siguiente gráfica:



**Fig. N° 5-1**

Posteriormente se utilizó modulación en amplitud con una señal analógica (senoidal), esta señal senoidal utilizada es una señal de audio, normalmente de telefonía, pudiendo ser también una señal proveniente de grabaciones musicales. Una señal de radiofrecuencia modulada en amplitud por una señal senoidal se puede ver en la siguiente gráfica:

**Fig. N° 5-2**

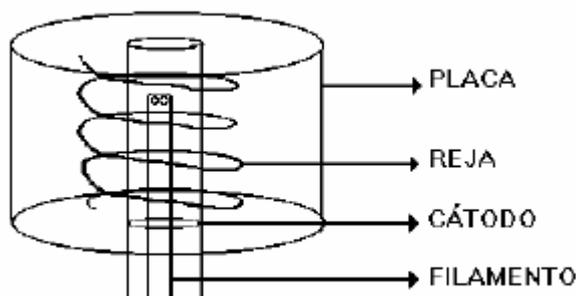
Para obtener modulación en amplitud existen varios métodos, utilizándose básicamente Válvulas de alto vacío o Transistores. En el caso de utilizar una válvula, por ejemplo: se puede modular en los distintos electrodos que esta posee. Las válvulas de alto vacío son muy utilizadas en etapas de salida de gran potencia en equipos transmisores, por encima de 500 W o 1 kW se suele utilizar amplificadores valvulares, hasta algunos cientos de kWatt. existen válvulas cerámicas pequeñas que pueden trabajar con potencias de 1, 2 o 5 kW. En el caso de utilizar transistores, estos pueden trabajar con potencias del orden de 1 o 2 kW.

### **Características de las Válvulas de alto vacío:**

Existen distintos tipos de válvulas las que básicamente se diferencian por el número de electrodos que poseen, de esta forma podemos encontrar: triodos, tetrodos o pentodos. El triodo posee tres electrodos además del filamento (**Cátodo**, **Reja control** y **Placa**), el tetrodo posee un electrodo adicional (**Reja pantalla**) y el pentodo posee otro electrodo más (**Reja supresora**), además de la pantalla. El pentodo tiene en definitiva 3 rejillas: reja control, reja pantalla y la reja supresora.

El triodo tiene el problema de presentar una gran capacidad interelectrónica, motivo por el cual no se lo puede utilizar en altas frecuencias, principalmente es la capacidad de entrada-salida (entre la rejilla y la placa) la más problemática.

Físicamente el triodo se compone de un cilindro metálico (**Cátodo**) dentro del cual se ubica el filamento, este último es el encargado de calefaccionar el cátodo para que este emita. Rodeando a este cilindro se ubica una espiral (**Reja control**) separada una cierta distancia del cátodo y con un cierto espaciado entre espiras. Rodeando a la reja y a una mayor distancia que la anterior se ubica la **Placa**, esta generalmente es también un tubo cilíndrico. Esto significa que se tienen dos cilindros y la reja entre ellos, es decir, se establecen grandes capacidades entre los electrodos. La capacidad más importante es la que aparece entre la reja de control (entrada) y la placa (salida), esta capacidad limita el uso en alta frecuencia del triodo, no obstante utilizando configuraciones especiales se utiliza en alta frecuencia en etapas de potencia. Lo mencionado anteriormente se puede visualizar en la siguiente figura:



**Fig. N° 5-3**

Las distintas configuraciones en las que se utilizan válvula de vacío son: reja común, cátodo común y placa común. La configuración utilizada mas comúnmente es cátodo o reja común. Si se utiliza la configuración reja común, la señal ingresa por el cátodo y sale por la placa, esto significa que la capacidad salida-entrada será la capacidad placa-cátodo, al tener un electrodo entre ellos (reja control) este hace de pantalla y disminuye la capacidad. Por lo que en la configuración reja común se lo puede utilizar al triodo en alta frecuencia y alta potencia. Otra alternativa para disminuir la capacidad entrada-salida (entre reja y placa), es agregar un electrodo entre medio, este electrodo hace de pantalla y divide la capacidad entrada-salida, a este electrodo que se le agrega se lo llama **Reja pantalla**, a esta nueva válvula se la llama **Tetrodo**. Esto último disminuyó el problema de la capacidad, pero empeoró la repuesta y la linealidad debido a que esta reja pantalla genera una zona de resistencia negativa en la curva de salida, esto se debe a que se produce un agrupamiento de cargas en determinadas condiciones que hace que a mayor tensión en placa se tenga menor corriente de placa en lugar de mayor, esta zona es la que presenta una resistencia negativa, ocasionando una gran alinealidad. Para corregir esta zona de resistencia negativa que presenta el tetrodo, se coloca otra reja llamada **supresora**, la que se conecta a masa, esto constituye la válvula llamada pentodo.

Otra alternativa es utilizar el llamado **Tetrodo de haces dirigidos**, es decir se coloca un par de placas entre la reja pantalla y la placa de forma de dirigir el haz de electrones, de tal manera que se elimina la zona de resistencia negativa. Este par de placas cumplen la misma función que una nueva reja. El tetrodo de haces es el que normalmente se utiliza.

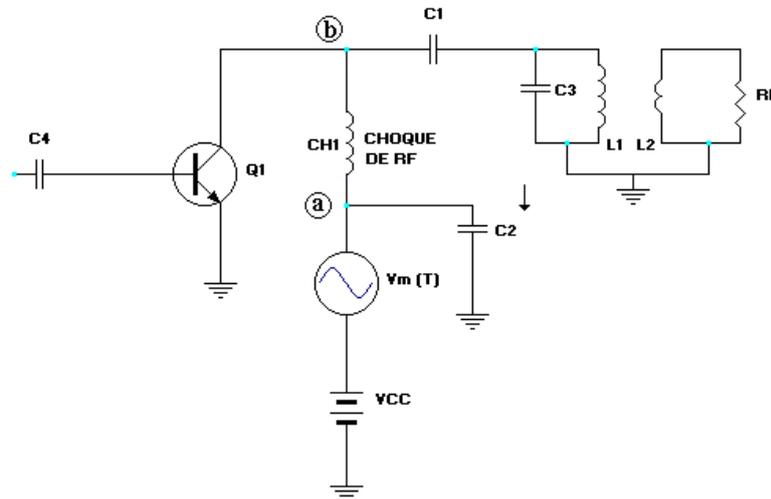
El método más simple y eficaz para obtener modulación en amplitud consiste en atacar con la modulación la etapa de potencia de salida de RF. No conviene modular en etapas anteriores debido a que en este caso, el amplificador de potencia a emplearse debería ser un amplificador lineal, ya que de utilizarse un amplificador clase **C** en la etapa de salida, se distorsionaría en forma inconveniente la modulación, siendo necesario en consecuencia utilizar amplificadores clase **B** como mínimo.

Salvo en casos especiales, en los transmisores de **AM** siempre se modula en la etapa de salida, atacando con la señal modulante la tensión de alimentación, en este caso si se pueden utilizar amplificadores clase **C** aprovechando el alto rendimiento que estos presentan.

En caso de utilizar un transistor en el amplificador de salida, lo normal es modular en el circuito de colector, variando la tensión de alimentación según la modulación. En el caso de utilizar una válvula de vacío lo más usual es modular en el circuito de placa, pero también se puede modular en el circuito reja control, en circuito de reja pantalla, o en el cátodo. Cada una de estas alternativas me permite obtener características especiales de modulación. De todas estas alternativas el tipo de modulación más utilizado es la modulación de placa.

**Transistor modulado en colector**

En este caso la modulación se inyecta en serie con la tensión de alimentación de colector, este transistor constituye la etapa de potencia del transmisor, el cuál funciona en clase C. El circuito de la última etapa con transistor en clase C se puede ver en la figura siguiente:

**Fig. N° 5-4**

donde es:

$V_m(t)$  = Señal de modulación

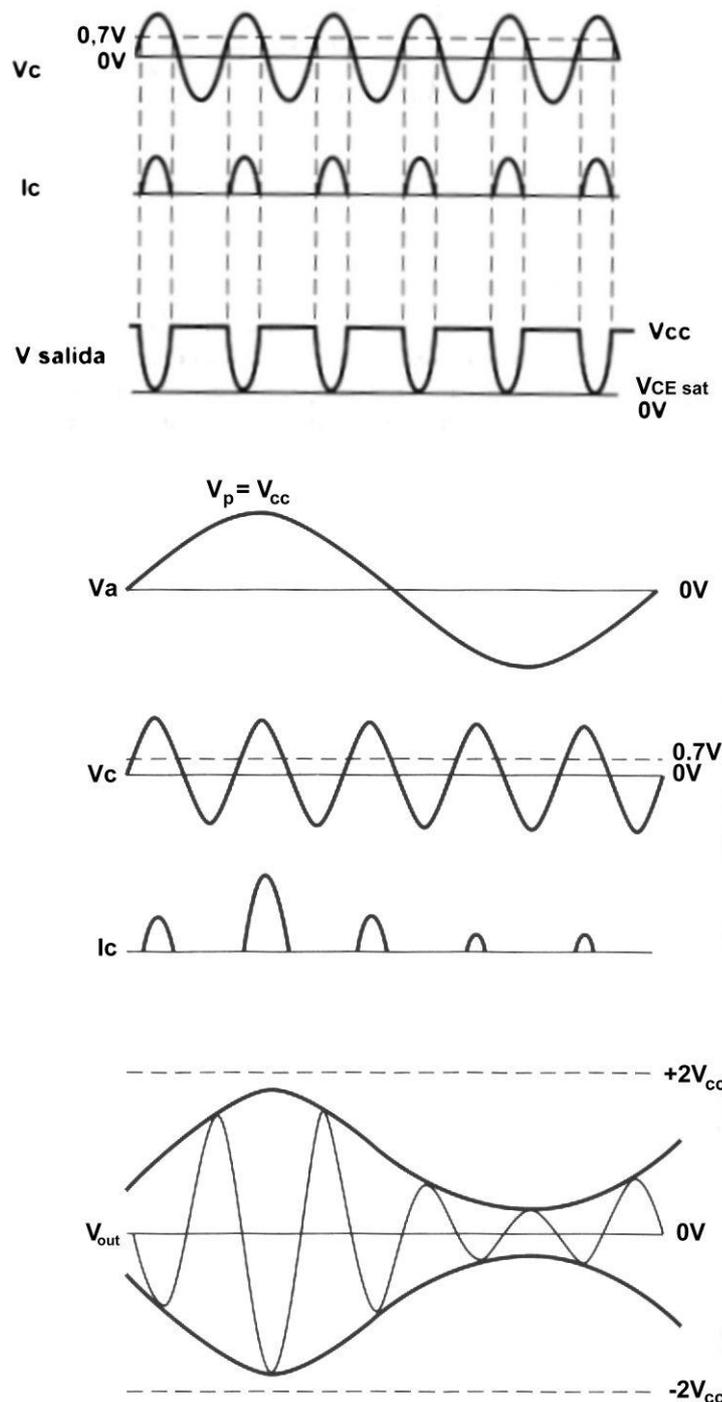
$V_{cc}$  = Tensión de alimentación

$L1 - L2$  = Transformador adaptador de impedancia de la Z de salida del transistor a la impedancia de la antena, generalmente  $50 \Omega$ .

**Funcionamiento:**

Supongamos que no existe modulación, entonces se alimenta con  $V_{cc}$  al colector del transistor, obteniendo una determinada señal de salida. El choque RF CH1 con el capacitor C2 a masa, evita que la RF llegue al circuito de fuente y de modulación, para esto el choque presentará una alta impedancia a la RF y el capacitor será un corto circuito a masa, por lo cual en el punto (a) no debería estar presente ninguna señal de RF. La tensión continua de alimentación y la señal de audio (baja frecuencia) ven al choque como un corto circuito, pasando estas señales a través de él y llegando al colector del transistor.

Cuando la señal de excitación de base de RF supera la tensión de  $0,7V$  el transistor entra en conducción circulando entonces corriente por el colector, el transistor pasa de corte a saturación según la señal de excitación. La corriente de colector circula durante menos de  $180^\circ$  por cada ciclo de la portadora de entrada, obteniéndose la operación en clase C. Las formas de onda de las señales de entrada y de salida son las siguientes:

**Fig. N° 5 - 5**

La forma de onda de la corriente de colector es similar a la de un rectificador de media onda, cuya frecuencia corresponde con la frecuencia fundamental de la señal de entrada. Si se aplica ahora una señal de modulación al colector, esta estará en serie con la tensión de alimentación  $V_{cc}$ , esto provocará que la tensión de alimentación de colector pasará de un máximo de  $2V_{cc}$  hasta  $0V$  ( $V_{CEsat}$ ). Debido a que el transistor opera en forma no lineal, la señal de colector contendrá las dos frecuencias de entrada y sus componentes suma y diferencia.

Cuando no hay modulación ( $V_m(t) = 0$ ), se obtiene en la salida una señal de RF que es la portadora, llamada  $F(t)$ , donde será  $F(t) = V_c \cos \omega_c t$  esta es la señal de salida permanente que entrega a la carga el transmisor cuando no hay modulación. La portadora es una señal de amplitud constante y alta frecuencia, espectralmente se representa por un vector. La amplitud de esta portadora es  $V_c$  (valor pico), este es directamente proporcional al valor de la fuente de alimentación  $V_{cc}$ , esto es:

$$V_c = k V_{cc}$$

$$V_c = \text{amplitud de la señal de salida}$$

$$k = \text{constante}$$

$$V_{cc} = \text{tensión de alimentación}$$

Por lo tanto será  $F(t) = kV_{cc} \cos \omega_c t$ . Cuando se aplica modulación, la tensión en (a) que es la misma que en (b) y variará según la señal modulante, llegando idealmente a tomar los valores  $2V_{cc}$  y  $0V$ , para que esto se cumpla el valor pico de la señal modulante deberá ser igual a  $V_{cc}$ , esto es  $V_m = V_{cc}$ . En la práctica la tensión de colector mínima, siempre es algo mayor que  $0$  y la tensión máxima de trabajo de este deberá ser como mínimo mayor a  $2V_{cc}$ , esto se debe tener en cuenta cuando se selecciona el transistor.

Si se cumple lo antes enunciado será:  $F(t) = k [V_{cc} + V_m(t)] \cos \omega_c t$   
reemplazando  $V_m(t)$  será:  $F(t) = k (V_{cc} + V_m \cos \omega_m t) \cos \omega_c t$

Esta es la señal de salida del amplificador cuando existe modulación. Si se saca a  $V_{cc}$  factor común quedará:

$$F(t) = kV_{cc} [1 + (V_m/V_{cc}) \cos \omega_m t] \cos \omega_c t$$

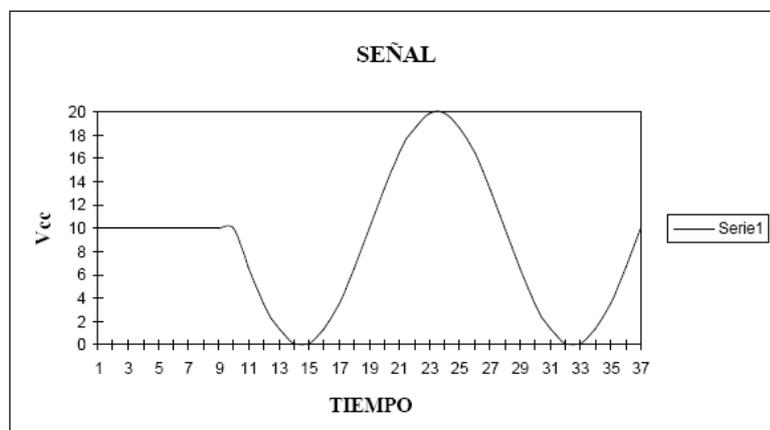
donde se denomina a  $V_m/V_{cc} = m_a$  es el índice de modulación de la señal de AM  
El índice de modulación  $m_a$  puede tomar los siguientes valores:

$$m = 1 \quad \text{sí} \quad V_m = V_{cc} \text{ (es inalcanzable)}$$

$$m > 1 \quad \text{sí} \quad V_m > V_{cc}$$

$$m < 1 \quad \text{sí} \quad V_m < V_{cc} \text{ (es lo normal)}$$

La variación de la tensión de colector según la señal de modulación se puede ver en la figura, donde por simplicidad se tomo  $V_{cc} = 10V$  y en el valle de modulación se considera que llega a  $0$ , esto se puede ver en la figura siguiente:

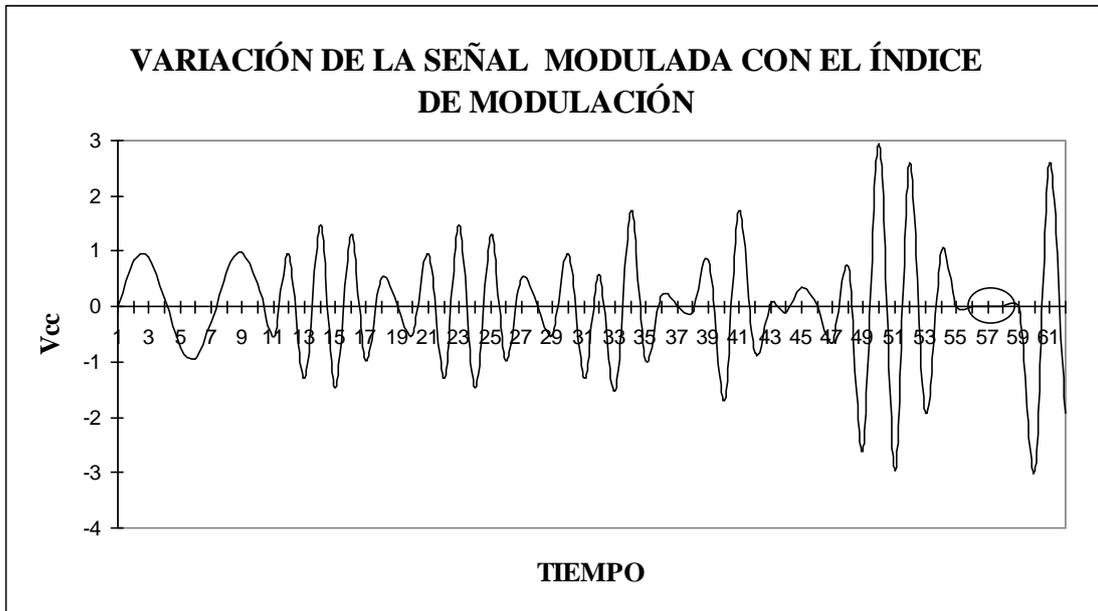


**Fig. N° 5-6**

En la expresión de  $F(t)$  se denomina envolvente a:

$$A(t) = kV_{cc} [ 1 + (V_m/V_{cc}) \cos \omega_m t ]$$

donde  $\cos \omega_c t$  es la frecuencia de la portadora de salida. La gráfica de la señal de salida con modulación para distintos índices de modulación se puede ver en la figura siguiente:



**Fig. N° 5-7**

En esta gráfica hasta el punto **9** la señal no presenta modulación ( $m_a = 0$ ). De **9** a **29** aproximadamente la señal está modulada con un índice  $m_a < 1$ , como se ve la onda nunca llega a cero. De **29** a **47** aproximadamente, la señal en el valle llega a cero, en este caso el índice de modulación es  $m_a = 1$ . De **47** a **61** la señal presenta una zona donde se hace cero (de 56 a 59) lo que corresponde con un índice de modulación mayor que 1 ( $m_a > 1$ ), puede notarse que cuando el índice de modulación es mayor a uno, la tensión de colector se hace cero en el valle de modulación, ver círculo. No es conveniente utilizar un índice de modulación mayor que 1 ( $m_a > 1$ ) debido a que se pierde parte de la información en la señal de salida, distorsionándose la señal que se recibirá en los receptores.

Lo usual es modular del 70 al 80 %, por norma en la medición de los transmisores y receptores se utiliza como índice de modulación normalizado el 60%.

si se trabaja con la expresión  $F(t) = kV_{cc} [ 1 + (V_m/V_{cc}) \cos \omega_m t ] \cos \omega_c t$

se obtiene luego de algunos reemplazos:  $F(t) = V_c \cos \omega_c t + V_c m_a \cos \omega_m t \cos \omega_c t$

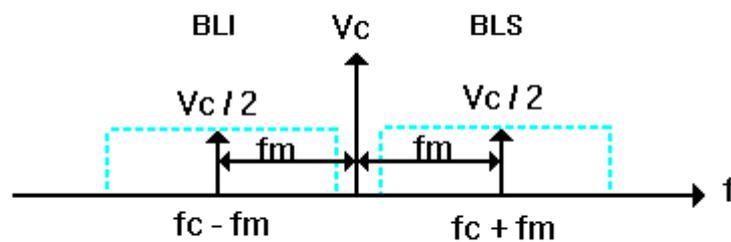
haciendo el producto de los cosenos obtenemos que:

$$F(t) = V_c \cos \omega_c t + m_a(V_c/2) \cos (\omega_c t + \omega_m t) + m_a (V_c/2) \cos (\omega_c t - \omega_m t)$$

- donde:
- $V_c \cos \omega_c t$  es la portadora de RF
  - $(V_c/2) m_a \cos (\omega_c t + \omega_m t)$  es la banda lateral superior
  - $(V_c/2) m_a \cos (\omega_c t - \omega_m t)$  es la banda lateral inferior

Es decir que la señal de salida está compuesta por tres términos o componentes, una portadora y dos bandas laterales. Se debe notar que la portadora es la misma exista o no modulación y que su amplitud no varía, esto significa que la portadora en un sistema de modulación en amplitud no lleva información alguna, **No Varía su Amplitud**, la amplitud que varía es la de la señal de salida.

Si  $m_a = 1$  (índice de modulación igual a 1), la amplitud de cada una de las bandas es la mitad de la portadora,  $V_c/2$ , esto se ve en la siguiente figura:

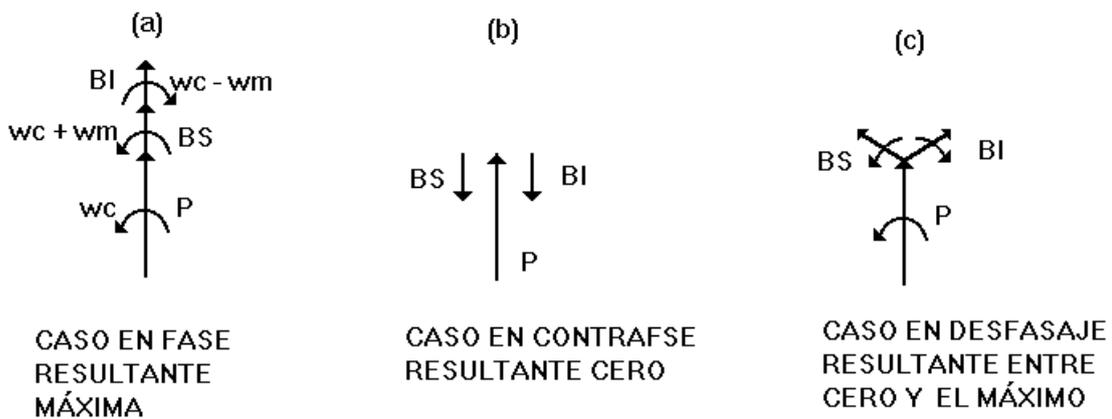


**Fig. N° 5-8**

Cuando se modula con un determinado ancho de banda de audio se obtiene una banda de frecuencia que constituyen las bandas laterales, ver figura anterior, el ancho de banda de salida de la señal de AM será el ocupado por las dos bandas laterales, esto significa que si el ancho de banda de la señal modulante es de 3 KHz., el ancho de banda de la señal de RF, esto es el espacio que ocupa la señal en el espectro es el doble o sea 6 KHz., que corresponde o conforma el ancho de banda de salida, en definitiva el ancho de banda de una señal modulada en amplitud es dos veces la máxima frecuencia de modulación, en el caso de telefonía la máxima frecuencia de modulación es de 3 KHz y en telefonía de calidad es de 3,4 KHz entonces si es  $f_m = 3$  KHz el ancho de banda de la señal de salida es de 6 KHz, en broadcasting la  $f_{max} = 5$  KHz por lo tanto el ancho de banda es de 10 KHz (es el ancho de banda de los receptores).

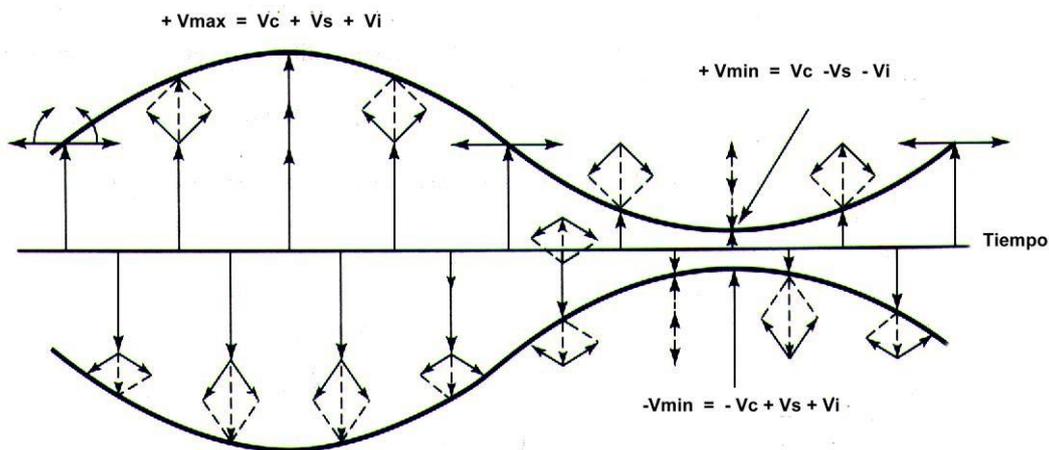
Resumiendo, la característica fundamental de un sistema modulado en amplitud es que con la modulación varía la amplitud de la señal de salida, siendo las amplitudes de la portadora y de las bandas laterales constante. Sin embargo los vectores de las bandas laterales y de la portadora están girando con distintas velocidades, por lo cual varían las posiciones angulares de cada uno de los vectores, sus composiciones en el tiempo originan la señal de salida de amplitud variable.

La forma de onda se obtiene del análisis fasorial para una señal modulante de frecuencia única, se produce entonces una envolvente de AM a partir de la suma del vector que representa la portadora con los vectores que representan las bandas laterales. Los fasores portadora y frecuencias laterales superior e inferior, giran en dirección contraria a las agujas del reloj y con velocidades angulares diferentes, el versor que representa a la frecuencia lateral superior gira más rápido que el versor portadora ( $w_u > w_c$ ) y la frecuencia lateral inferior gira mas lentamente. En consecuencia si se considera que el fasor portadora se mantiene estacionario, el fasor correspondiente a la frecuencia superior girará en sentido contrario a las agujas del reloj, mientras que el fasor correspondiente a la frecuencia lateral inferior girará en el sentido de las agujas del reloj, el resultado se puede ver en la gráfica siguiente:



**Fig. N° 5-9**

Si las posiciones angulares vistas anteriormente las aplicamos a la señal de AM modulada se obtiene:



**Fig. N° 5 - 10**

En los sistemas de AM la información está contenida en la envolvente, al desarrollar  $F(t)$  esta queda expresada como:  $F(t) = \text{portadora} + \text{banda lateral superior} + \text{banda lateral inferior}$ , la información realmente es transportada por las bandas laterales. Las dos bandas laterales llevan exactamente la misma información, esto significa que se invierte un gran porcentaje de potencia en transmitir la portadora que no lleva información. Además se gasta potencia en transmitir en una banda lateral que lleva la misma información que la otra, este último concepto es el que da origen a los sistemas de transmisión en BLU (Banda Lateral Única), cuyas ventajas principales son:

- 1 - Se utiliza menor cantidad de energía para transmitir la información.
- 2 - Se aumenta al doble la capacidad de usufructo del espectro radioelectrico, por ejemplo para una señal de AM y modulando con telefonía, el ancho de banda del canal de RF es de 6 KHz, en las mismas condiciones pero modulando en BLU el ancho de banda del canal de RF es de 3 KHz. Los sistemas de transmisión en BLU generaron la eliminación de la modulación en amplitud en casi todas las comunicaciones de telefonía.

3 - La recuperación de la información en los sistemas de AM, es más simple que en los de BLU debido a la presencia de la portadora, esta portadora es necesaria para recuperar fácilmente la información (detector diódico). La demodulación en un receptor de BLU es mucho más sofisticada y cara que en AM.

4 - El uso de AM es masivo debido a la buena calidad y bajo costo de recepción o recuperación de la información.

### Índice de Modulación

El índice de modulación describe la cantidad de cambio en la amplitud de la señal provocado por la modulante, matemáticamente el índice de modulación  $m$  se puede expresar por:

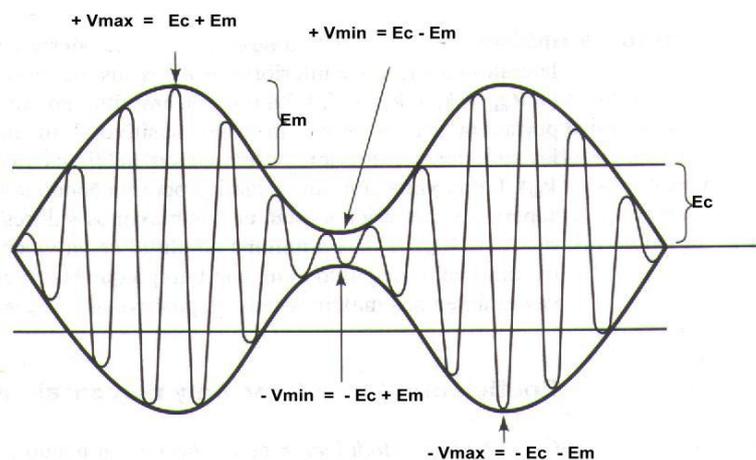
$$m = E_m / E_c$$

donde  $m$  = coeficiente de modulación  
 $E_m$  = valor pico del cambio en la amplitud del voltaje de la forma de onda de salida.  
 $E_c$  = valor pico del voltaje de salida de la portadora sin modular

De igual forma se puede expresar el porcentaje de modulación como el índice de modulación por 100, esto es:

$$M = ( E_m / E_c ) \times 100$$

Las relaciones de  $m$ ,  $E_m$  y  $E_c$  se pueden ver en la gráfica siguiente:



**Fig. N° 5 - 11**

Si se modula con una única frecuencia y el proceso de modulación es simétrico, las excursiones positivas y negativas de la amplitud de la envolvente son iguales, entonces el porcentaje de modulación se puede expresar como sigue:

$$E_m = \frac{1}{2} ( V_{\max} - V_{\min} )$$

y 
$$E_c = \frac{1}{2} ( V_{\max} + V_{\min} )$$

por lo que

$$M = \frac{(V_{\max} - V_{\min})}{(V_{\max} + V_{\min})} \times 100$$

### Análisis de distribución de potencia

Siempre la tensión de salida se aplica a una determinada resistencia de carga (antena), el valor de esta resistencia de carga para la mayoría de los sistemas de comunicaciones, es de  $50\Omega$ , este es un valor normalizado y es la resistencia de irradiación de la antena. A esta resistencia de carga es a la que se le aplica la potencia de salida.

En cualquier circuito eléctrico, la potencia disipada es igual al voltaje al cuadrado dividido la resistencia de carga, esto significa que la potencia que desarrolla una portadora sin modular aplicada a una resistencia de carga es:

$$P_c = P_p = \frac{(0.707V_c)^2}{R} = \frac{(V_c)^2}{2R}$$

Donde será :  
 $P_c$  = potencia de la portadora (watts) efi  
 $V_c$  = voltaje pico de la portadora (volts)  
 $R$  = resistencia de carga (ohms)

Si se modula con un índice igual a 1, la tensión de la señal de salida total será:

$$V = V_c + 0,5 V_c + 0,5 V_c = 2 V_c$$

la potencia en el pico de modulación es:  $4 V_c^2 / 2R = 4 P_p$

Cuando se modula al 100 %, en el pico de modulación la potencia de salida es 4 veces mayor que la potencia de portadora sin modular. La potencia pico de cada banda lateral es:

$$P_{BI} = P_{BS} = V_c^2 / 4 R = P_p / 4$$

Si no se modula al 100% la potencia de las bandas laterales se verá afectada por el índice de modulación  $m$  obteniéndose:

$$P_{bls} = P_{bli} = \frac{(mV_c / 2)^2}{2R} = \frac{m^2 P_c}{4}$$

Donde  $m V_c / 2$  es el voltaje pico de las bandas laterales superior e inferior. En la ecuación anterior se puede ver que si  $m = 0$  no existirá potencia en ninguna de las bandas laterales. La potencia total con modulación, será la suma de la potencia de la portadora y de las dos bandas laterales, esto es:

$$P_t = P_c + P_{bls} + P_{bli} = P_c + \frac{m^2 P_c}{4} + \frac{m^2 P_c}{4}$$

$$P_t = P_c + \frac{m^2 P_c}{2} = P_c \left(1 + \frac{m^2}{2}\right)$$

De las ecuaciones anteriores se puede ver que la potencia de la portadora no se ve afectada por el proceso de modulación, la potencia total de salida de la onda de **AM** es la suma de las potencias de la portadora y bandas laterales, esto significa que la potencia de salida aumenta al aumentar **m**.

Por ejemplo si la potencia de la portadora es de **100 W**, entonces la potencia de cada banda lateral será:  $P_{BL} = P_{BS} = 25 \text{ W}$ . A simple vista se ve que si en vez de utilizar un transmisor de **AM** se utiliza uno de **BLU** ( Banda lateral única), con una potencia del orden de 25 W se obtiene el mismo resultado que con el de **AM** cuya portadora es de 100 W.

En **AM** cuando no hay modulación, la tensión aplicada al colector del transistor es  $V_{cc}$ , la potencia de entrada en este caso es la que entrega la fuente de alimentación. Cuando se modula la fuente de alimentación siempre sigue entregando la potencia de entrada, la potencia adicional para las bandas laterales deberá ser entregada por el modulador. El modulador empleado en el ejemplo deberá ser capaz de entregar una potencia igual a la mitad de la potencia de la portadora, esto es 50 W.

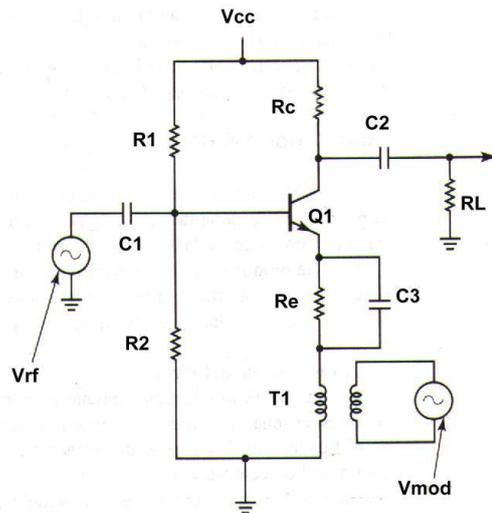
Siempre en transmisores de **AM** el modulador es un amplificador de audio frecuencias que debe entregar la mitad de potencia de salida de la portadora.

Con modulación senoidal la potencia de salida de la señal modulada promediada se estima en aproximadamente 1,5 veces la potencia de la portadora sin modular, este 50% adicional se debe a la potencia de las bandas laterales y es suministrada por el modulador. Si en lugar de utilizar modulación senoidal se modula con una señal de telefonía, la cresta de modulación será la misma, pero la potencia media para el mismo índice de modulación es menor, llegando a ser la potencia de salida aproximadamente el 50% de la que corresponde a modulación senoidal.

Cuando se modula con una señal más compleja, como por ejemplo telefonía, la señal de salida presentará un par de bandas laterales por cada frecuencia de modulación, siendo la amplitud de estas bandas laterales dependiente de la amplitud de cada componente.

### Modulación de AM de bajo nivel

La modulación en amplitud se puede realizar en distintas partes del transmisor, cuando esta ocurre en el electrodo de salida de la etapa de salida (Colector si es un transistor o Placa si es una válvula) a esta modulación se la denomina **Modulación de Alto Nivel**, cuando la modulación ocurre en algún electrodo anterior al electrodo de salida, a la modulación se la denomina **Modulación de bajo nivel**. Una ventaja que presentan los moduladores de bajo nivel radica en que no requieren del uso de un amplificador de modulación que suministre el 50% de la potencia de la portadora, esto último en el caso de transmisores de mucha potencia es muy importante, una desventaja importante radica en que cuando se desea amplificar a posterior, se deben utilizar amplificadores lineales, los que presentan una baja eficiencia. Un amplificador modulado en **AM** de bajo nivel que utiliza un transistor, se puede ver en la siguiente gráfica:

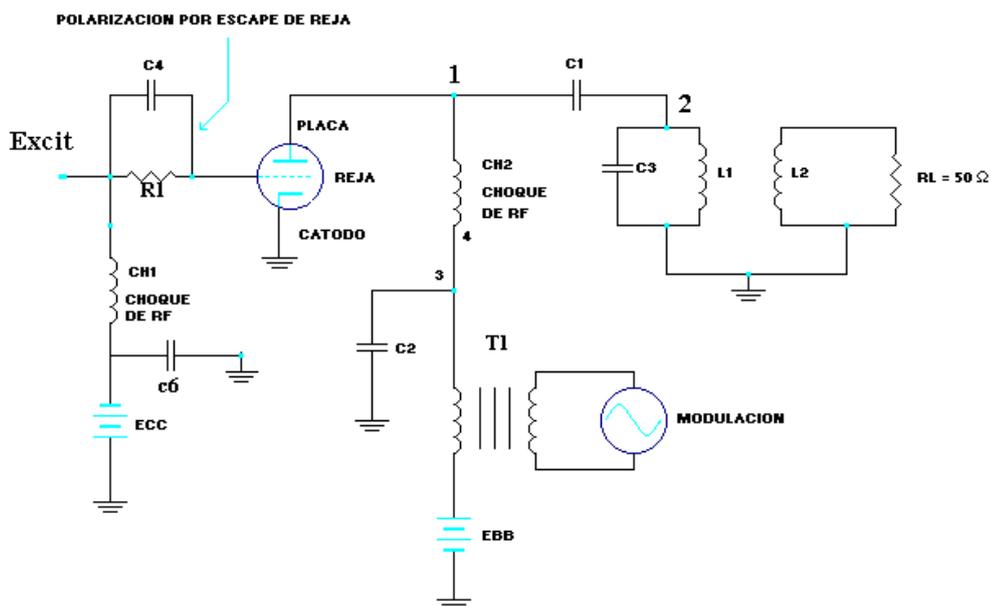


**Fig. N° 5 - 12**

En este circuito la señal de RF se aplica a la base del transistor y la señal modulante se aplica al emisor del transistor, por lo que a este se lo denomina **Modulación de Emisor**. El transistor en este caso debe ser polarizado para operar en clase A con el punto Q centrado. Si no se aplica señal de modulación, el amplificador opera como un amplificador lineal.

**Amplificador valvular modulado en placa**

Las etapas de potencia de radio frecuencia de los transmisores de AM que utilizan válvulas de vacío, se configuran para operar en clase C, estos amplificadores presentan la gran ventaja de la alta eficiencia que se puede obtener. La modulación en estos se le puede inyectar a cualquiera de los electrodos de la válvula, obteniéndose distintas características en la señal de salida y en los rendimientos que se pueden obtener. Una alternativa de modulación muy utilizada por su rendimiento es la **Modulación en Placa**, esta se ve en la gráfica siguiente:



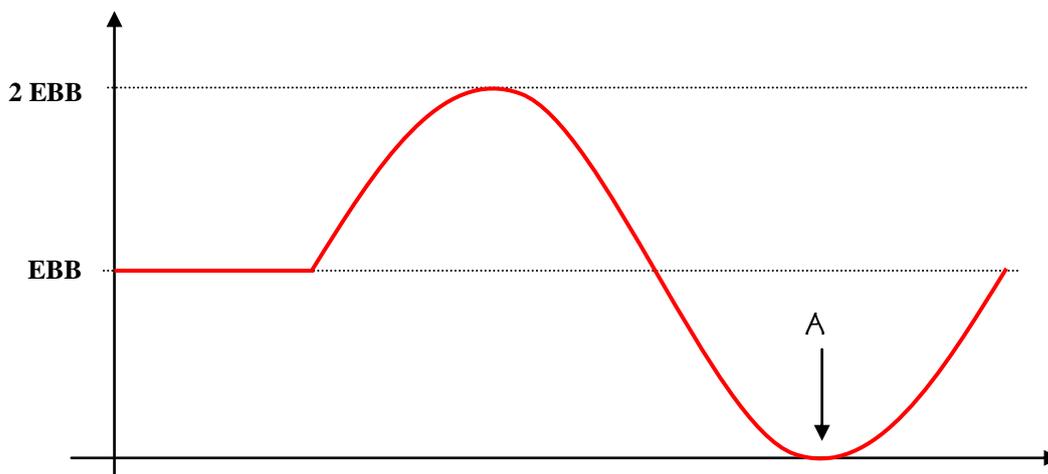
**Fig. N° 5-13**

Siempre se utilizan 2 fuentes de alimentación, una para polarizar la placa positiva,  $E_{bb}$ , y la otra para polarizar la reja control negativa,  $E_{cc}$ . El circuito de modulación dispone de un transformador que permite adaptar impedancias entre la de salida del amplificador de audio (modulador) y la impedancia que presentará en el primario de este transformador el circuito de salida de la válvula. El circuito resonante de salida tiene como función adaptar impedancia, de la carga a la impedancia de salida de la válvula.  $C_1$  desacopla la corriente de continua, y  $C_2$  provoca que el punto 3, para la RF, esté a tierra, evitando de esta forma que la RF llegue al transformador de modulación, esto es facilitado también por la alta impedancia que presenta el choque de RF colocado.  $C_2$  se supone que actúa como un corto circuito para la RF y presenta gran impedancia para el audio, mientras que el choque presenta baja impedancia para el audio y alta para la RF.

El nivel de la tensión de excitación  $E_{exit}$  es tal que la reja se hace positiva respecto del cátodo en una parte del ciclo, a la reja se la polariza con una tensión negativa, por lo que no toma corriente, pero en realidad en los amplificadores clase C (de potencia) a los que se polariza con esa tensión negativa, la tensión alterna de excitación es tal que hace a la reja positiva en una pequeña porción del pico de señal de excitación y en ese momento hay circulación de corriente de reja.

La porción del ciclo en que se hace la reja positiva es pequeña, por lo que la potencia que esta va a disipar es pequeña. El hecho de que la reja tome corriente, aunque sea pequeña, se debe a que cuando la reja es positiva la placa está al menor potencial posible, próximo a cero, entonces la gran cantidad de electrones que entrega el cátodo tenderán a dirigirse a la reja en lugar de la placa, por estar la reja más próxima físicamente que la placa y tener un potencial comparable. En consecuencia, cuando se tiene la menor tensión positiva en la placa se produce la menor atracción de electrones por parte de esta y si justo en ese momento existe un potencial positivo en la reja, todo los electrones en juego tenderán a desplazarse a la reja, creciendo como se mencionó la corriente en este electrodo y su potencia de disipación. Esto último se debe tener en cuenta para evitar que la potencia de disipación de reja no supere los valores máximos permitidos.

Cuando existe modulación, la tensión de placa variará según la tensión de alimentación  $E_{bb}$  y tensión de modulación, como se ve en la siguiente figura:

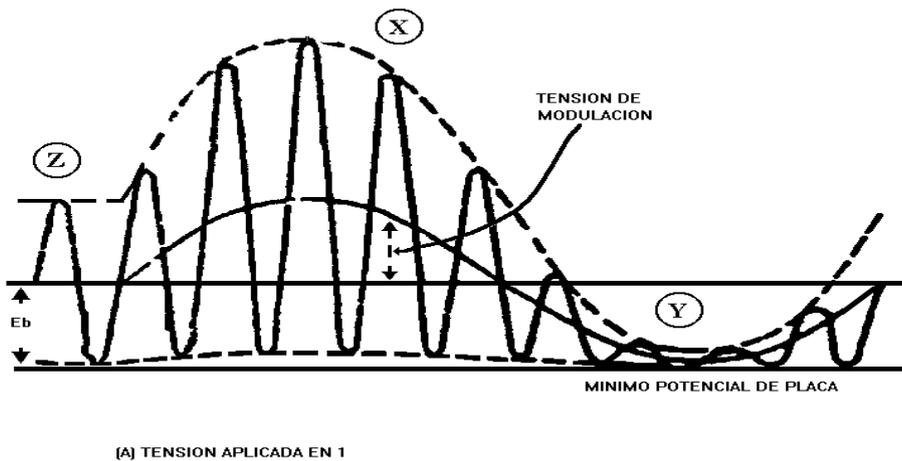


**Fig. N° 5 -14**

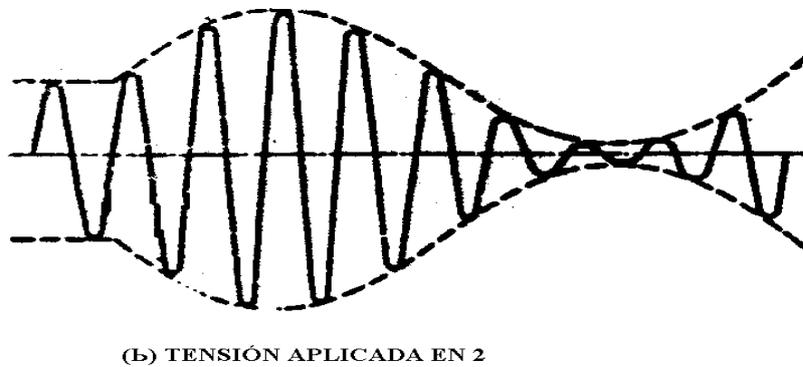
La tensión resultado nunca debe ser igual a cero, como se ve en el punto "A" de la gráfica, debido a que siempre se debe mantener en placa una  $E_{bbmin}$  (tensión mínima de placa positiva). Si la tensión resultado se hiciera cero, la corriente de reja crecería de los valores reco-

mendados, por ser en ese momento el potencial de rejá positivo, por eso se debe hacer que  $E_{bb\text{mín}}$  sea algo mayor (más positiva) que la tensión  $E_{G\text{máx}}$  ( $E_G$  es tensión de rejá) disponible, no obstante una cierta cantidad de electrones son capturados por la rejá constituyendo la corriente de rejá, una gran cantidad pasarán hacia la placa. Esto último  $E_{bb\text{mín}} > E_{G\text{máx}}$  establece una condición de funcionamiento para el amplificador clase C.

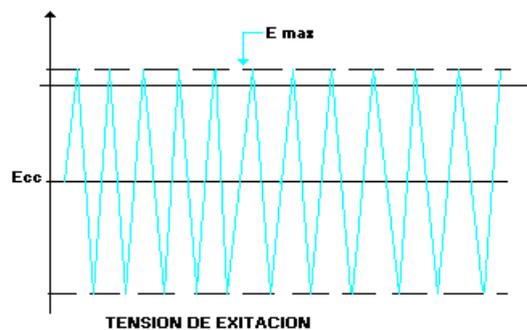
Al variar la tensión de placa según se ve en la fig. 5-14, la tensión de RF en la placa variará como se indica en la figura siguiente:



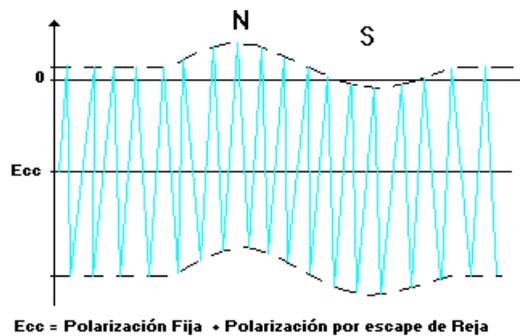
**Fig. N° 5 -15**



**Fig. N° 5-16**



**Fig. N° 5-17**

**Fig. N° 5-18**

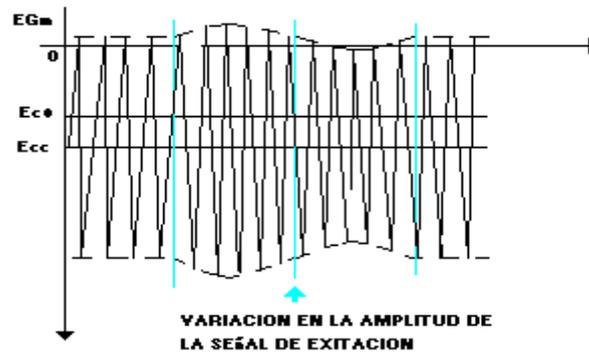
La tensión de RF cuando no hay modulación es aproximadamente el doble de la  $E_{bb}$  (pico positivo) y llega a  $E_{bbmín}$  (pico negativo). En el pico de modulación de RF llega a  $4 E_{bb}$ . Esto surge debido a que se tiene una tensión continua, mas la señal de audio y superpuesta la señal de radiofrecuencia, como se vio en la figura N° 5-14.

Al diseñar el amplificador clase C, se debe tener en cuenta que de no existir modulación, el nivel de la señal de excitación (potencia de excitación), debe ser tal que de acuerdo con la ganancia del amplificador, la señal de RF en la salida llegue a ser  $2 E_{bb}$  (punto **Z** en la figura N° 5-15), a fin de lograr el mayor aprovechamiento de la válvula, se debe mantener como mínimo este nivel de excitación.

Cuando se modula al amplificador, si no se cumple lo antes dicho, el punto **x** no podrá llegar a ser el doble ( $V_{RF} = 2 E_{bb}$ ), donde ésta  $E_{bb}$  incluye la modulación, lo que significa que el nivel de la señal de excitación no es suficiente. En definitiva en un amplificador clase C modulado en placa, la potencia de excitación debe de ser tal que el amplificador esté ligeramente saturado en el pico de modulación. De esta forma se garantiza que en el pico de modulación se pueda llegar al nivel máximo, obteniéndose una señal  $V_{RF} = 4 E_{bb}$ . Lo ideal sería llegar con lo justo.

Si se cumple lo anterior, se debe disponer de tanta potencia de excitación como para poder llegar hasta el punto **X** de la figura N° 5-15, en este caso en el punto **Y** de la misma figura el amplificador estará sobre-saturado, esto se debe a que en ésta zona el amplificador necesita mucha menor potencia de excitación. En esta situación en la placa de la válvula se tiene la menor tensión y en la reja la mayor tensión, esto hace que la reja tome una corriente excesiva, creciendo la potencia que esta disipa, pudiendo llegar a dañarse, destruyéndose la válvula. Para disminuir éste problema se pueden emplear dos alternativas:

**A** - utilizar un excitador con una regulación pobre, esto significa que cuando se le quiera extraer más potencia al excitador, este será incapaz de entregarla provocando una disminución de la tensión de salida y cuando se le extraiga menos potencia aumentará la tensión de salida, obteniendo un nivel de excitación variable según la potencia que le exija la válvula. En este caso gráficamente es como si la señal de excitación estuviera ligeramente modulada en amplitud. Esto se puede ver en la gráfica siguiente:



**Fig. N° 5 -19**

$E_{cc}$  es la tensión de polarización,  $E_{ccorte}$  es la tensión de corte,  $E_G$  es la tensión de reja, esta es ligeramente positiva durante una porción del ciclo de modulación y en ese período circula corriente por la reja, disipándose potencia, simultáneamente en la placa se tiene el pico negativo, debiendo mantenerse la  $E_{bbmín} > E_{Gmáx}$ . En definitiva al modularse, cuando la tensión de placa crece, disminuye la corriente por la reja, esto disminuye la carga que presenta la entrada de la válvula a la etapa excitadora, al disminuir la carga la tensión de excitación crece. Cuando la tensión de placa disminuye, aumenta la corriente de reja, esto disminuye la impedancia de entrada, por lo que crece la carga que le ofrece la válvula a la etapa excitadora, disminuyendo la tensión de excitación. Es decir, es como si estuviera modulada la tensión de excitación de modo tal que me entrega más cuando es necesario y menos cuando no es necesario, logrando de esta forma no saturar excesivamente en el valle de la modulación.

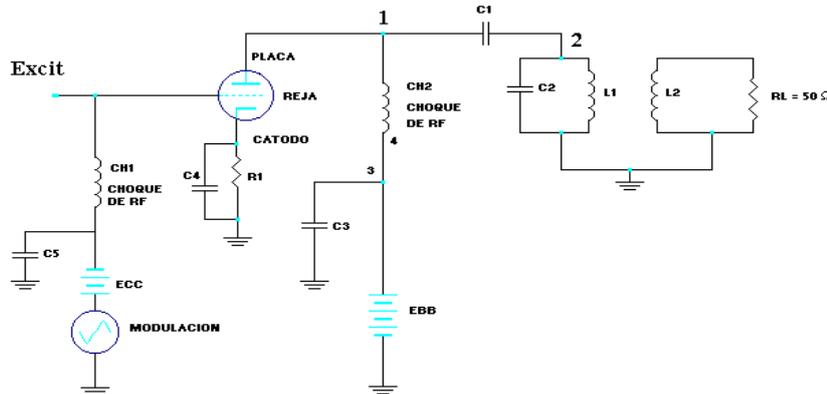
**B** - La segunda alternativa es utilizar una combinación de: Polarización fija y Polarización por escape de reja. La polarización fija es provista por  $E_{cc}$ . La polarización por escape de reja se obtiene de la corriente que circula por la reja en el intervalo que esta se hace positiva, esto es en el pico positivo de la señal de excitación. Esta corriente de escape de reja circula por el circuito R//C (circuito de polarización de escape por reja), originando una caída de tensión (ver polaridad en el circuito) que se suma a  $E_{cc}$ , aumentando la polarización negativa. En condiciones normales de funcionamiento, sin modulación, la tensión de polarización se conforma por  $E_{cc}$  + polarización por escape de reja, esto se puede ver en la figura N° 5-18.

El circuito de polarización por escape de reja funciona de la siguiente forma: sin modulación la corriente que toma la reja genera una tensión de polarización que se suma a la  $E_{cc}$ , al aumentar la tensión en placa por efecto de la modulación, disminuye la corriente de reja, esto provoca una disminución en la caída de tensión en R, se hace menos negativa, disminuyendo la tensión negativa reja-cátodo, al disminuir esta tensión provoca un aumento de la excitación (zona N). Cuando aumenta la corriente de reja, aumenta también la caída de tensión en la resistencia R, aumentando la polarización negativa, disminuyendo la excitación (zona S). En conclusión está variando la polarización de la reja según la señal de modulación, entregando la excitación necesaria en el pico positivo de la modulación que es donde hace falta y evitando sobresaturar mucho en el pico negativo de la modulación, cuando no es necesario tanta excitación.

El capacitor C estabiliza la caída de tensión en la resistencia R, el valor de este capacitor se elige de modo tal que la variación de la tensión siga a la modulación, por lo que su capacidad se determina de tal manera que su reactancia  $X_c$  sea aproximadamente mayor o igual que  $2R$  para la máxima frecuencia de modulación, si esto se cumple, también se cumple con seguridad para menores frecuencias. El valor de la resistencia R se obtiene de acuerdo a las variaciones de tensión que se necesiten, dependiendo de las corrientes que estén involucradas.

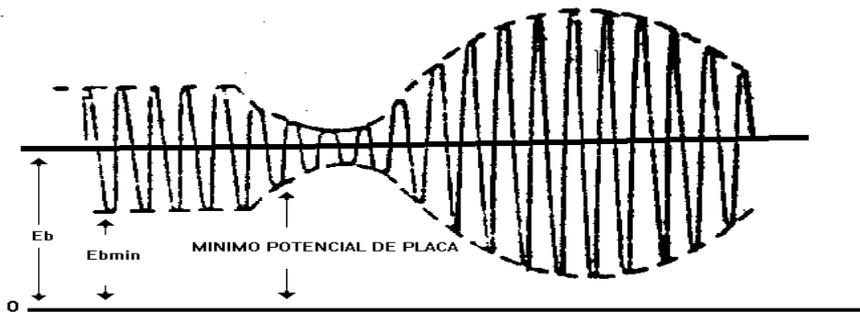
**Amplificador clase C modulado en reja control**

En este caso se superpone la modulación con la tensión de polarización de reja control, la gran ventaja de este tipo de modulación radica en la relativamente baja potencia de modulación y la desventaja radica en el pobre rendimiento que se puede obtener, un circuito básico sería el siguiente:



**FIG. N° 5-20**

El ajuste del amplificador clase C cuando se modula en reja control, es tal que en el pico positivo del ciclo de modulación, la válvula opera en las condiciones que corresponden con un amplificador clase C típico con un aceptable rendimiento de placa. El nivel de excitación de reja es menor que el necesario para saturar a la válvula, permitiendo que en el pico de modulación llegue a estar el amplificador ligeramente saturado, las formas de onda en la reja y en la placa se ven en las siguientes figuras:



**Fig. N° 5-21**

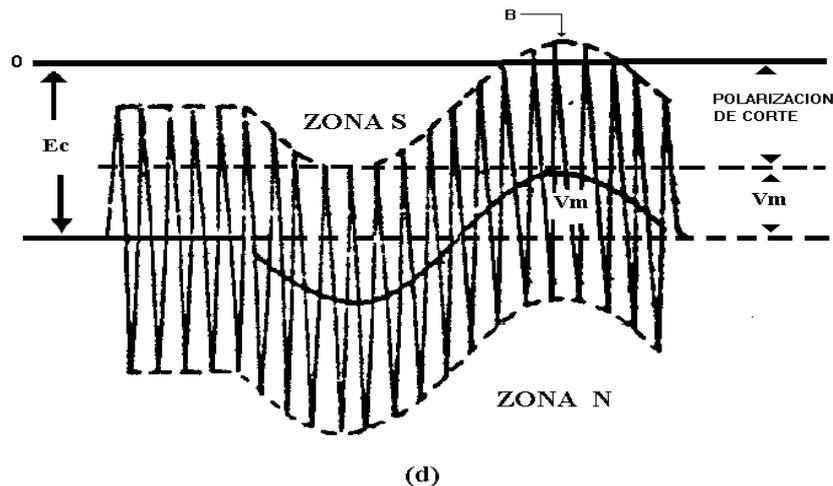


Fig. N° 5-22

El primer paso en el diseño del amplificador clase C modulado en rejilla, consiste en obtener las condiciones de funcionamiento en la cresta de modulación, esto se debe a que en la cresta de modulación este amplificador se comporta como el amplificador clase C sin modular convencional, ajustándose las tensiones de polarización, nivel de excitación, impedancias de carga, etc. Para obtener el nuevo nivel de polarización de rejilla se desplaza el nivel anterior de polarización hasta que la señal de salida de la válvula caiga a cero, al modular y en la cresta de modulación, la señal de excitación debe llegar al nivel máximo que corresponde con el amplificador clase C sin modular convencional, punto **B** en la Fig. N° 5-22. El valor de la tensión de polarización a utilizar será entonces el valor medio entre los valores determinados anteriormente.

El valor pico a pico de la tensión de modulación a utilizar para un 100% de modulación será igual a la diferencia entre el valor de polarización que produce salida cero y el que produce la salida de cresta. Como se ve en la Fig. N° 5-21, cuando no hay modulación la tensión  $E_{b_{\min}}$  es algo mayor que  $\frac{1}{2}$  de  $E_b$ , esto significa que la potencia de salida es  $\frac{1}{4}$  de la potencia que la misma válvula es capaz de entregar operando como simple amplificadora en clase C y la potencia en la cresta de modulación corresponde con la del amplificador clase C simple.

Esto último hace que el rendimiento de placa cuando no hay modulación es aproximadamente la mitad del correspondiente a la operación simple en clase C, esto se debe a que al no haber modulación el valor de la tensión  $E_{b_{\min}}$  es grande y la potencia de salida es 4 veces menor, disipando mucha potencia la placa, esto se ve en la Fig. N° 5-21. Además la potencia que disipa la placa es mayor cuando no hay modulación que cuando si existe.

Si se compara el amplificador clase C modulado en placa con el modulado en rejilla, se observa que el rendimiento del primero es mucho mayor al igual que la potencia de salida que el segundo, para una misma válvula, pero el segundo requiere una potencia de modulación mucho menor que el primero. La linealidad de la modulación es mayor en un amplificador modulado en placa que en un modulado en rejilla, esto se debe a la tendencia que existe en la modulación en rejilla a aplanarse las crestas positivas, debido a la imperfecta regulación en la tensión de excitación de RF. Para mantener una linealidad razonable es conveniente que la tensión de rejilla no sea llevada a un valor positivo mayor que el estrictamente necesario y se debe tratar de que las tensiones de excitación y de modulación posean la mayor regulación posible.

El uso de este tipo de amplificadores se limita exclusivamente a amplificadores de Televisión, debido a que en estos la modulación se realiza en banda ancha, lo que resultaría en un amplificador modulator muy costoso si se modulara en placa.

**Doble Banda Lateral con Portadora Suprimida ( DBL - PS)**

Como ya se vio, en los sistemas de modulación en amplitud, cuando se modula con un único tono, la señal de salida se compone de una portadora y un par de bandas laterales, si de alguna forma se elimina la portadora y se dejan solamente las dos bandas laterales, se obtiene un sistema de **Doble Banda Lateral con Portadora Suprimida**. Para conseguir esto se utilizan circuitos especiales llamados Moduladores balanceados. Como se vio la señal de salida de un modulador de AM es la siguiente:

$$F(t) = V_c ( 1 + m_a \cos w_m t ) \cos w_c t$$

y efectuando el producto se obtiene:

$$F(t) = V_c \cos w_c t + V_c m_a \cos w_m t \cos w_c t$$

$$F(t) = V_c \cos w_c t + (V_c m_a / 2) [ \cos ( w_c + w_m ) t + \cos ( w_c - w_m ) t ]$$

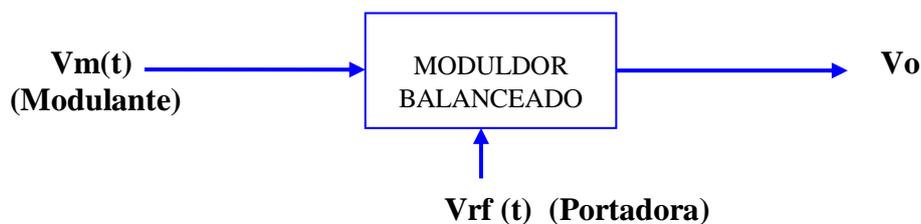
si el modulador suprime la portadora, la señal de salida será la siguiente:

$$F(t) = K [ \cos ( w_c + w_m ) t + \cos ( w_c - w_m ) t ]$$

En la ecuación anterior los dos términos que aparecen son las bandas laterales superior e inferior, este proceso se puede obtener utilizando moduladores balanceados.

**Moduladores balanceados**

Este es un dispositivo que presenta dos terminales de entrada y uno de salida, por un terminal ingresa la modulación y por el otro terminal la portadora de RF, en la salida se obtiene la señal de doble banda lateral con portadora suprimida (**DBL-PS**), justamente el modulador balanceado tiene como función primordial suprimir la portadora, esto se ve en la figura siguiente:

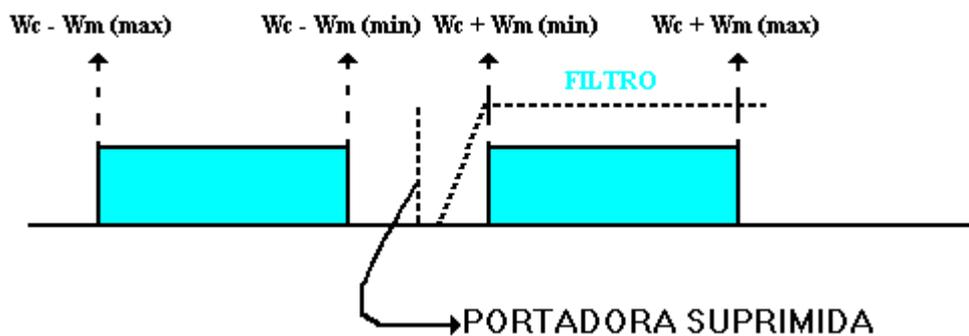


**Fig. N° 5-23**

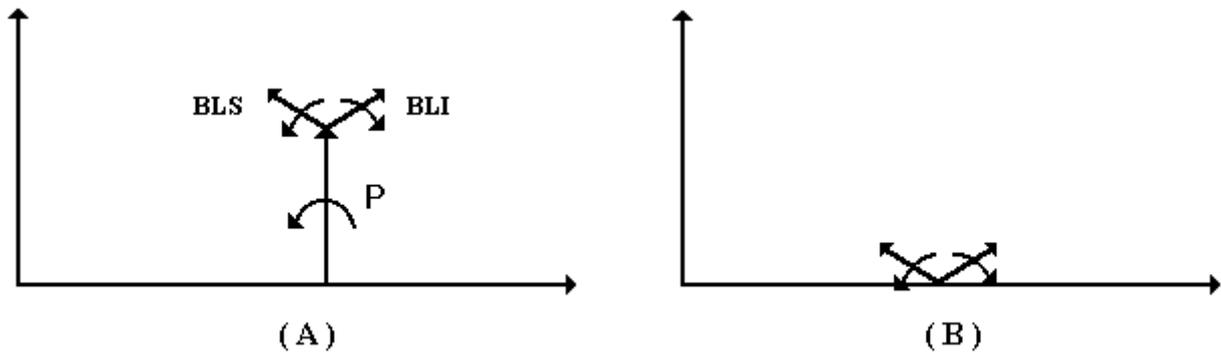
Una diferencia importante respecto al sistema de AM radica en que en AM se modula en la etapa de salida, en el circuito de placa de la etapa de potencia de RF, en cambio en un sistema de DBL-PS la modulación se realiza siempre en bajo nivel, esto es con pequeña señal, esto significa que se genera la señal de DBL-PS y luego se la traslada en frecuencia y amplifica a fin de ser transmitida, esto hace que los circuitos que se utilicen a continuación, inclusive los amplificadores de potencia, tengan que ser amplificadores lineales, no pudiendo utilizarse amplificadores clase C, en este caso, como la señal ya está modulada, es decir, ya contiene información, el amplificador clase C introduciría una distorsión importante a la modulación, por esto se utilizan amplificadores de potencia lineales clase B o clase AB, en la actualidad se utilizan amplificadores transistorizados en la configuración PUSH-PULL. La señal de salida del modulador balanceado será entonces la siguiente:

$$F(t) = +0,5 V_c m_a [\cos(\omega_c + \omega_m)t + \cos(\omega_c - \omega_m)t]$$

Esta es la señal de doble banda lateral con portadora suprimida (DBL-PS), el ancho de banda de esta señal es igual que el que corresponde al de AM, esto se ve en la gráfica de la figura N° 5-24, en esta si se modula con una señal de telefonía, con una frecuencia de modulación máxima de 3 KHz y una mínima de 300 Hz, el ancho de banda será de 6 KHz y la banda de resguardo entre las dos bandas laterales es de 600 Hz, este sería el espacio de que se dispone para eliminar a una de las bandas laterales, en el caso de generar banda lateral única (BLU). Si se modula con un único tono, en el caso de AM, los versores se ubicarían como se ve en la figura 5-25a, pero para DBL-PS no se dispone de la portadora, solo están presente los dos versores girando en sentido opuesto, como se ve en la figura N° 5-25 b.

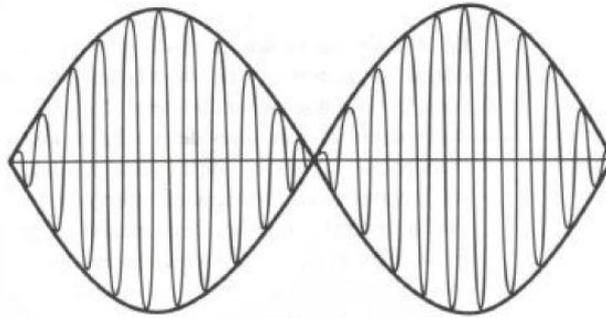


**Fig. N° 5-24**

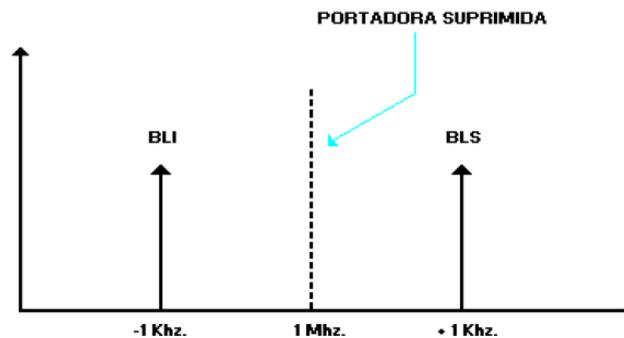


**Fig. N° 5-25**

La gran ventaja de este sistema de modulación radica en el hecho de que no se invierte potencia en irradiar la portadora, se debe tener en cuenta que la portadora no lleva información. El ancho de banda como ya se dijo es el mismo que para AM. Una desventaja de este sistema radica en que al faltarle la portadora no se puede recuperar la información en el receptor utilizando un simple detector de AM, para este caso el detector es más complicado, debiendo reinyectarse la portadora en el receptor al demodular. La forma de onda de salida del modulador que se vería en un osciloscopio cuando se modula con un único tono es la siguiente:

**Fig. N° 5-26**

Este tipo de señal es el típico que se ve siempre que se tiene presente dos tonos de distinta frecuencia, como sería el caso de una señal de DBL-PS, en este caso los dos tonos serían:  $\cos(\omega_c + \omega_m)t$  y el otro  $\cos(\omega_c - \omega_m)t$ . Por ejemplo: Si  $f_m = 1 \text{ KHz}$  y  $f_c = 1 \text{ Mhz}$  en un analizador de espectros se vería:

**Fig. N° 5-27**

Los circuitos a utilizar como moduladores balanceados, básicamente pueden ser de dos tipos:

- A** - Moduladores de simple balance
- B** - Moduladores de doble balance

Concretamente la diferencia entre un modulador balanceado de simple balance y uno de doble balance radica en el hecho de que en el de simple balance obtengo en la salida una señal compuesta por las dos bandas laterales y una muestra de la señal modulante  $V_m(t)$  con la portadora suprimida. En el modulador de doble balance la señal de salida se compone únicamente de las dos bandas laterales, estando suprimidas las dos señales de entrada, modulante y radio frecuencia. La señal de salida que se vería con un osciloscopio a la salida de un modulador de simple balance se ve en la figura siguiente:

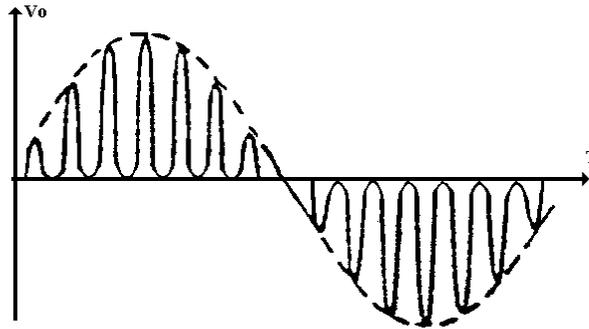


Fig. N° 5-28

### Modulador de doble Balance con Diodos

Los moduladores de doble balance presentan en la salida una supresión de la portadora y de la modulante, existen diversos circuitos que pueden funcionar como moduladores doblemente balanceados, uno muy utilizado es el que se ve a continuación:

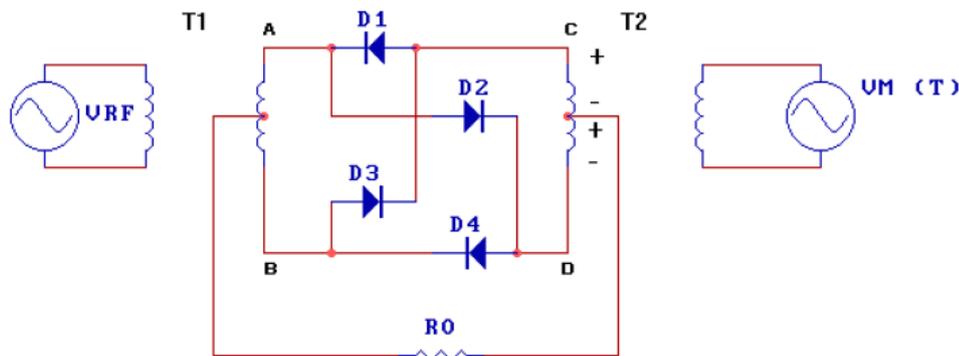


Fig. N° 5-29

### Descripción:

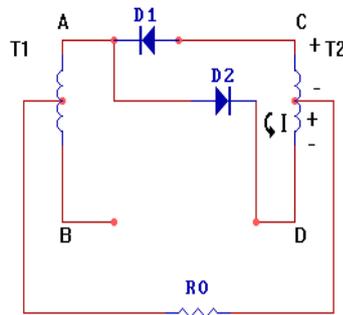
El circuito utiliza dos transformadores (**T1** y **T2**) con punto medio y un sistema con cuatro diodos que deben presentar características idénticas. En este caso en la salida no tengo presente ninguna componente ni de RF, ni de  $V_m$ . Para que eso ocurra es imprescindible el equilibrio de todo el sistema. Es decir que los cuatro diodos sean exactamente iguales y que los transformadores tengan el punto medio justo en el centro. Este esquema es muy utilizado como modulador de doble balance o lo que es lo mismo como mezclador balanceado. Se los puede construir o se los puede adquirir ya encapsulados en forma comercial, el ancho de banda que presentan suele ser grande, por ejemplo en algunos casos van desde 0 a 500 Mhz o desde 0 a 1 Ghz. Además de utilizarse en equipos de radio, se los suele utilizar en analizadores de espectro, en las etapas de entrada.

### Funcionamiento:

Para un funcionamiento adecuado, se suele hacer la amplitud de la portadora varias veces mayor que la amplitud de la señal modulante, de esta forma se logra que la portadora controle la conducción de los cuatro diodos conmutadores.

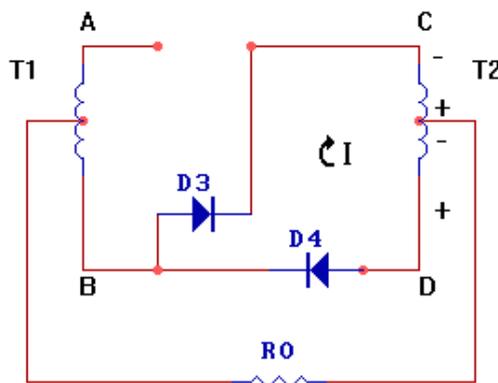
Supongamos que la señal de RF no está presente y que el nivel de la señal de modulación  $V_m(t)$  es lo suficientemente grande como para llevar a la conducción de los diodos D1 a D4, si  $V_m(t)$  en un determinado momento presenta una polaridad positiva-negativa como se ve

en la figura N° 5-30, esto hace al punto **C** positivo respecto del punto **D**, entonces los diodos **D1** - **D2** quedan polarizados en sentido directo, comportándose como un cortocircuito, los diodos **D3** - **D4** quedan polarizados en sentido inverso, presentando alta impedancia (circuito abierto), esto se ve en la figura siguiente:



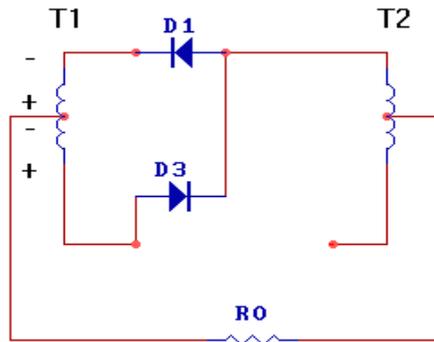
**Fig. N° 5-30**

Se produce la circulación de una corriente debido exclusivamente a  $V_m(t)$ , la que circula por los diodos **D1** - **D2**, esta corriente circula por el secundario del transformador **T2**, no circulando por **T1** ni por la resistencia de carga **R0**. Esto hace que en la salida no exista ninguna muestra de  $V_m(t)$ . Si se invierte la polaridad de  $V_m(t)$ , entonces conducirán los diodos **D3** - **D4** y no conducirán los diodos **D1** - **D2**, al igual que en caso anterior esta corriente circulara por el secundario del transformador **T2**, no circulando por la carga, no apareciendo ninguna muestra de  $V_m(t)$  en la carga. Esto se ve en la figura siguiente:

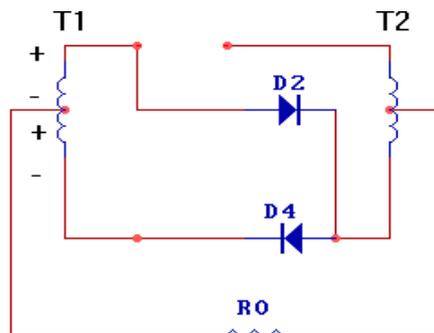


**Fig. N° 5-31**

Suponemos ahora que  $V_m(t) = 0$  y está presente solamente la señal de RF, según la polaridad de entrada de esta, la corriente producida por la RF circulará por los diodos **D1** - **D3** o por los diodos **D2** - **D4**, esto se ve en los circuitos de la figura N° 5-32 y N° 5-33 a continuación:



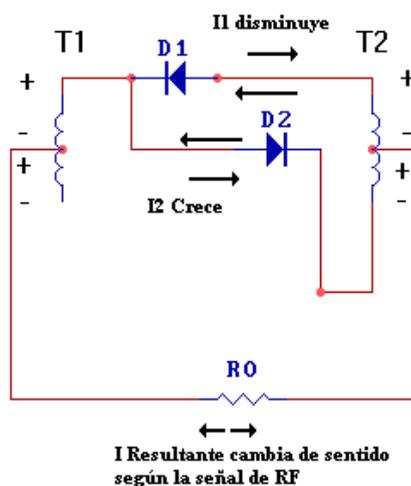
**Fig. N° 5-32**



**Fig. N° 5-33**

En ambas figuras no circula corriente de RF por la resistencia de carga  $R_0$ , por lo tanto no tengo muestras de la señal de RF en la salida. Tampoco tengo muestras de la señal de RF en el primario del transformador T2, por lo que no aparece RF en el puerto de  $V_m(t)$ .

Supongamos ahora que tengo presente la señal  $V_m(t)$  simultáneamente con la señal de RF, con las polaridades indicadas en la siguiente figura:

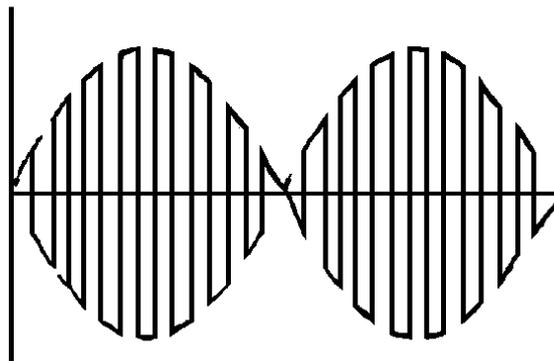


**Fig. N° 5-34**

Si el nivel de la señal  $V_m(t)$  es el encargado de comandar la conducción de los diodos D1 a D4, con una polaridad determinada circularán las corrientes  $i_1$  e  $i_2$  por los diodos D1 y D2 respectivamente, la componente de RF con la polaridad indicada provocará variaciones en las

corrientes  $i_1$  e  $i_2$ , haciendo disminuir a la primera y crecer a la segunda en la misma proporción, el resultado es que aparece una corriente que circula por la carga, que no es ni RF ni  $V_m(t)$ , sino la resultante de estas dos aplicada a los diodos, en cuyas alinealidades se generaran las componentes no presentes en las entradas (componentes suma y diferencia).

Como la señal  $V_m(t)$  es la de menor frecuencia, su variación es mucho más lenta que la de la señal RF, esto significa que mientras  $V_m(t)$  varia en un sentido la señal de RF invierte su polaridad una gran cantidad de veces, esto hace que la corriente en la carga también invierta el sentido de su circulación gran cantidad de veces. La forma de onda que obtendremos en la carga se ve en la gráfica siguiente:

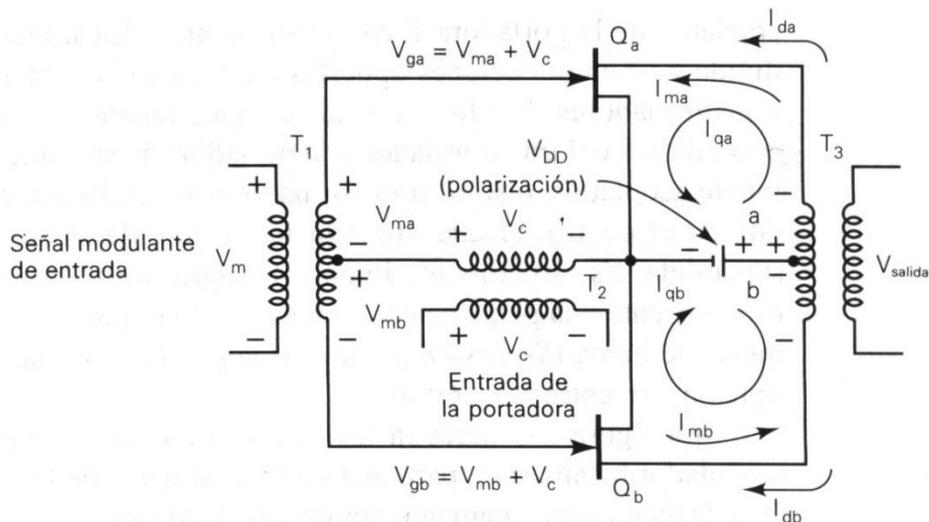


**Fig. N° 5-35**

Con este tipo de moduladores balanceados se pueden obtener supresiones de portadora del orden de 40 dB a 60 dB, con pérdidas de inserción del orden de 6 dB, dependiendo esto de la homogeneidad de los diodos y de la calidad de los transformadores (balance, pérdidas, etc.). Algunos fabricantes proveen moduladores balanceados de este tipo con grandes prestaciones de ancho de banda, aislación entre puertos, estabilidad de funcionamiento, tamaño, encapsulados normalizados, bajo costo, etc.

### **Modulador Balanceado con FET**

Los transistores Fet son especialmente aptos para este uso debido a que presentan una ley de variación cuadrática, por esto generarán solo productos de segundo orden. El modulador balanceado con Fet es similar a un amplificador push-pull pero con dos terminales de entrada, por uno ingresa la portadora y por el otro ingresa la modulante, un esquema se puede ver en la siguiente gráfica:

**Fig. N° 5-36****Funcionamiento:**

La portadora se aplica en forma simultánea y en fase a las compuertas de los Fet, por lo que aparecerán en la salida también en fase, las corrientes que producen los Fet en el primario del transformador  $T_3$  están  $180^\circ$  fuera de fase por lo que se cancelan, no apareciendo en la salida. La señal modulante se aplica a las compuertas de los Fet en forma simultánea pero desfasada  $180^\circ$  una de otra, esto provocará una variación en las corrientes de ambos Fet, resultando en un incremento en la corriente de drenaje de uno de los Fet y una reducción en la corriente de drenaje del otro, este desequilibrio en la corriente que circula por cada rama del bobinado primario de  $T_3$ , incluye además de las componentes portadora y modulante, el producto de estas dos, lo que genera las dos bandas laterales, que finalmente aparecen en la salida.

El transformador  $T_1$  opera en audio frecuencia mientras que los transformadores  $T_2$  y  $T_3$  son de radiofrecuencia, por esto cualquier componente de audio que aparece en el primario del transformador  $T_3$  no es transferido a la salida. Para obtener gran rechazo de la portadora los transistores deben estar apareados y punto medio del transformador  $T_3$  perfectamente centrado, la atenuación de portadora que se puede obtener es del orden de 40 a 60 dB.

**Modulador Balanceado con CI MC1496**

Estos circuitos integrados se fabrican especialmente para funcionar como un modulador balanceado de doble balance de altas prestaciones. Básicamente se compone de una serie de amplificadores diferenciales que provocan una gran atenuación de la portadora y la modulante en la salida. Internamente los circuitos más importantes que utiliza para este fin, se ven en la siguiente gráfica:

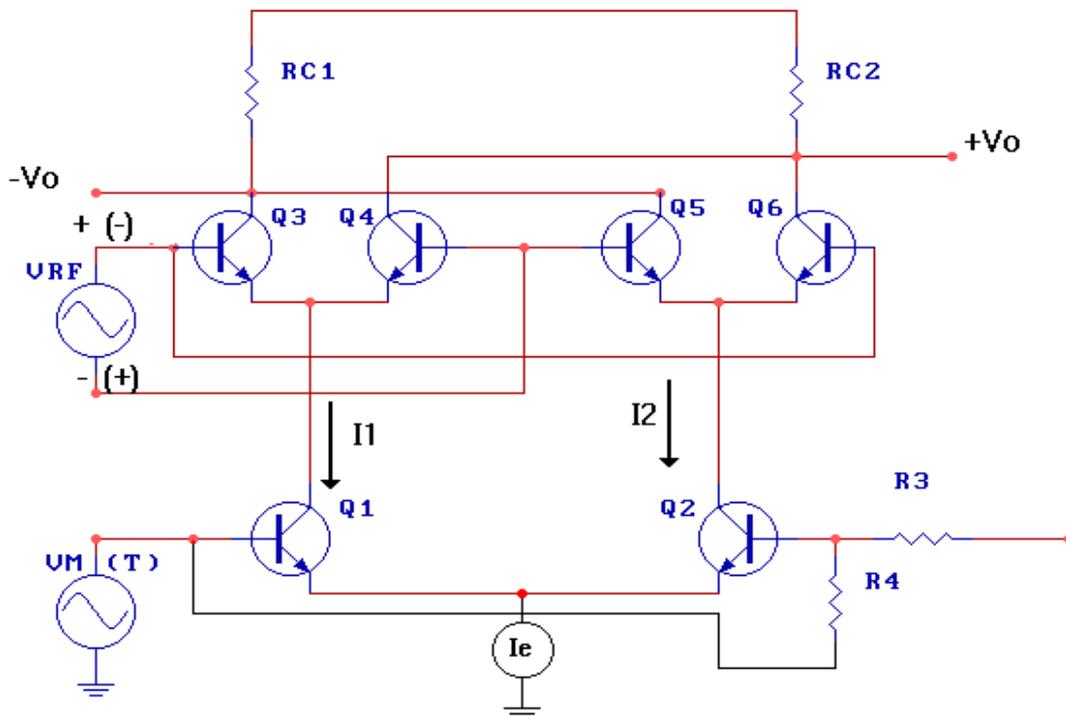


Fig. N° 5-37

### Funcionamiento

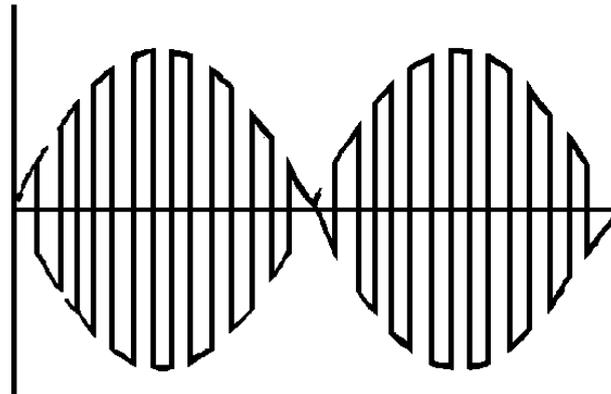
Presenta dos terminales de salida en los cuales se obtiene la misma señal pero desfasada  $180^\circ$  una de otra. Presenta dos terminales de entrada para la señal de RF, pudiendo entrar con la señal por cualquiera de ellos, según como ingrese esta señal ingresará en fase o no. Posee además otros dos terminales por donde se ingresa con la señal de modulación  $V_m(t)$ , pudiendo ingresar con  $V_m(t)$  por cualquiera de ellos, según que se desee introducir un desfase a esta señal o no. Se dispone de un generador de corriente constante que controla la corriente que circula por los transistores  $Q_1$  y  $Q_2$ , de manera que si una crece la otra decrece en la misma proporción. La tensión  $V_m(t)$  debe tener un nivel lo suficientemente grande como para llevar a la conducción a los transistores  $Q_1$  y  $Q_2$ , el nivel de tensión de la señal de RF debe ser lo suficientemente grande para llevar a la conducción a los transistores  $Q_3$ ,  $Q_4$ ,  $Q_5$  y  $Q_6$ . Si la señal  $V_m(t) = 0$ , los transistores  $Q_1$  y  $Q_2$  estarán cortados, no apareciendo ninguna señal en la salida. De igual forma si la señal de RF = 0 o no tiene un nivel suficiente, los transistores  $Q_3$ ,  $Q_4$ ,  $Q_5$  y  $Q_6$  estarán también cortados, por lo que tampoco tengo señal de salida. La única forma de obtener una señal de salida es que estén presentes las dos señales de entrada y con nivel lo suficientemente grande.

Supongamos que  $V_m(t)$  está creciendo, entonces la corriente  $i_1$  también crece, si la señal de RF está en la polaridad positivo-negativo, entonces los transistores  $Q_3$  y  $Q_6$  conducirán y  $Q_4$  y  $Q_5$  estarán cortados. Esto significa que la corriente  $i_1$  circulará por el transistor  $Q_3$  y por la resistencia de carga  $R_{c1}$ , produciendo una mayor caída de tensión en  $R_{c1}$  lo que provoca una disminución de la tensión en el colector de  $Q_3$ .

Simultáneamente la corriente  $i_2$  decrecerá en la misma proporción que creció la corriente  $i_1$ , esta corriente circulará por el transistor  $Q_6$  y la resistencia de carga  $R_{c2}$ , al disminuir esta corriente disminuye la caída de tensión en la resistencia  $R_{c2}$ , provocando un aumento en la tensión de colector del transistor  $Q_6$ , es decir que existe un desfase de  $180^\circ$  entre las dos tensiones de salida. Si se invierte la polaridad de la tensión de RF, se cortaran los transistores  $Q_6$  y  $Q_3$ , comenzando a conducir los transistores  $Q_4$  y  $Q_5$ , en este caso  $i_1$  circulará por  $Q_4$  y  $R_{c2}$ , enton-

ces la tensión en el colector de  $Q_6$  que estaba creciendo ahora comienza a decrecer. Análogamente la corriente  $i_2$  deja de circular por  $Q_6$ , circulando ahora por  $Q_5$  y  $R_{c1}$  provocando un aumento de la tensión en el colector de  $Q_3$ . El resultado de esto es que a la salida se obtiene una tensión que varía de acuerdo con las variaciones de la señal de RF, mientras  $V_m(t)$  se modifica lentamente.

Este tipo de modulador balanceado presenta una supresión de portadora del orden de 60 dB si se lo trabaja en baja frecuencia (1 o 2 Mhz), si se lo trabaja con frecuencias del orden de 100 Mhz la supresión de portadora es del orden de 40 a 50 dB. Este CI posee además un elemento de control que me permite equilibrar los diferenciales a fin de ajustar la supresión de portadora, logrando de esta forma las atenuaciones indicadas. La forma de onda de salida se puede ver en la siguiente figura:

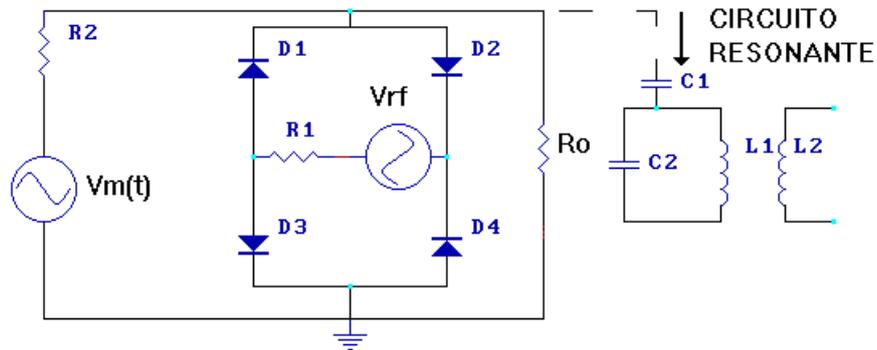


**Fig. N° 5-38**



**Fig. N° 5-39**

**Modulador de Simple Balance:**

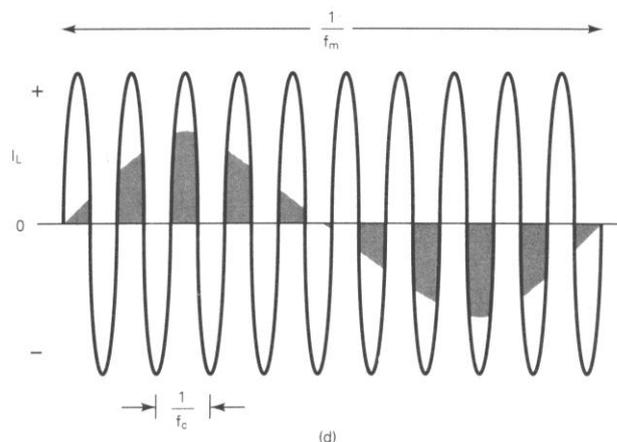


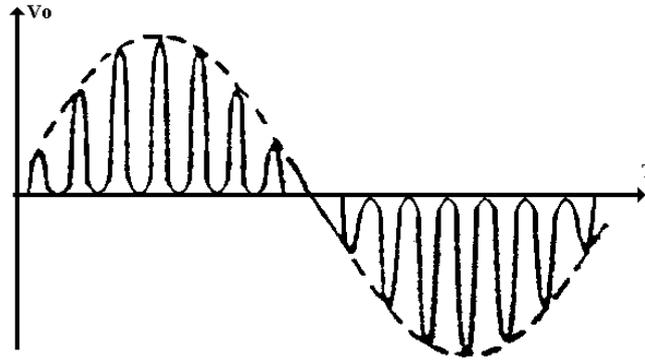
**Fig. N° 5-40**

La señal de RF debe tener nivel suficiente para controlar la conducción de los diodos. Si no existe señal de modulación  $V_m(t)$ , la señal de RF provocará que los terminales cambien de polaridad en forma alterna, esto es (+, -) ó (-, +). Cuando sea (+, -) quedarán polarizados en sentido directo los diodos D1, D2, D3 y D4, en esta condición los diodos presentarán un cortocircuito a la señal de RF, no obteniéndose en la salida señal de RF. Cuando la polaridad se invierte (-, +), los diodos se polarizan en sentido inverso, no circulando corriente por estos, no obteniéndose tampoco señal de salida de RF en la resistencia de carga  $R_o$ .

Si existe señal de modulación  $V_m(t)$  y no de RF, se obtendrá en la salida una muestra de esta señal. Es importante aclarar que el nivel de  $V_m(t)$  no debe ser capaz de llevar a conducción a los diodos porque se produciría un recorte de esta, distorsionándose la señal de modulación.

Al tener presente las dos señales, se debe tener en cuenta que  $V_m(t)$  varía lentamente respecto de la señal de RF, de esta forma mientras  $V_m(t)$  está creciendo, la señal de RF cambia de polaridad un gran número de veces, de tal forma que cuando presenta la polaridad (-, +) los diodos no conducen, apareciendo en la salida ( $R_o$ ) una muestra de  $V_m(t)$  creciendo muy lentamente, cuando se invierte la polaridad de RF (+, -), los diodos entran en conducción poniendo el terminal de salida en cortocircuito por lo que no aparece señal en la salida. Al invertirse nuevamente la señal de RF vuelve a aparecer  $V_m(t)$  a la salida y así sucesivamente, obteniéndose la forma de salida indicada en la figura siguiente:



**Fig. N° 5-41**

Las corrientes que circulan por los diodos cuando la señal de RF los lleva a conducción, se desequilibra debido a la presencia de la señal  $V_m(t)$ , variando esta corriente de un diodo a otro y al reaccionar entre sí estas corrientes provoca la aparición de las componentes suma y diferencia, esto es las Bandas Laterales. La muestra de la señal  $V_m(t)$  que aparece en la salida, espectralmente esta muy alejada de las bandas laterales, por esto es fácilmente eliminada mediante la utilización en la salida de un circuito resonante sintonizado a la frecuencia de portadora, de esta forma  $V_m(t)$  es derivada a tierra por este, obteniéndose en la salida  $R_o$  únicamente las dos bandas laterales, al igual que con un modulador de doble balance.

Con este tipo de moduladores se puede obtener una supresión de portadora del orden de los 30 a 40 dB, para esto deberán ser los diodos exactamente iguales. Preferentemente se utilizan diodos integrados en una sola cápsula que garantiza su igualdad.

### **BANDA LATERAL ÚNICA (BLU)**

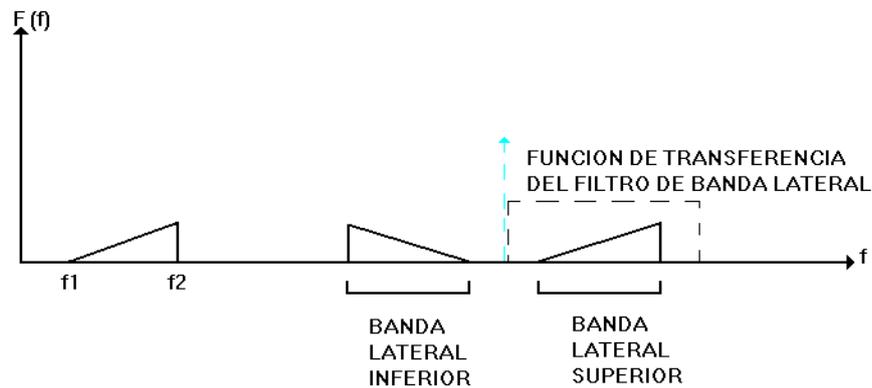
Como ya se vio, en un sistema de modulación en amplitud la portadora no transporta ninguna información, además las dos bandas laterales transportan la misma información. Esto significa que se puede suprimir la portadora y una de las bandas laterales, transmitiéndose solamente una banda lateral (BLU). Esto nos permite obtener un importante ahorro de energía ya que la potencia a transmitir es mucho menor y además se obtiene un mayor aprovechamiento del espectro ya que el ancho de banda es el 50% que el que corresponde a AM. La generación de una señal de BLU es un proceso relativamente complicado que requiere del uso de circuitos y componentes especiales. La recepción de estas señales también es algo más complicado que la recepción de señales de AM, requiriendo de filtros y un demodulador especial.

Básicamente se dispone de tres métodos para generar señales de BLU:

- 1- Método del Filtrado
- 2- Método del Defasaje
- 3- Tercer método

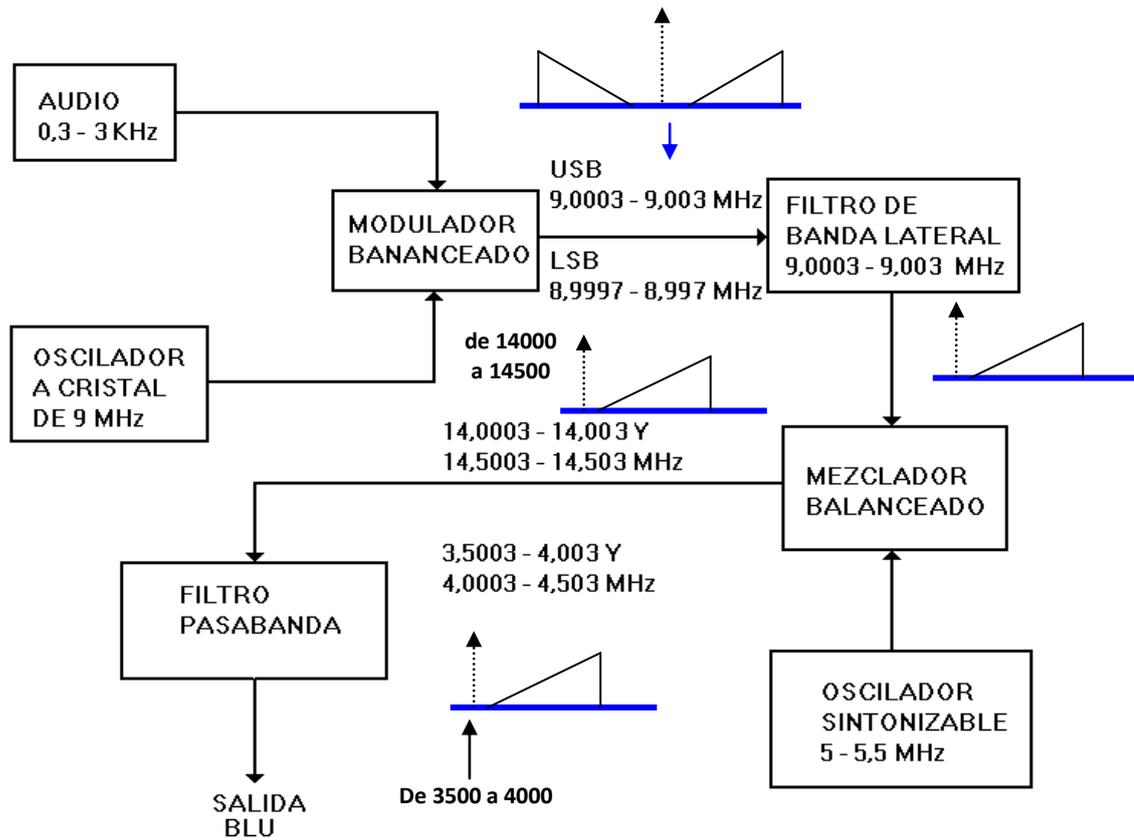
#### **Método de filtrado:**

En este método, se obtiene la señal de doble banda lateral (DSB-SC) utilizando un modulador balanceado, de las dos bandas laterales obtenidas se elimina una de ellas mediante el uso de un filtro pasa-banda de corte pronunciado, ver figuras N° 5-42 y 5-43. El filtro que elimina la banda lateral indeseada debe presentar una gran pendiente, esto se debe a que debe atenuar como mínimo 40 dB la banda lateral indeseada, disponiendo de una banda de resguardo de 600 Hz entre las dos bandas. La figura 5-42 muestra el espectro de la onda moduladora de banda base con un rango de frecuencia que va de  $f_1$  a  $f_2$ , el espectro de banda lateral doble alrededor de la portadora (suprimida) en  $f_c$  y la función de transferencia de filtro deseada.

**Fig. N° 5-42**

Para transmisión de telefonía, la frecuencia de banda base más baja es de 300 Hz, por consiguiente, el filtro de banda lateral debe cortar en un intervalo de 600 Hz. Cuanto mayor es la frecuencia de la portadora, el intervalo de corte se hace porcentualmente menor, en consecuencia, se requiere un filtro más complicado con características de corte más aguda. En la medida que se incremente la agudeza del corte, el filtro introduce más distorsión de fase y amplitud, en la porción de la señal transmitida cerca de la región de corte. Esta distorsión aparece en la señal demodulada por el receptor, aunque generalmente no se percibe en la transmisión de voz de canal único. Se dispone de filtros de cristal multipolares con características de corte agudo, para usarse como filtros de banda lateral, estos operan en distintas frecuencias y en algunas oportunidades relativamente elevadas.

La figura 5-43 muestra un sistema de banda lateral única de frecuencia variable dentro de un cierto rango. Este utiliza un oscilador de cristal de 9 Mhz y un modulador balanceado para generar dos bandas laterales, como se ilustra. Un filtro de banda base de cristal rechaza la banda lateral inferior, mientras que la superior se inyecta a un mezclador balanceado, junto con una señal entre 5 a 5,5 Mhz, procedente de un oscilador sintonizable. De este modo, la banda base superior procedente del mezclador cubre la banda de 14 a 14.5 Mhz, la banda resultante inferior está lo suficientemente alejada, como para que un filtro pasa-banda sintonizado de simple construcción sea suficiente para permitir el paso de la banda lateral deseada y rechazar la banda indeseada y los armónicos producidos por el mezclador.

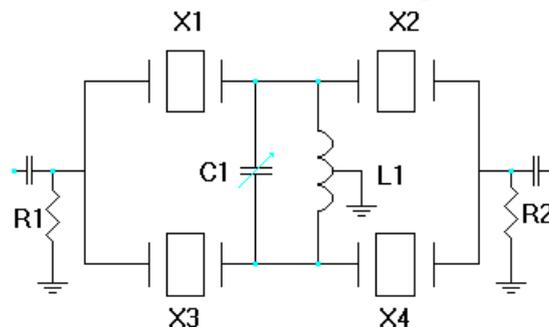


(a) MODULADOR DE ALTA FRECUENCIA

**Fig. N° 5-43**

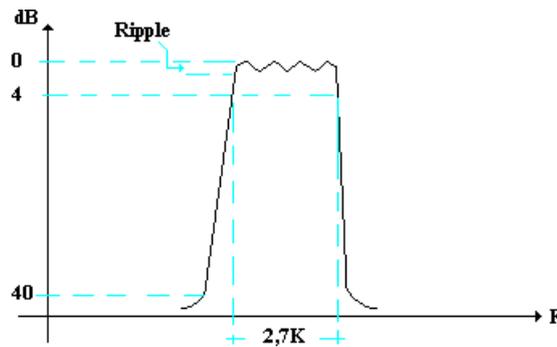
Se pueden utilizar distintos tipos de filtros para eliminar la banda lateral indeseada, los primeros filtros utilizados fueron filtros mecánicos, estos trabajan en baja frecuencia, los más comunes son filtros de 250 KHz. y de 455 KHz. En la actualidad la mayoría de los filtros utilizados son a cristal, los que se los construye para trabajar a frecuencias relativamente altas (1.650 KHz. - 2.000 KHz. - 5.000 KHz. - 9.000 KHz. - etc.). Estos filtros se los construye para atenuaciones de la banda lateral indeseada que van de 40 a 60 dB.

**Filtro a Cristal:** Estos filtros pasa banda utilizan una red de cristales para obtener el rechazo de banda lateral indeseada necesario, existen distintas configuraciones para este filtro, un filtro típico muy utilizado que proporciona 40 dB de atenuación se puede ver en la siguiente figura:



**Fig. N° 5-44**

El valor de las resistencias R1 y R2 se selecciona de forma de mantener mínimo el ripple en el centro de la banda pasante, el fabricante indica normalmente el ripple máximo que presenta el filtro y el valor de las impedancias de entrada y salida necesarias para mantener bajo el mismo. El capacitor variable C1 se ajusta para obtener una respuesta simétrica. La frecuencia de los cristales depende de la frecuencia central del filtro, normalmente X1 y X2 son de igual frecuencia al igual que X3 y X4, existiendo una diferencia X1-X2 a X3-X4 de aproximadamente 1,5 KHz. La característica de banda pasante de un filtro como el anterior se ve a continuación:



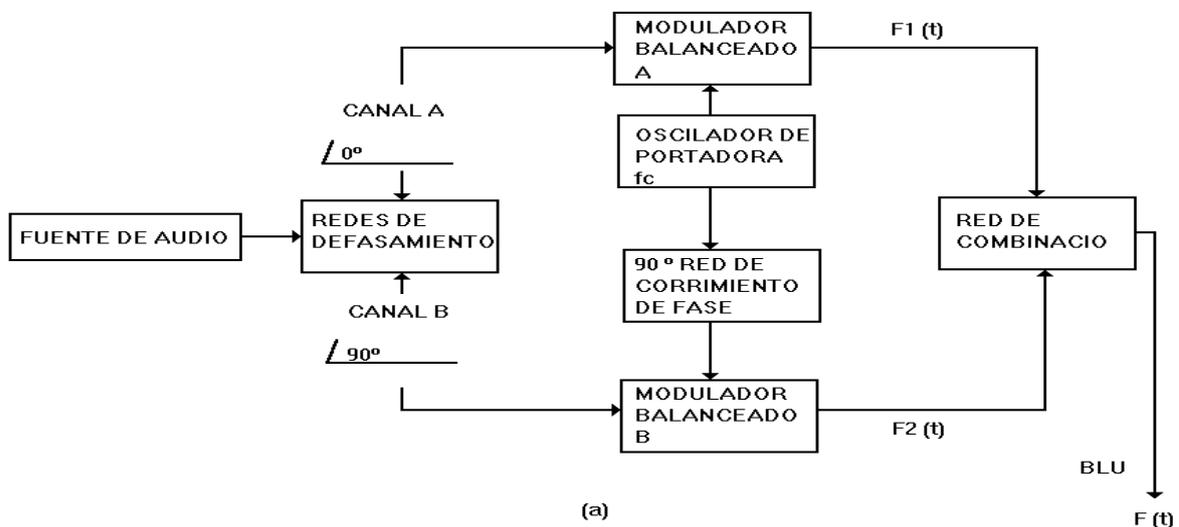
**Fig. N° 5-45**

**APENDICE 1 – Otros métodos**

**1 - Método de Desfasaje:**

La necesidad de disponer de un filtro caro de corte pronunciado se evita con el sistema mostrado en la figura siguiente. La señal de audio se inyecta a una red de desfasaje que presenta dos terminales de salida cuyas señales son de igual amplitud, pero sus fases difieren en 90° para toda la gama de frecuencias dentro del canal audio. Se dispone de un oscilador de portadora que también presenta dos salidas de igual amplitud pero con un corrimiento de fase de 90° una de otra. Si se satisfacen exactamente los requerimientos de fase y si son idénticos los moduladores balanceados utilizados, las salidas combinadas se cancelan para una banda lateral y se suman para la otra.

La dificultad de este sistema radica en la necesidad de producción de dos señales de audio que difieran en fase 90° exactamente dentro de todo el rango de audio. Como no hay un circuito que pueda producir un corrimiento de 90° en un canal para todas las frecuencias, es menester diseñar dos redes de paso global con corrimiento de fase que difieran en 90° dentro del rango que interesa, como muestra la figura Siguiente.



**Fig. N° 5 - 46**

donde será:

$$F1(t) = K [ \cos ( \omega_c + \omega_m ) t + \cos ( \omega_c - \omega_m ) t ]$$

$$F2(t) = K [ \cos ( \omega_c + \omega_m + 180^\circ ) t + \cos ( \omega_c - \omega_m ) t ]$$

la señal de salida será:

$$F(t) = K \cos ( \omega_c - \omega_m ) t$$

**2 - Tercer método:**

Este método fue desarrollado por D. K. Weaver en los años 50, este método no requiere del uso de filtros de corte brusco ni redes de diferencia de fase de 90° de banda ancha. En la figura siguiente se ve el diagrama en bloques que permite obtener **BLU** y las relaciones básicas involucradas. En el punto A la señal de audio  $V_m(t)$  se supone con forma cosenoidal con componente de frecuencia  $f_m$  dentro de la banda de 300 a 3300 Hz. La onda de audio se inyecta a los moduladores balanceados 1 y 2 con las componentes de cuadratura indicadas de una frecuencia de portadora  $\omega_0 = 2 \pi f_0$ , donde  $f_0$  se escoge de 1800 Hz, exactamente en el centro de la banda de audio. Las salidas resultantes de los moduladores en los puntos B y C consisten en dos

bandas de frecuencias: de 0 a 1500 y de 2100 a 5100 Hz, con una separación igual al doble de la frecuencia de audio más baja. De este modo, los filtros pasa-bajos pueden eliminar fácilmente la banda superior, permitiendo en pasaje de la banda que va de 0 a 1500 Hz.

Las componentes de salida de filtro en los puntos D y E se combinan en los moduladores balanceados 3 y 4, respectivamente, con señales en cuadratura procedentes de una fuente de frecuencia  $f_c$ , que es el centro de banda de la señal de banda lateral única final. Como se muestra en el diagrama, cuando la salida de los moduladores 3 y 4 en los puntos F y G se suman, se cancela un par de componentes y el otro par se suma para dar la onda BLU deseada. En el caso de balanceado impropio de los moduladores o de faseamiento de las señales en cuadratura, la banda lateral indeseada aparece en la misma banda de frecuencia que la deseada, sólo que invertida.

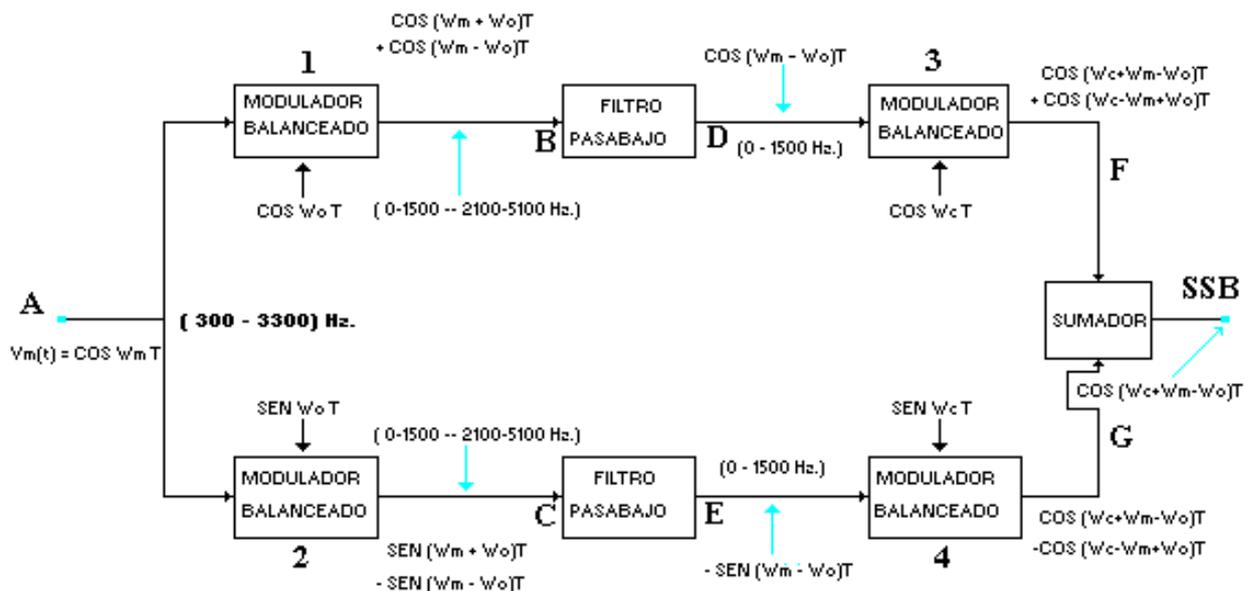


Fig. N° 5 - 47

**APENDICE 1 – Filtros Mecánicos**

**Filtros Mecánicos de Torsión:**

El filtro mecánico es un dispositivo muy utilizado en la generación de señales de BLU, su frecuencia de operación es relativamente baja, del orden de 60 a 600 KHz., con un ancho de banda comprendido entre el 0,05% y el 5%., con pérdidas de inserción del orden de 1 a 10 dB. Algunos parámetros típicos para un filtro de 455 KHz. son:

- Ancho de banda para 6 dB de atenuación: 2,1 KHz.
- Ancho de banda para 60 dB de atenuación: 5,3 KHz.
- Impedancia de acoplamiento:  $5 K\Omega \pm 2,25 K\Omega$
- Pérdida de Inserción: 9,5 dB
- Ripple máx. de la banda pasante: 3 dB
- Tensión de entrada: 2 Vrms máx.

La alta selectividad que presentan se logra mediante el uso de una serie de discos resonantes de aleación de níquel con un Q del orden de 8.000 a 12.000. Los Filtros mecánicos son eléctricamente y mecánicamente estables y resistentes al envejecimiento, averías y variaciones con cambios de temperatura extremos. Por ejemplo, el cambio de frecuencia de un Filtro Mecá-

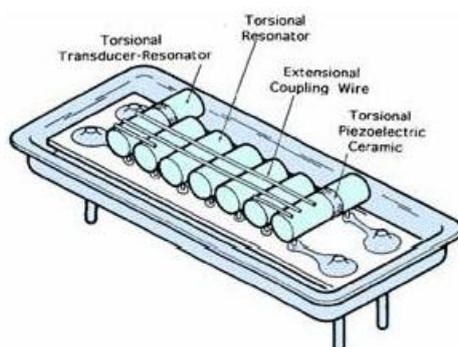
nico típico se mantiene entre 1.5 y 2 partes por el millón/°C en un rango de temperatura de – 25°C a +85°C. Los filtros mecánicos presentan una elevada resistencia al envejecimiento, en los ensayos de envejecimiento acelerado, en los cuales filtros de características estándar son sometidos a variaciones cíclicas entre 25°C y 90°C durante un periodo de ocho meses, el resultado es que la desviación máxima que exhiben resulta de menos de una parte por millón.

### Principios de Funcionamiento

Estos dispositivos son resonadores mecánicos, los que reciben energía eléctrica, la convierten en vibraciones mecánicas, filtran las frecuencias no deseadas y luego vuelve a convertir la energía de vibración mecánica en eléctrica. Los filtros mecánicos consisten en tres elementos básicos:

- Transductor de entrada salida: estos convierten las oscilaciones eléctricas en oscilaciones mecánicas y viceversa.
- Resonadores: son discos de metal que resuenan mecánicamente.
- Acopladores: son varas de acoplamiento que permiten que la señal llegue a los resonadores.

**Un esquema que permite ver internamente la construcción de un filtro mecánico se puede ver en la siguiente gráfica:**



**Fig. N° 5 – 48**

El transductor que convierte energía eléctrica en mecánica es un dispositivo basado en la propiedad que presentan ciertos materiales debido a la cual se alargan o acortan en presencia de un campo magnético. La señal eléctrica se aplica a través de una bobina cuyo núcleo lo constituye el material indicado anteriormente. De esta forma la oscilación eléctrica se convertirá en una oscilación mecánica, además el transductor provee también una terminación apropiada para aplicar esta vibración a la red mecánica compuesta por los resonadores de torsión.

En el circuito equivalente, cada disco de metal (resonadores de torsión) es representado por un circuito resonante paralelo, por lo que al aumentar el número de discos mejora la selectividad del filtro. La selectividad se especifica como el factor de forma, que es la relación entre el ancho de banda de 60 dB debajo de la cresta y el ancho de banda de 6 dB debajo de la cresta.

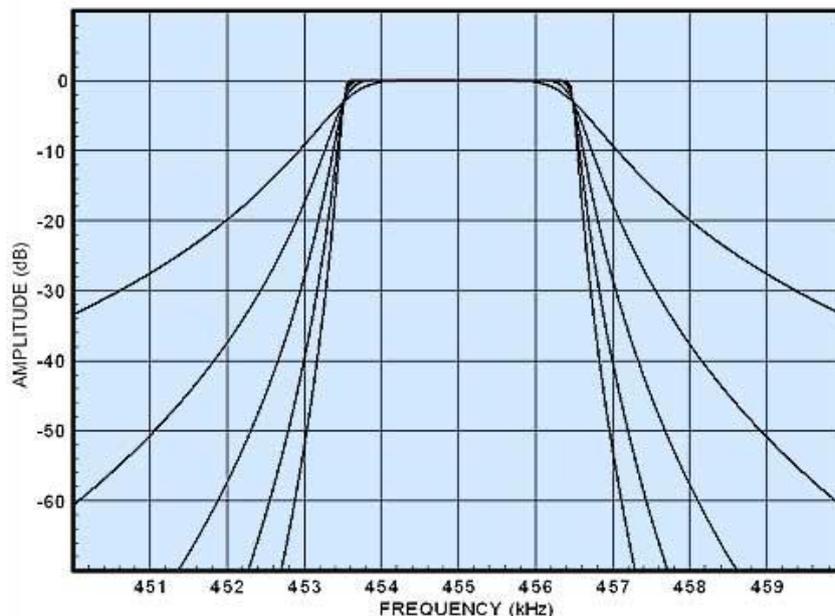
En el circuito equivalente, las varas que acoplan los discos, son representadas como inductores de acoplamiento. Variando el acoplamiento mecánico entre los discos, es decir, haciendo las varas de acoplamiento más grandes o más pequeñas, se varía el ancho de banda del Filtro. Dado que el ancho de banda varía aproximadamente con la superficie total del alambre de acoplamiento, los anchos de banda pueden ser aumentados usando varas de acoplamiento más grandes o mayor cantidad de ellas. Los anchos de banda disponibles van desde 500 Hz a 50 khz, aunque existen diseños especiales con anchos de banda tan estrechos como 300 Hz y tan anchos como 60 khz.

El uso de transductores de ferrita, reduce la pérdida de inserción y ripple en la banda pasante, mientras que el uso de varios tipos de filtros en cascada mejora la selectividad y reduce la microfónia.

Mediante el tratamiento térmico adecuado de los discos de aleación de níquel de los elementos resonantes, se logran coeficientes de temperatura tan bajos como una parte en un millón por el grado Centígrado en un rango de 100 °C.

### Selectividad

Los filtros mecánicos son construidos con un número de polos entre 2 y 12. La Selectividad es una función directa del número de polos y del tipo de diseño. La figura siguiente muestra la selectividad para un filtro tipo Chebyshev de .01 dB de ripple, en este caso con curvas para 3, 5, 7, 9 y 11 polos, El ancho de banda de 3 dB de todos ellos es de 3 khz.



**Fig. N° 5 – 49 (Diseño de 3, 5, 7, 9 y 11 polos)**

Un diseño distinto, según una función de Butterworth mejora su estabilidad pero reduce la selectividad. Para una estabilidad óptima, se utilizan en la mayoría de los filtros de más de tres polos, diseños que van de Butterworth a Chebyshev para .05 dB de ripple.

### Ripple

Los filtros se diseñan con modelos teóricos y con un ripple menor de .05 dB. El ripple real, debido a las variaciones del proceso de fabricación, será más alto. Un filtro económico típico tiene a temperatura ambiente un ripple menor que 1 dB. El valor del ripple incluyendo las variaciones provocadas por los cambios de temperatura se especifica de una forma conservadora como menos de 3 dB.

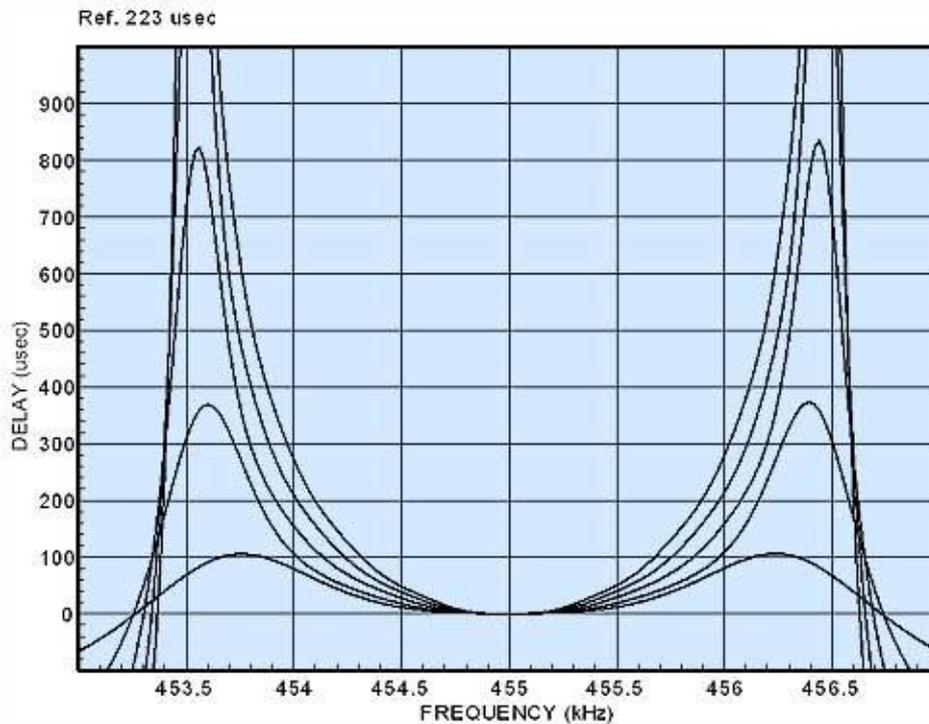
El ripple se define de varias maneras, la definición utilizada mas frecuentemente es la diferencia entre la pérdida mínima y el valle mas pronunciado dentro de la banda pasante. Otro método menos usado es medir la mayor diferencia entre un pico y un valle adyacente.

### Pérdida de Inserción

La pérdida de la inserción, para los filtros de torsión, es típicamente 2 dB o menor para filtros con un ancho de banda mayor que 1 Khz. Los filtros de menor ancho de banda, pueden presentar pérdidas de inserción mayores, pudiendo alcanzar valores del orden de hasta 10 dB. La pérdida aumentará con temperatura y se duplicará casi a las 85°C.

### Retardo

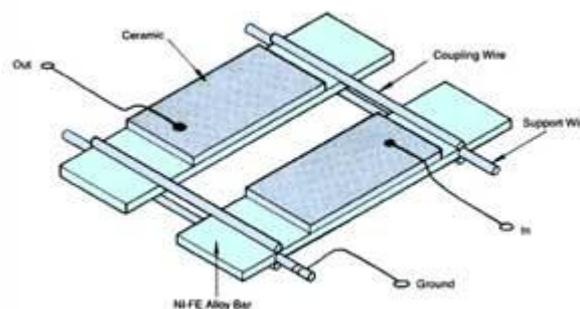
El retardo también es una función del número de polos y tipo de diseño. Un filtro de Chebychev tiene usualmente más retraso que un filtro de Butterworth. El retraso para un filtro de Chebyshev de .01 dB de ripple y 3 kHz de ancho de banda se muestra en la siguiente figura:



**Fig. N° 5 -50 (Diseño de 3, 5, 7, 9 y 11 polos)**

### Filtros Mecánicos de Flexión:

Se trata de otro tipo de filtros mecánicos que funcionan con barras que operan en flexión, estos se utilizan en baja frecuencia, donde sus frecuencias centrales van desde 5 a 100 kHz y anchos de banda de 0.2 a 1.5 %, un ejemplo se puede ver en la siguiente gráfica:

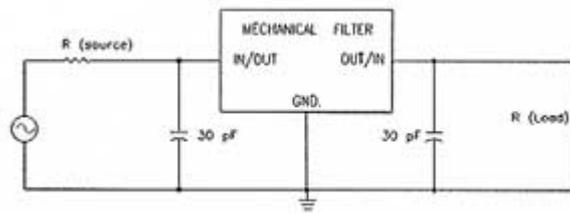


**Fig. N° 5 - 51**

**Aplicaciones:** Las aplicaciones de estos filtros son muy variadas, se utilizan en equipos transmisores, receptores, equipos multiplex, sistemas de guía de proyectiles, sintetizadores de frecuencia, radar de Doppler, sistemas de transmisión de datos, equipo de navegación de precisión y analizadores del espectro.

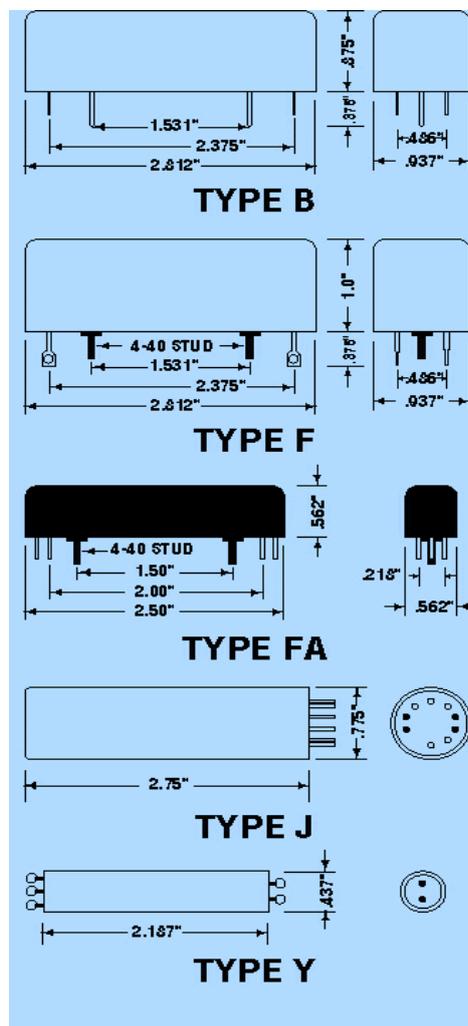
El diseño de circuitos que emplean filtros mecánicos es relativamente simple, no requiriendo adaptadoras especiales, solamente se deben aplicar a sus terminales los valores de resistencia y capacidad de entrada y salida sugerida por el fabricante. En muchas aplicaciones es

deseable terminar el filtro en una carga balanceada. Por esta razón muchas veces los terminales de entrada y salida son balanceados, eliminándose la necesidad de utilizar transformadores de aislamiento. Un circuito de ensayo de estos filtros es el siguiente:



**Fig. N° 5 – 52**

Encapsulados Típicos : Algunos encapsulados típicos se pueden ver en la siguiente gráfica:



**Fig. N° 5 - 53**

**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:

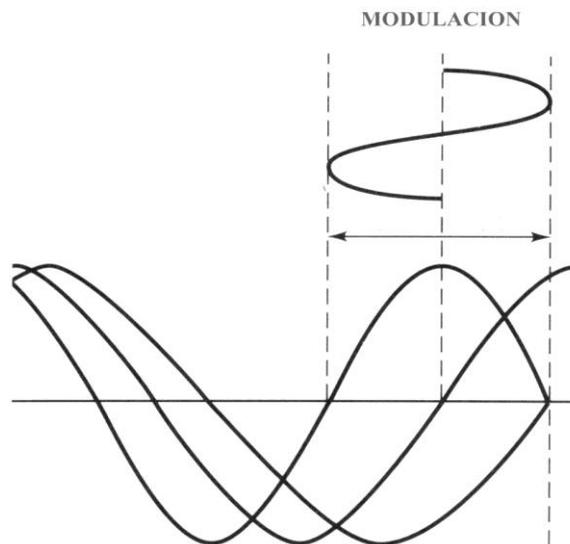
$$\theta(t) = F [v_m(t)]$$

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

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 ( $\Delta f$ ) 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° 5 - 54****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  $k_\theta$  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  $k_\theta$  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  $k_\theta$ . 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:

$$\omega(t) = d\phi(t) / dt = \omega_c + d\theta(t) / dt = \omega_c + m_p \text{dsen } w_m(t) / dt$$

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

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:

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

### 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 esta 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:

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

de donde resolviendo la integral se obtiene:

$$F_{FM}(t) = A \cos [ \omega_c t + (k_w V_m / w_m) \text{sen } w_m t ]$$

donde  $k_w V_m$  es la máxima desviación en frecuencia o desviación pico y se la denomina  $\Delta\omega$  donde será  $(\Delta\omega / w_m) = (2\pi \Delta f / 2\pi f_m) = \Delta f / f_m = m_f$  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:

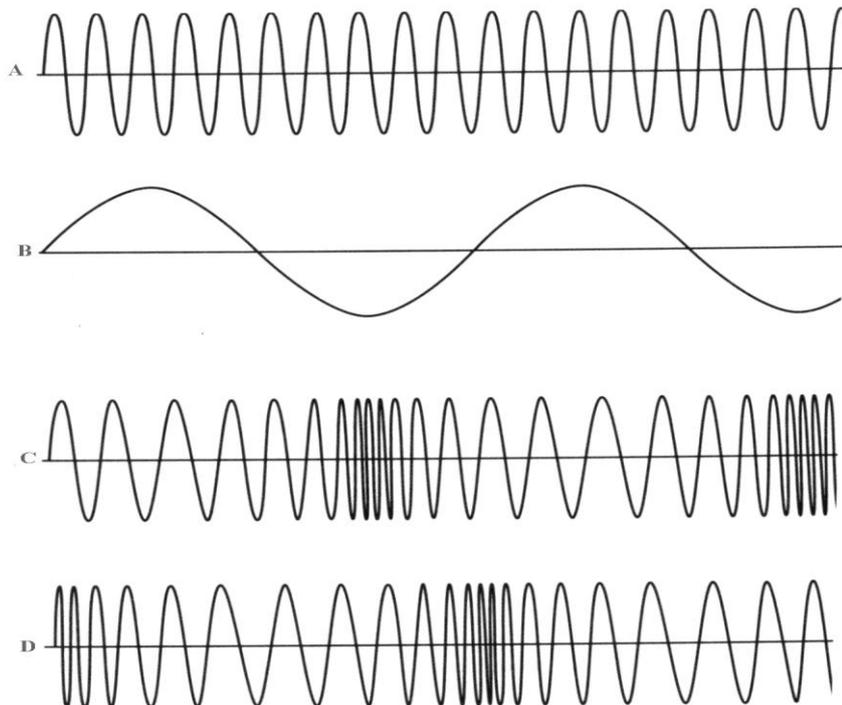
$$F_{FM} t = A \cos [ \omega_c t + mf \text{ sen } \omega_m t ]$$

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  $90^\circ$  entre una y otra, notar que para modulación de fase se utilizó como señal de modulación:

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

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° 5 – 55** (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

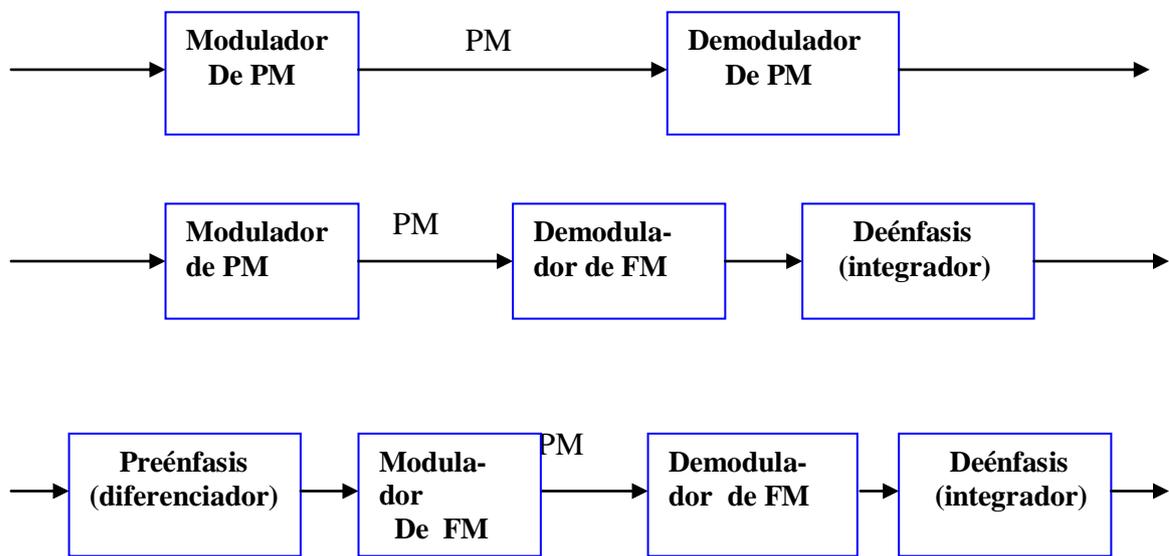
de FM y PM radica en la forma como se definen sus índices de modulación, para PM este  $m_p$  es directamente proporcional a la amplitud de la modulación, para FM el  $m_f$  es directamente proporcional a la amplitud de la modulación e inversamente proporcional a su frecuencia, esto es:

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:

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

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° 5 - 56**

**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

$$F_\theta ( t ) = V_c \cos ( \omega_c t + m_\theta \text{ sen } \omega_m t )$$

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:

$$F_\theta ( t ) = V_c \{ J_0 ( m_\theta ) \cos \omega_c t$$

$$\begin{aligned}
 &+ J_1(m_0) [\cos(\omega_c + \omega_m)t - \cos(\omega_c - \omega_m)t] \\
 &+ J_2(m_0) [\cos(\omega_c + 2\omega_m)t + \cos(\omega_c - 2\omega_m)t] \\
 &+ J_3(m_0) [\cos(\omega_c + 3\omega_m)t - \cos(\omega_c - 3\omega_m)t] \\
 &+ J_4(m_0) [\cos(\omega_c + 4\omega_m)t + \cos(\omega_c - 4\omega_m)t] \\
 &+ \dots\}
 \end{aligned}$$

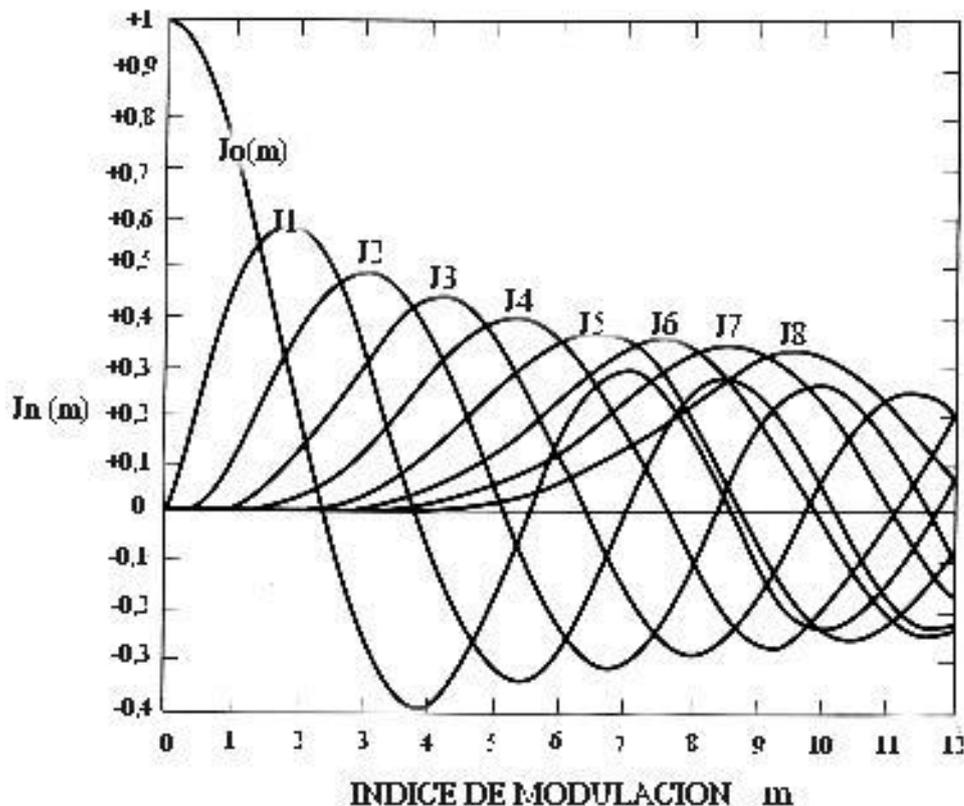
Donde los términos  $J_n(m_0)$  son funciones de Bessel de primera clase. De esta forma una onda modulada en ángulo con modulación senoidal de frecuencia única, está constituida por una portadora más un número infinito de frecuencias o bandas laterales en ambos lados de la portadora  $f_c \pm n f_m$ , 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 <sub>0</sub>	J <sub>1</sub>	J <sub>2</sub>	J <sub>3</sub>	J <sub>4</sub>	J <sub>5</sub>	J <sub>6</sub>	J <sub>7</sub>	J <sub>8</sub>	J <sub>9</sub>	J <sub>10</sub>	J <sub>11</sub>	J <sub>12</sub>	J <sub>13</sub>
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  $m_0$  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  $m_0$  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  $\Delta f$  especificado, se escoge  $f_m$  de tal suerte que  $J_0(m_0) = 0$ , 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° 5 – 57**

### **Requerimientos de ancho de banda:**

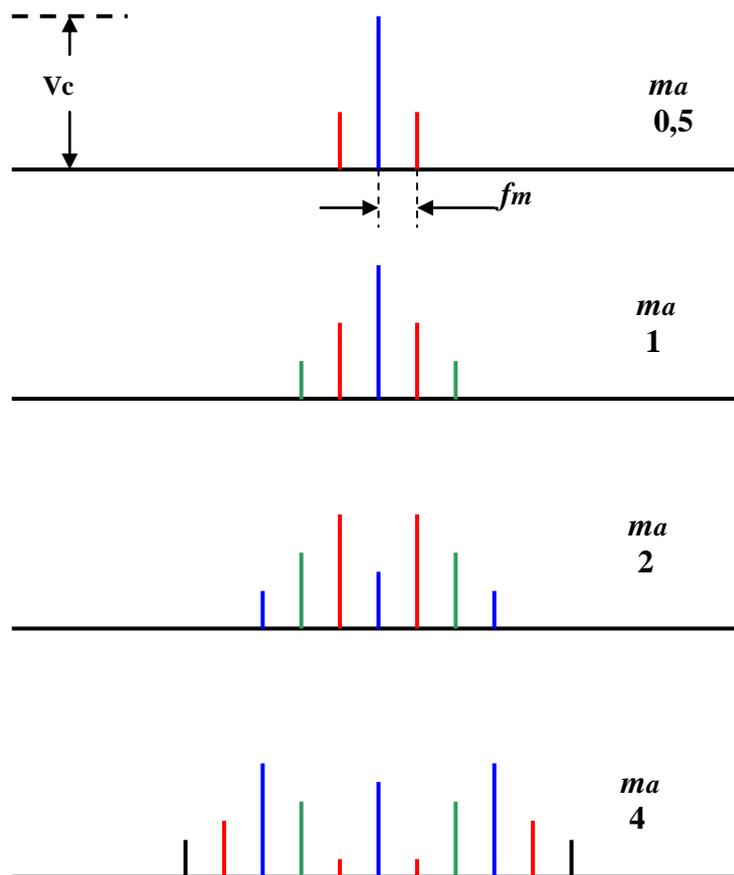
Aunque el ancho de banda que ocupa la señal modulada en ángulo es teóricamente infinito, en realidad las amplitudes de frecuencias laterales de orden superior como se vio decrecen rápidamente, por lo que el espectro transmitido puede estar limitado en banda sin una distorsión importante. El ancho de 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:

$$B = 2 f_m (m_0 + 1) = 2 (\Delta f + f_m)$$

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 por 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 5-59 ilustra los espectros de una onda modulada en ángulo con frecuencia moduladora fija y valores crecientes de  $m_\theta$ . La figura 5-60 muestra los espectros que se producirían en un sistema FM si la desviación de frecuencia  $\Delta f$  se mantuviera constante, mientras variara la  $f_m$ . Obsérvese que el valor  $m_\theta = m_f$  crece al decrecer  $f_m$ .



**Fig. N° 5 – 58**

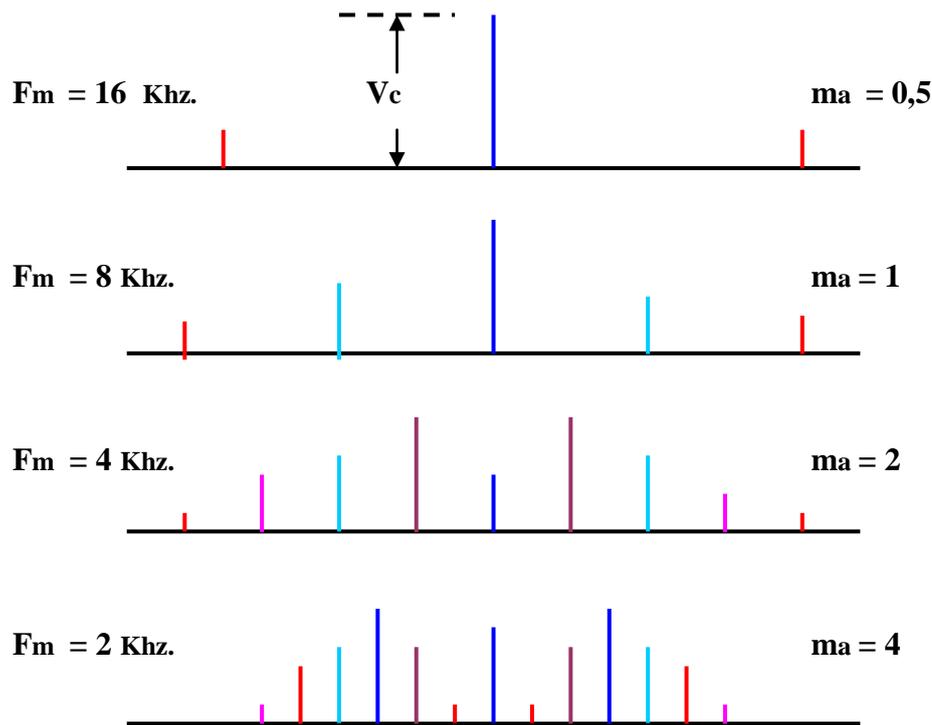


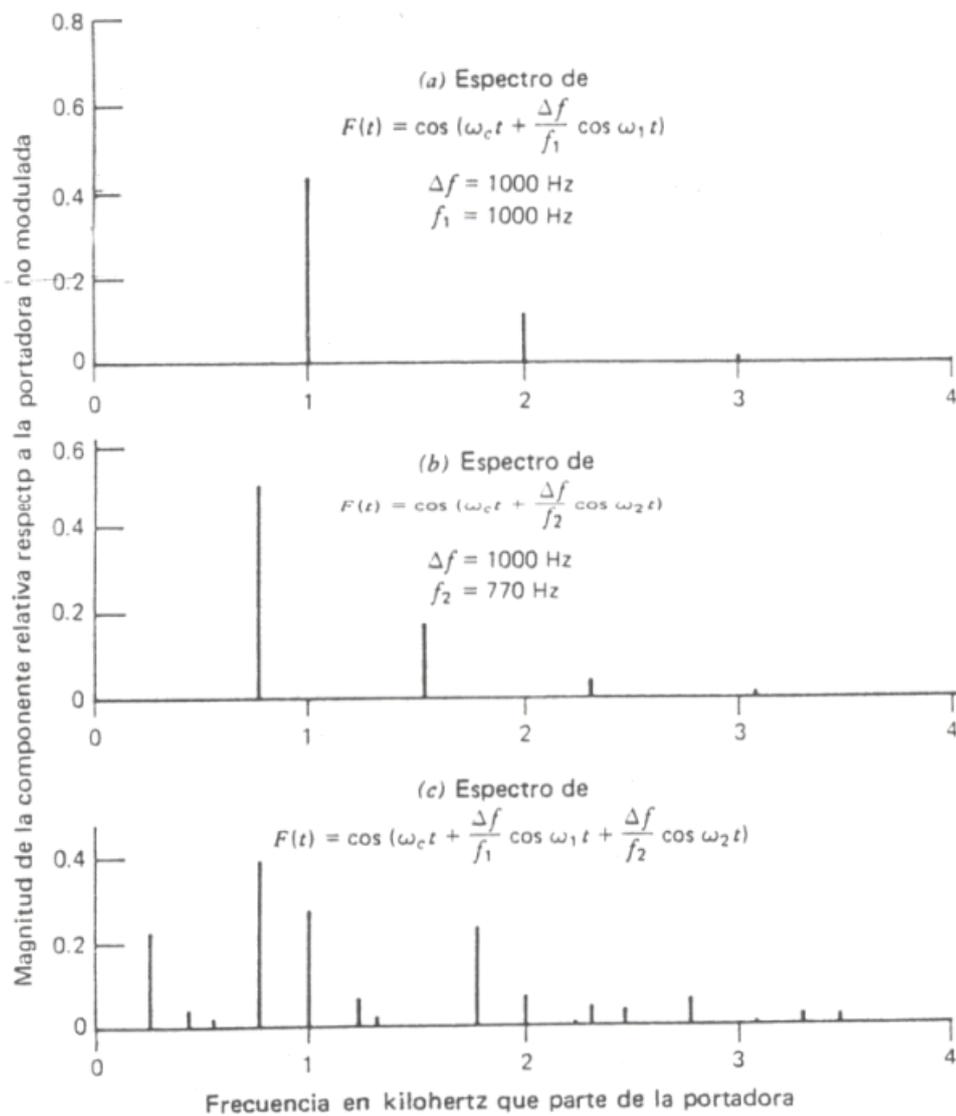
Fig. N° 5 – 59

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.

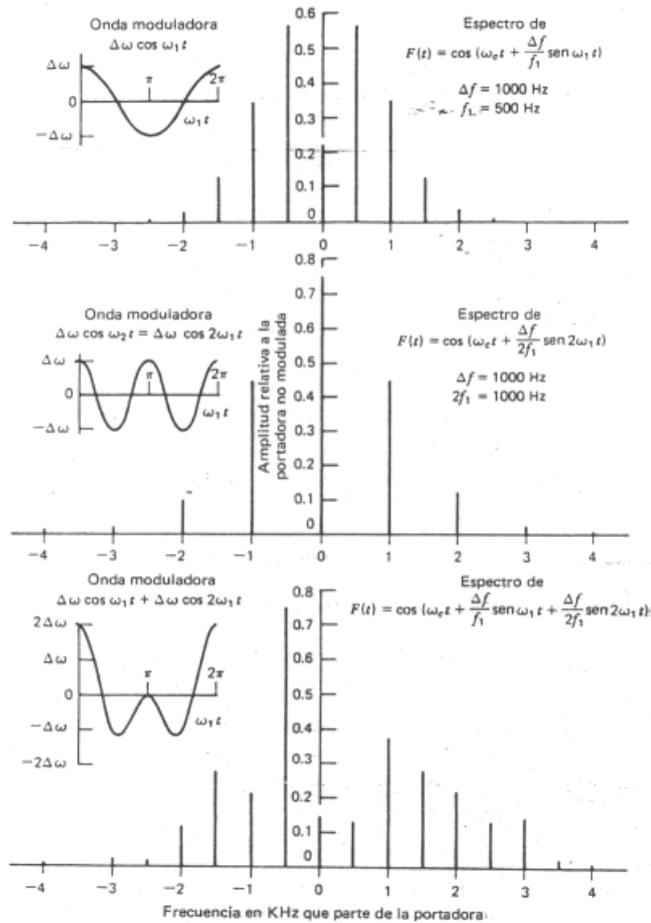
Aunque los espectros de modulación en amplitud y en ángulo se asemejan para grados pequeños de modulación, debe señalarse que difieren marcadamente si la señal moduladora es no senoidal. En modulación de amplitud cada componente de frecuencia en la señal moduladora produce una pareja única de frecuencias 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 5-60 y 5-61.

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 5-61a y para  $f_m = 770 \text{ Hz}$  en la figura 5-61b. Cuando se superponen estas dos señales moduladoras sin cambio en amplitud, el espectro resultante mostrado en la figura 5-62c, 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 5-63 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.



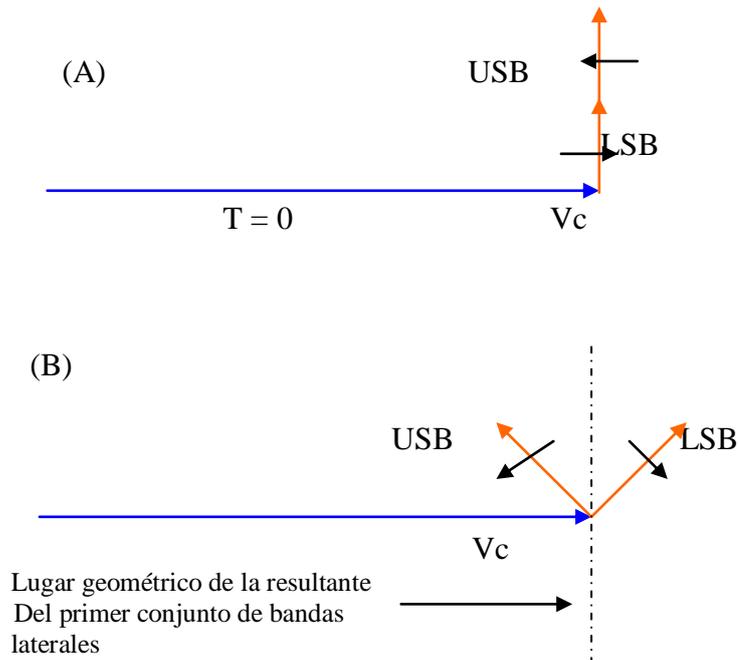
**Fig. N° 5 – 60**



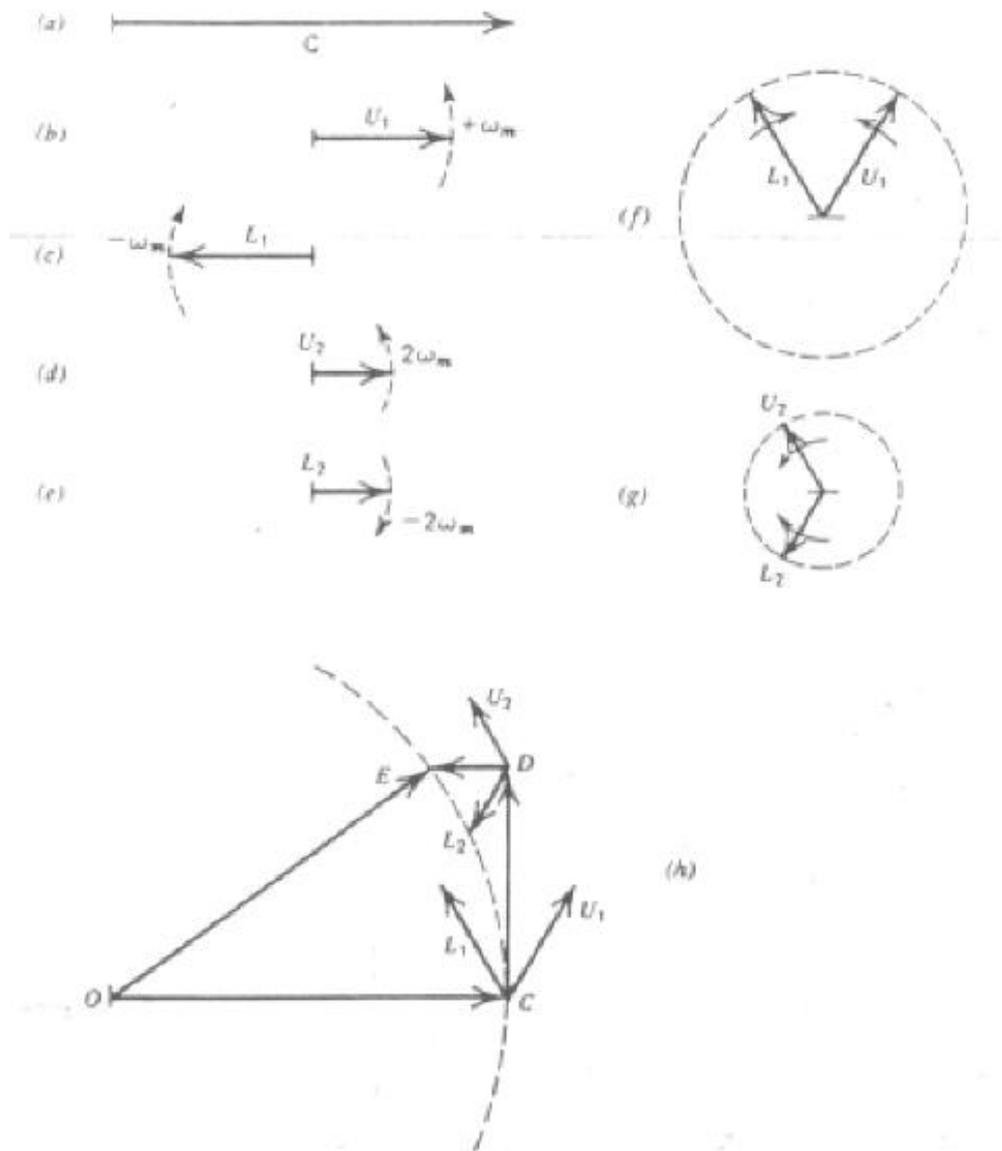
**Fig. N° 5 - 61**

**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 fador 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 fador con amplitud  $J_1(M_0)$  girando en sentido contrario a las manecillas del reloj con una frecuencia en radianes  $\omega_m$ , y la frecuencia lateral inferior en  $f_c - f_m$  es un fador 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 fador de portadora es estacionario y la rotación angular de las otras componentes se muestra respecto a la portadora.

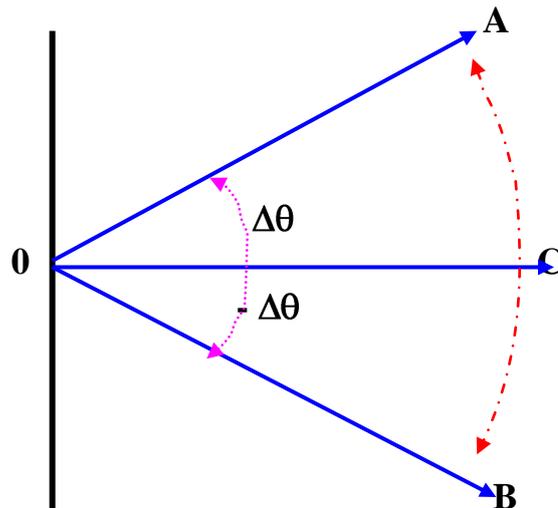
**Fig. N° 5 – 62**

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  $90^\circ$  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  $90^\circ$  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  $90^\circ$  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 5-63g muestra que su suma se encontrará sobre el eje real. La figura 5-63h 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  $90^\circ$  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° 5 – 63**

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 5-66, 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  $\omega_c$  en los puntos A y B, y tiene su máxima desviación al pasar por C.

**Fig. N° 5 – 64**

### 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

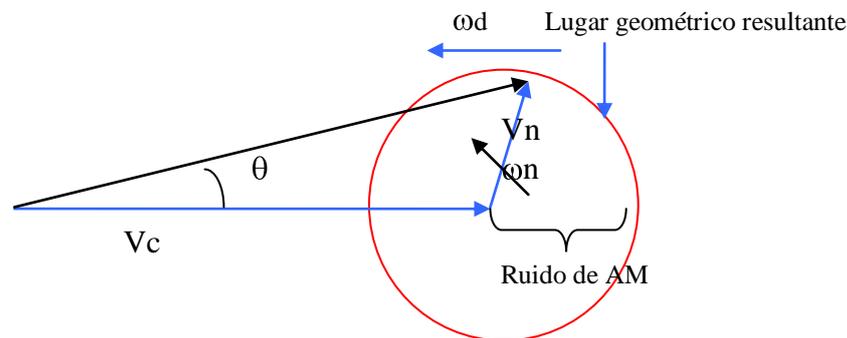
Para una onda moduladora senoidal de frecuencia única se demostró que los espectros de FM y PM son idénticos, de tal forma que al no existir diferencia podría utilizarse cualquiera de las dos formas de modulación. No obstante en un determinado momento se debe elegir uno de los dos tipos de modulación, 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 dónde, 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 desviación 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° 5 – 65**

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  $\omega_d$  diferencial.

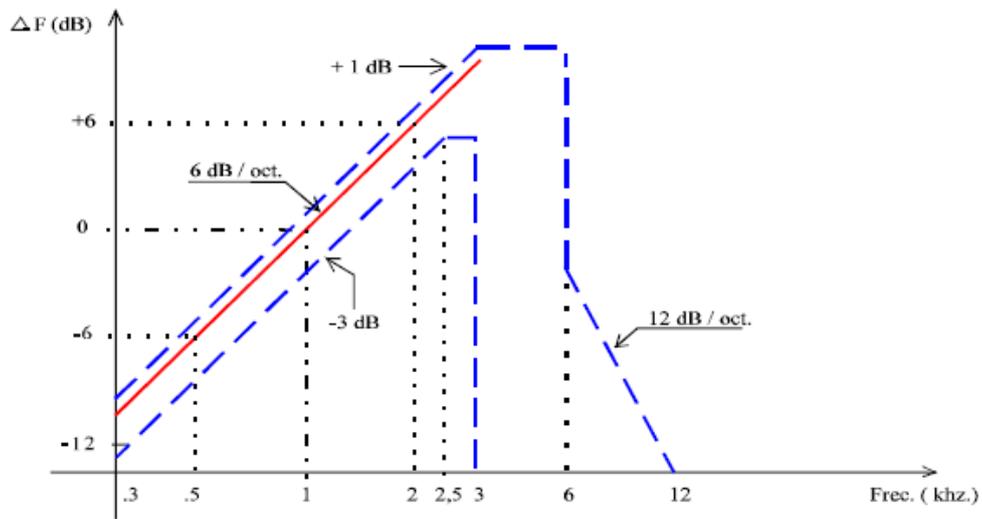
Del análisis anterior resulta claro por qué se prefiere PM en transmisión de canales telefónicos múltiple, debido a que aparece la misma potencia de ruido en todo los canales, mientras que en la transmisión FM los canales de la parte superior de la banda base tendrían un ruido mayor que en la parte inferior.

### 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 desenfatar 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 preénfa-

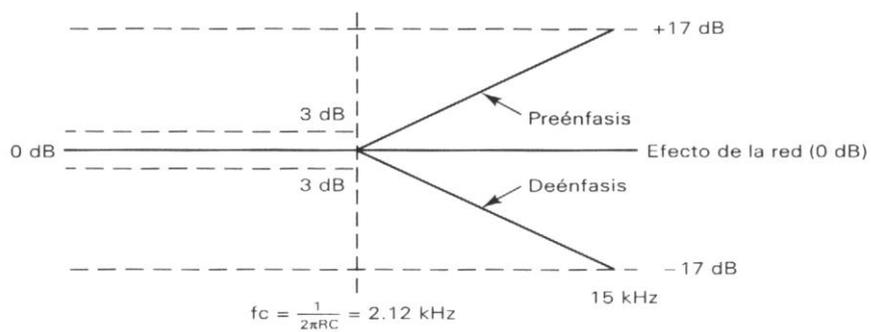
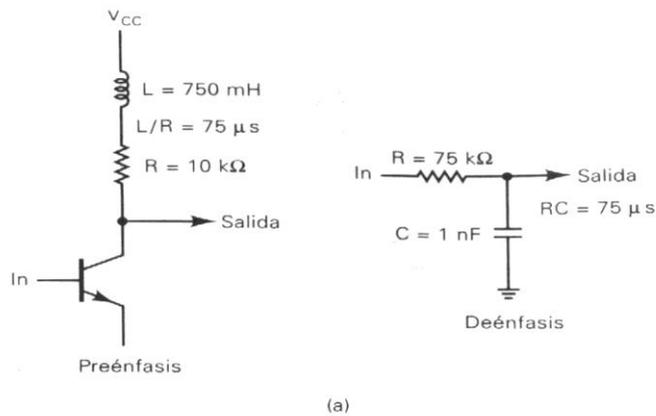
sis de 6 dB por octava, este es un valor normalizado que deben cumplir los transmisores que se desean homologar, esta curva se puede ver en la siguiente gráfica:



CARACTERISTICA DE MODULACION DEL TRANSMISOR

**Fig. N° 5 - 66**

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 puede ver en la figura siguiente:



**Fig. N° 5 - 67**

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 Xc o XL son iguales a R, matemáticamente es:

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

Para la red anterior, utilizada en la banda de radiodifusión de FM, la constante de tiempo es de 75  $\mu$ 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  $\mu$ s.

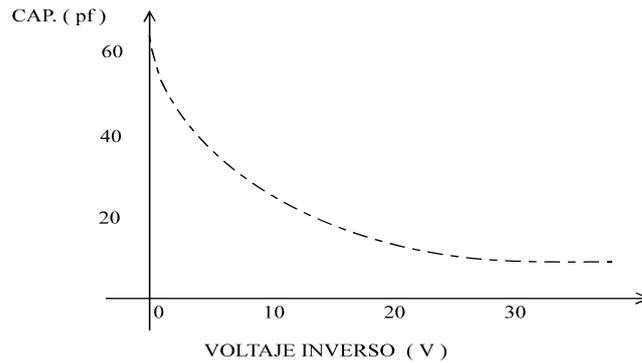
Los demoduladores utilizados en receptores para recibir una señal de PM o FM de banda angosta son iguales, utilizándose discriminadores que detectan desviación en frecuencia de la portadora. Al modular en fase, la desviación instantánea de frecuencia depende de la amplitud y frecuencia de la señal modulante, 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  $\pm 5$  KHz.

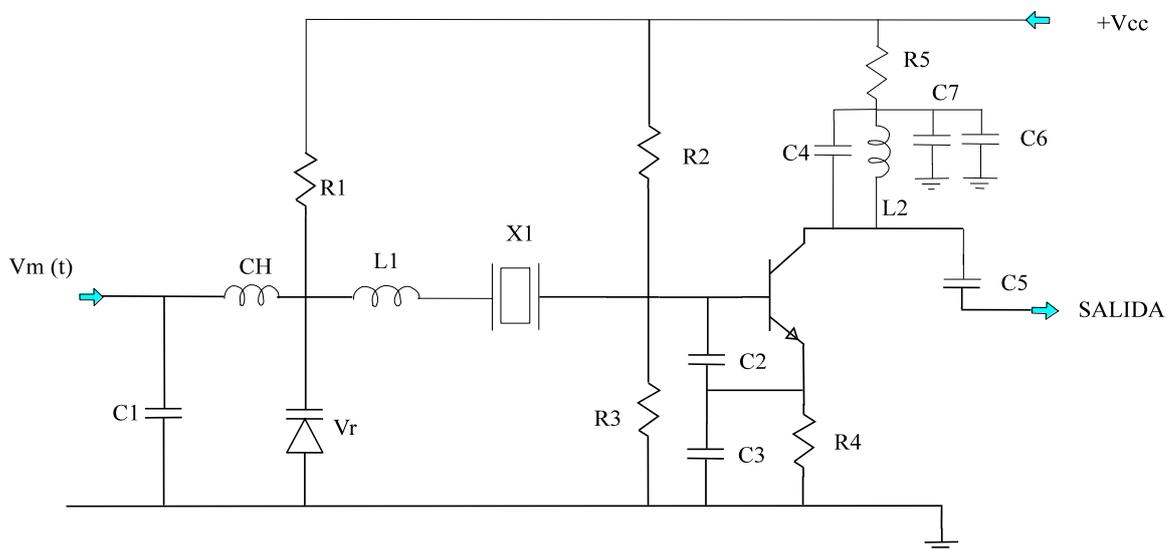
El cristal a utilizar debe permitir desplazar ligeramente su frecuencia de oscilación, por esto este debe funcionar en su frecuencia fundamental, resonancia paralelo, la capacidad de carga más conveniente debe ser baja, del orden de 20 a 32 pf.

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° 5 - 68**

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



**Fig. N° 5 - 69**

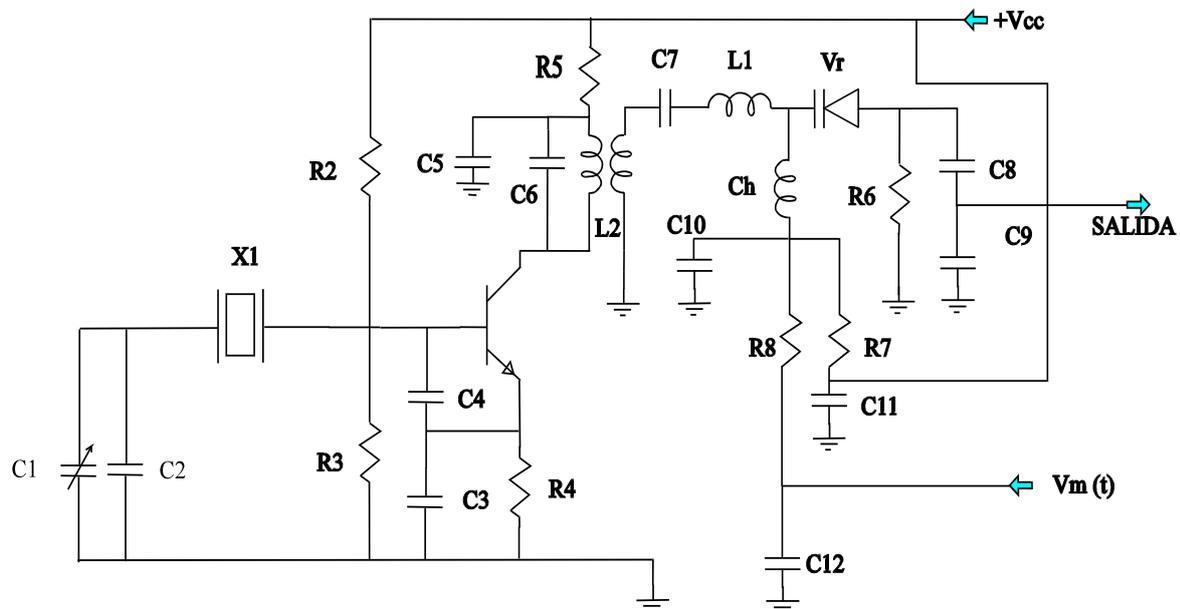
En el circuito de la figura anterior, la señal  $V_m(t)$  ingresa a través del choque CH, este choque tiene por objetivo presentar una alta impedancia a la señal de RF y una baja impedancia a la señal de audio ingresante, el capacitor C1 contribuye también a evitar que la poca RF restante pueda circular 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  $\Delta c$ , 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-

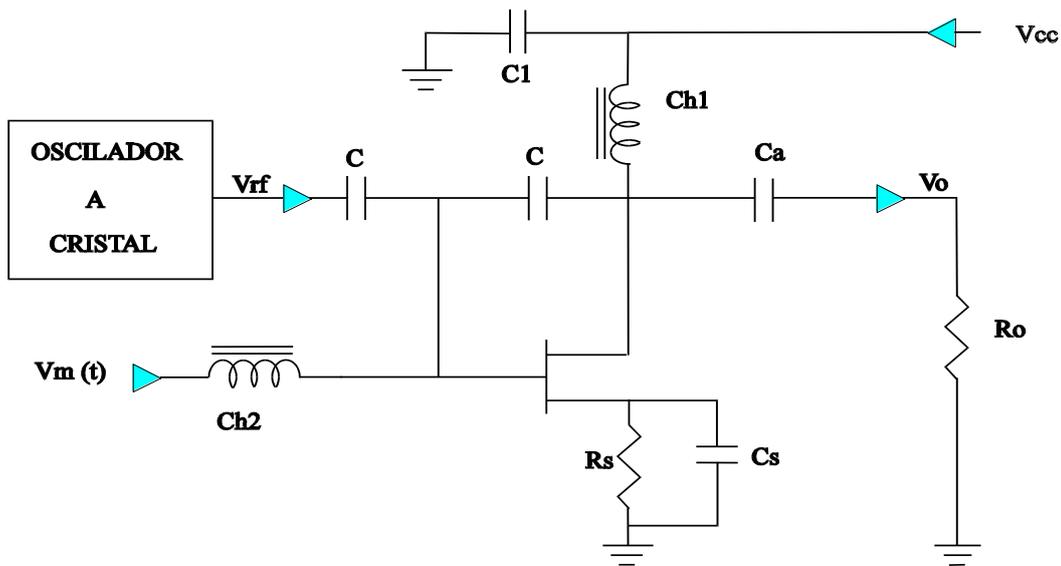
riormente para llegar a la frecuencia de salida, se multiplica también el corrimiento de fase de la señal de RF. Existen diversas formas de obtener una modulación de fase, una muy simple sería hacer pasar a la señal por un circuito sintonizado serie, compuesto por una inductancia y un varicap, con la 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 sería el siguiente:



**Fig. N° 5 - 70**

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 R8 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 sería el siguiente:



**Fig. N° 5 - 71**

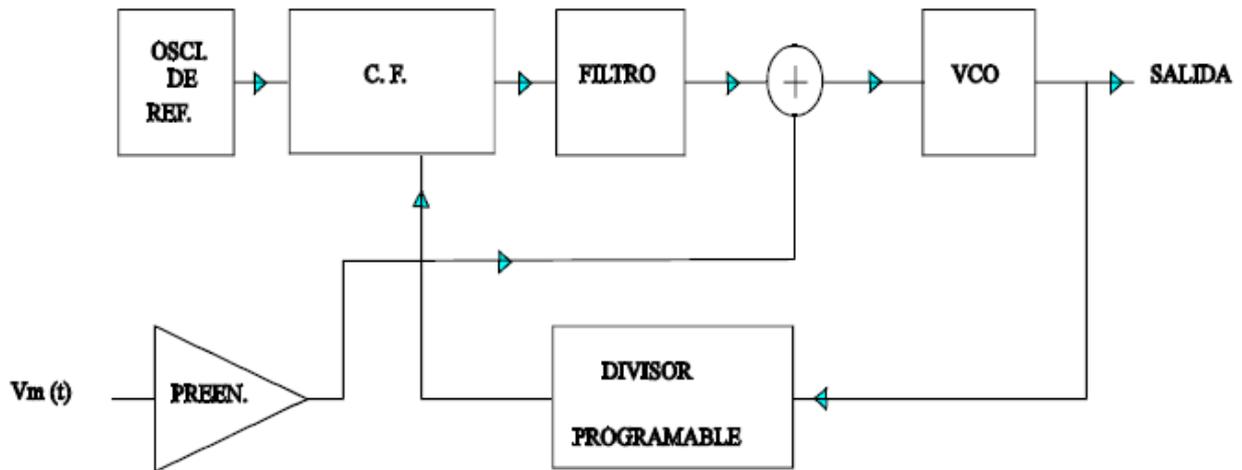
En el circuito anterior, la señal de modulación se utiliza para controlar la conductancia  $g_f$  del FET, planteando las ecuaciones de malla se encuentra que:

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

Como la señal de modulación controla la conductancia  $g_f$  controlará también el corrimiento de fase  $\theta$ , 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° 5 - 72**

**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  $F(t) = \text{sen } \omega_c t$  a la que se modula en PM con un índice de modulación bajo ( 0,5 ), la expresión obtenida es:

$$F_{PM}(t) = \text{sen} ( \omega_c t + m\theta \text{sen } \omega_m t )$$

de donde será:

$$F_{PM}(t) = k_p \text{sen } \omega_c t + [ \text{sen} ( \omega_c + \omega_m ) t - \text{sen} ( \omega_c - \omega_m ) t ] \quad 1$$

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

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

de donde será:

$$F_{DBL}(t) = k_a [ \text{sen} ( \omega_c + \omega_m ) t - \text{sen} ( \omega_c - \omega_m ) t ] \quad 2$$

Donde si se cumple que  $m\theta = m_a$  será también  $k_p = k_a$ , 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:

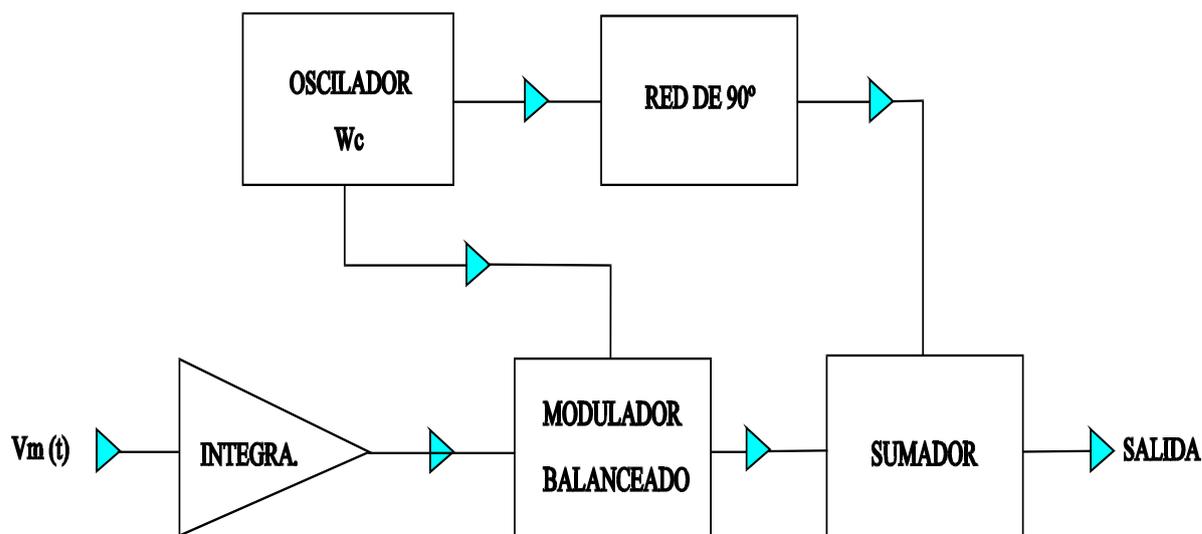


Fig. N° 5 – 73

### ESPECTRO ENSANCHADO (Spread Spectrum)

La mayoría de los estudios y desarrollo de sistemas de comunicación digital, se han realizado tratando de utilizar el ancho de banda del canal de comunicación disponible, en forma óptima y con la menor potencia posible, siempre teniendo en consideración la exigencia de calidad para un determinado tipo de servicio, sin prestar mucha consideración a otros aspectos que hacen a la calidad de la comunicación, como por ejemplo la inmunidad frente a interferencias o confidencialidad de las comunicaciones.

Sin embargo En la actualidad, estos dos últimos aspectos han cobrado mucha importancia, los cuales pueden ser alcanzados por medio de la técnica conocida como "Spread Spectrum Modulation" (Modulación de Espectro Ensanchado), ya sea spread spectrum por secuencia directa (DSSS) o spread spectrum por salto de frecuencia (FHSS).

La mayor ventaja del uso de técnicas de espectro ensanchado, radica en la alta inmunidad obtenida frente a interferencias casuales (usuarios que emplean el mismo canal) o frente a interferencias intencionales, por parte de alguien que desea bloquear una comunicación en curso. Las ventajas más importantes de los sistemas de modulación de espectro ensanchado son las siguientes:

- Baja probabilidad de ser interceptada (LPI) debido al ensanchamiento del espectro, hace dificultosa la captación de las señales transmitidas por parte de un receptor ajeno a la comunicación.
- Alta inmunidad frente a interferencia intencionada.
- Alta inmunidad frente a interferencia de señales multitrayecto y uso de un mismo canal por dos o más usuarios.
- Posibilidad de acceso múltiple aleatorio (CDMA), con lo cual es posible tener varios usuarios cursando comunicaciones independientes en el mismo canal.
- Privacidad de comunicaciones.

La tecnología de espectro ensanchado se origina después de la segunda guerra mundial, como una respuesta que permitiera disminuir la interferencia intencional (Jamming), por esto sus primeras aplicaciones se realizaron dentro del ámbito militar, siendo su mayor desarrollo en la década de 1980.

A partir de 1989, la tecnología fue liberada para su utilización en el ámbito civil. Desde entonces, la tecnología se ha vuelto cada vez más popular para aplicaciones que involucran enlaces de radio en entornos hostiles, siendo una de las características más destacadas La protección contra la interferencia.

Aplicaciones típicas incluyen sistemas de posicionamiento por satélite (GPS), sistemas de comunicaciones móviles 3G, W-LAN (IEEE 802.11a, IEEE 802.11b, IEEE 802.11g), Bluetooth, telefonía inalámbrica, comunicaciones militares, sistemas celulares CDMA (acceso múltiple por división de código), etc. Las técnicas de espectro ensanchado además, tienden también a satisfacer las necesidades crecientes de sistemas de comunicaciones con un espectro radioeléctrico de disponibilidad limitada, y por tanto, un recurso caro, al permitir a más de un usuario utilizar el mismo espectro en forma simultánea.

### **Fundamentos Teóricos**

Para analizar señales moduladas en espectro ensanchado se puede considerar el teorema de Shannon, el que vincula el intercambio de ancho de banda por potencia de señal, permitiendo modelizar matemáticamente un canal de comunicaciones con ruido, teniendo en cuenta la capacidad del canal de comunicaciones, esto se expresa mediante la relación:

$$C = B \times \log_2 (1 + S/N)$$

Donde:

C = Capacidad de transmisión de información del canal en bits por segundo (bps), velocidad máxima teórica para un determinada tasa de bits erróneos (BER).

B = Ancho de banda del canal o enlace en Hz.

S/N = Relación señal respecto del ruido presente en el medio, expresado en dB

Para ser más explícitos, se supone que C, que representa la cantidad de información permitida por el canal de comunicación, también representa el rendimiento deseado. El ancho de banda (B) es el precio a pagar, debido a que el espectro es un recurso limitado. La relación S/N expresa las condiciones ambientales o las características físicas (es decir: potencia de transmisión, los obstáculos, la presencia de interferencias, etc.)

Hay una interpretación elegante de esta ecuación, aplicable para entornos difíciles, por ejemplo, cuando el ruido o interferencia provocan una baja relación S/N. Esto indica que se puede mantener o incluso incrementar el rendimiento de la comunicación (C alto) con solo incrementar el ancho de banda (B alto), incluso cuando la potencia de la señal se encuentra por debajo del nivel de ruido.

La forma como se inserta el código define con precisión la técnica de espectro ensanchado utilizada. Una definición formal, quizás más precisa de espectro ensanchado es:

***"Un Sistema de Comunicaciones de RF en el que el ancho de banda de la señal de banda base es intencionalmente incrementado en un ancho de banda mayor, mediante la inyección de una señal de mayor frecuencia."***

Esto se puede ilustrar en la siguiente figura:

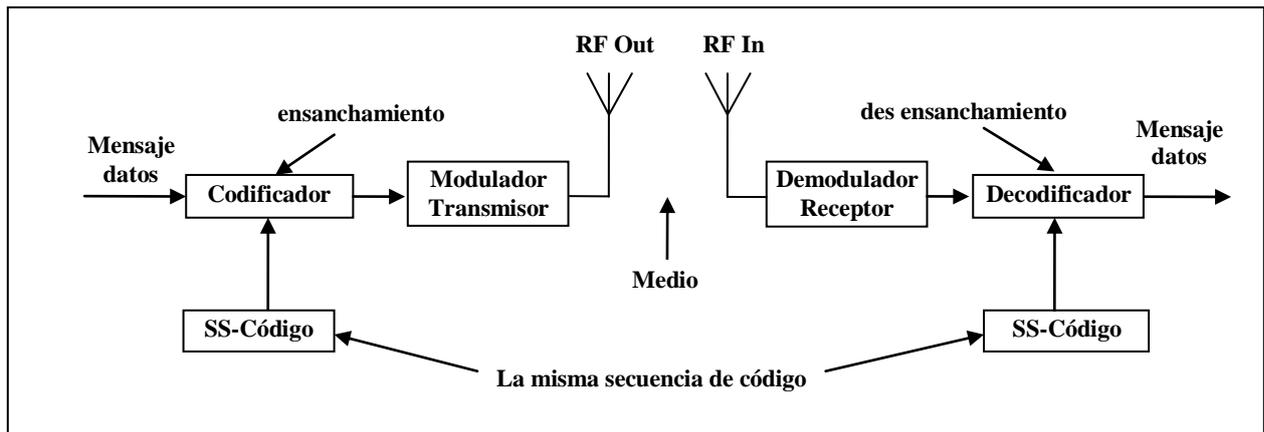


Fig. N° 5-74

Como una consecuencia directa, la potencia utilizada en la transmisión de la señal se distribuye a lo largo del ancho de banda incrementado, asemejándose al ruido. A la relación (en dB) entre la banda base ensanchada y la señal original, se denomina "Ganancia de Procesamiento", esta se puede incrementar utilizando una secuencia PN más larga con más Chips por bit de datos transmitidos. La longitud de la secuencia se limita por la complejidad de los circuitos utilizados para su generación. La ganancia de procesamiento se puede expresar mediante:

$$G_p = \frac{\text{Ancho de Banda de Espectro Ensanchado}}{\text{Ancho de Banda Mínimo de Información}} = \frac{\text{BSS}}{\text{Bd}}$$

Ganancias típicas que se pueden obtener mediante el proceso de ensanchamiento se encuentran en el orden de 10 dB a 60 dB.

Para obtener una señal de espectro ensanchado, sólo se tiene que inyectar el código correspondiente de ensanchamiento en algún lugar de la cadena de transmisión antes de la antena, a dicha operación se la denomina operación de "Ensanchamiento", siendo su efecto el de difundir la información en un mayor ancho de banda. Recíprocamente se puede remover el código de ensanchamiento del espectro "Des ensanchamiento" en algún punto en el receptor antes de la recuperación de los datos. La operación de des ensanchamiento permite reconstruir la información a su ancho de banda original. Obviamente, la secuencia de los chips producida por el transmisor (código) debe ser conocida por el receptor de antemano, para que ambos extremos del canal de transmisión utilicen el mismo PN, y en algunos casos, debe ser conocido únicamente por las dos partes.

La trama continua de símbolos "Chips" del código pseudo ruido (PN), presentan una duración mucho más corta que los bits de información. Es decir, cada bit de información es modulada por una secuencia de bits (chips) mucho más rápidos, que adoptan valores "1 o -1". Por lo tanto, la velocidad de chip es mucho mayor que la tasa de bits de información de la señal original.

El código utilizado es sumamente largo y además tiene características de aleatoricidad, por lo que se lo suele denominar Seudoruido (PN). De esta forma si varias señales llegan al receptor, cada una con un código diferente, el receptor correlaciona cada una de ellas con la secuencia propia, discriminando la útil de las demás. Además las señales con códigos diferentes (consideradas ruido) no serán des ensanchadas.

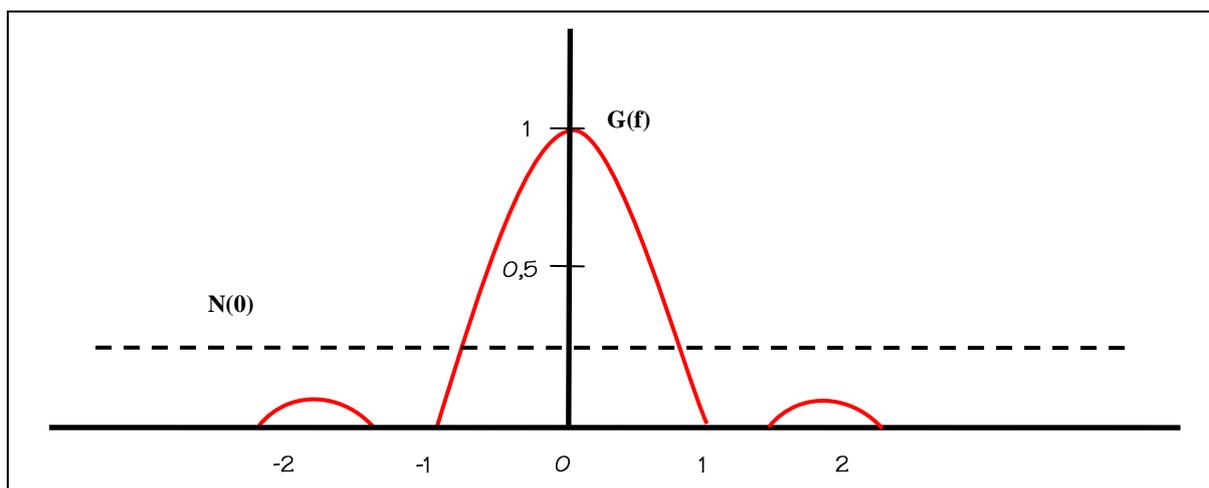
La señal resultante se asemeja a ruido blanco, como una grabación de audio de "estática". Sin embargo, esta señal de ruido puede utilizarse para reconstruir exactamente los datos originales en el receptor, por multiplicación por la misma secuencia pseudoaleatoria (porque  $1 \times 1 = 1$ , y  $-1 \times -1 = 1$ ). Este proceso, conocido como "de-difusión o des ensanchamiento", matemáticamente, hace necesario que exista una correlación de la secuencia PN transmitida con la secuencia PN que el receptor considera se uso en la transmisión.

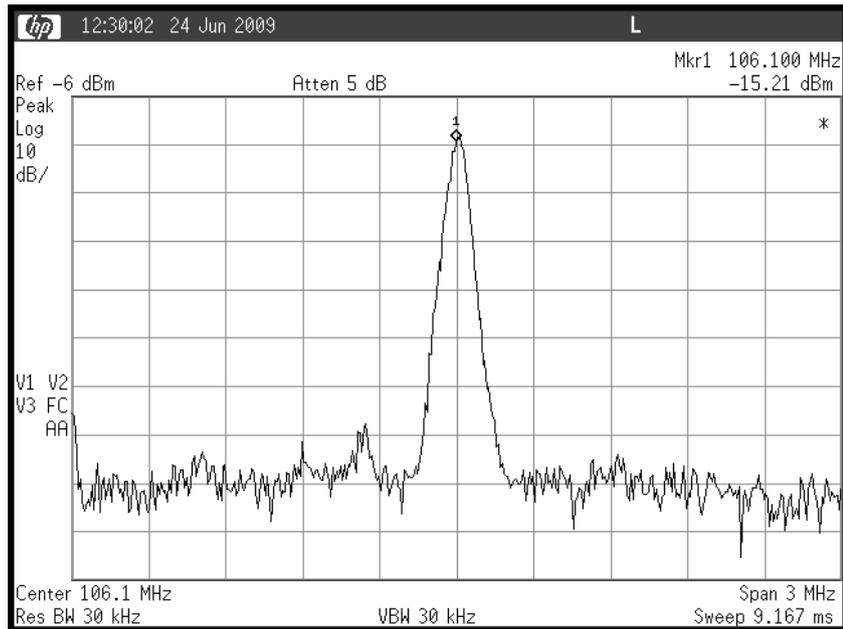
Según "Viterbi" : **"SS es un método de transmisión donde la señal ocupa un ancho de banda superior al mínimo necesario para enviar la información, la banda base es ensanchada mediante un código independiente de los datos, que es conocido por el receptor, el cual correlaciona la señal recibida con el código en correcta fase para recuperar los datos enviados"**.

Para obtener una señal de SS, el código se inyecta en la banda base, previo a la modulación digital. La potencia de la señal transmitida se puede disminuir de acuerdo con el ensanchamiento utilizado (aplicación directa del teorema de Shannon). Esto último permite regular la potencia de los emisores manteniendo constante la capacidad del canal, lo que mejora el uso del espectro, permitiendo controlar la interferencia entre canales y ocultar la señal bajo el ruido, lo que las hace casi indetectables para receptores no deseados.

Por esto la regulación respecto de los enlaces que se instalan con esta modalidad (SS), son menos estrictos, debiendo en algunos casos solo informar la instalación del mismo.

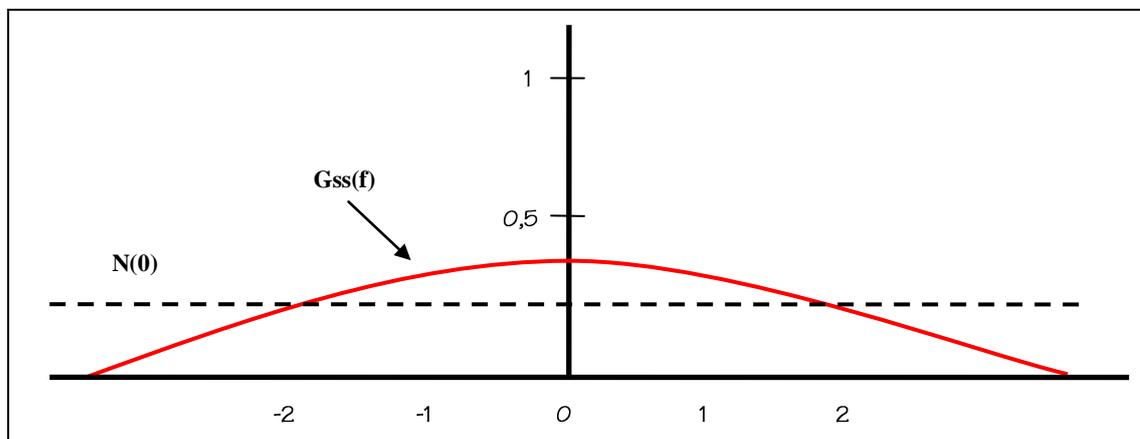
En las figuras siguiente se puede ver la densidad espectral de potencia de la señal a transmitir  $G(f)$  ocupando un ancho de banda  $W$ , y la densidad espectral de potencia del Ruido Blanco, no ocupando un ancho de banda definido.

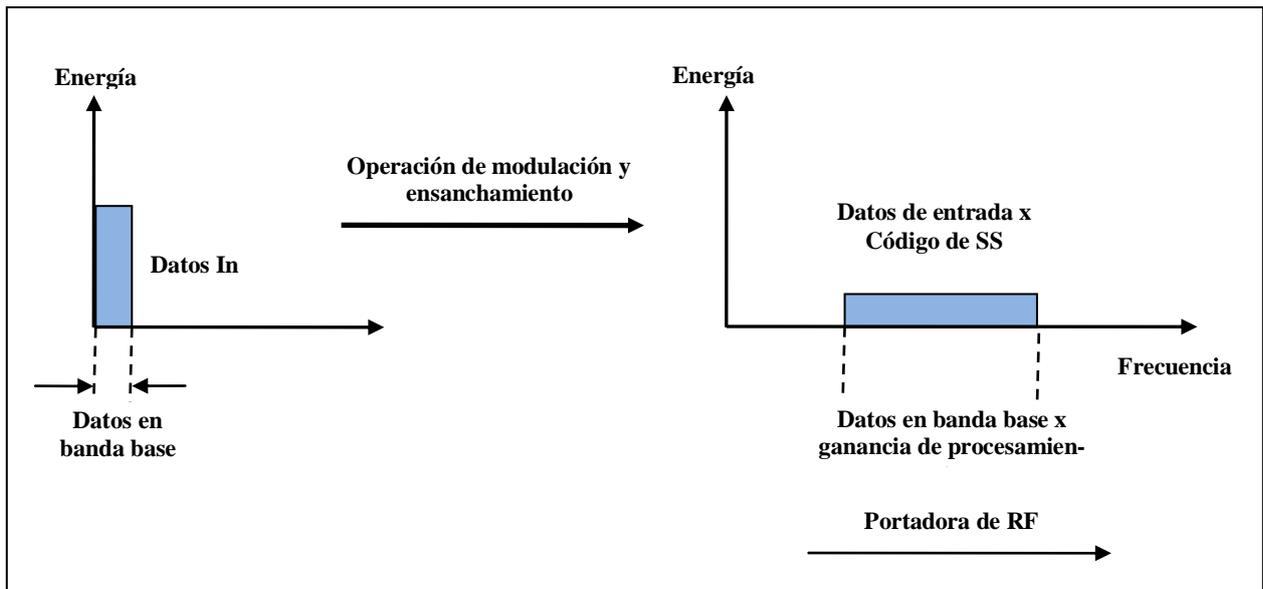




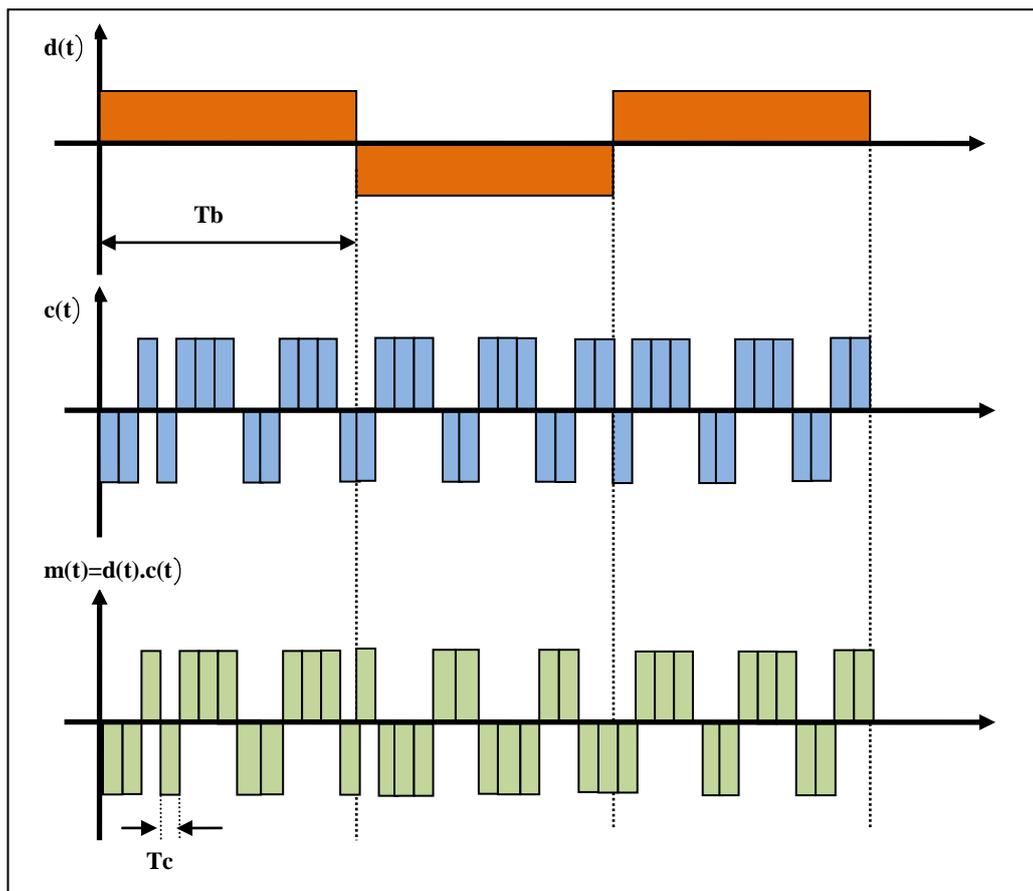
**Fig. N° 5-75** (imagen espectral de una señal)

Después del proceso de ensanchado, la densidad espectral de potencia de la señal a transmitir ocupa un ancho de banda  $W_{ss}$ , mientras que el ruido se mantiene constante, por lo que en esta parte del proceso no tenemos una mejora del rendimiento frente al ruido. Como resultado del proceso de ensanchado se observa que la densidad espectral de la señal original  $G(f)$  se ha transformado en  $G_{ss}(f)$ , mientras que el ruido ha permanecido, conserva su misma densidad espectral, como se puede ver en las figuras a continuación:



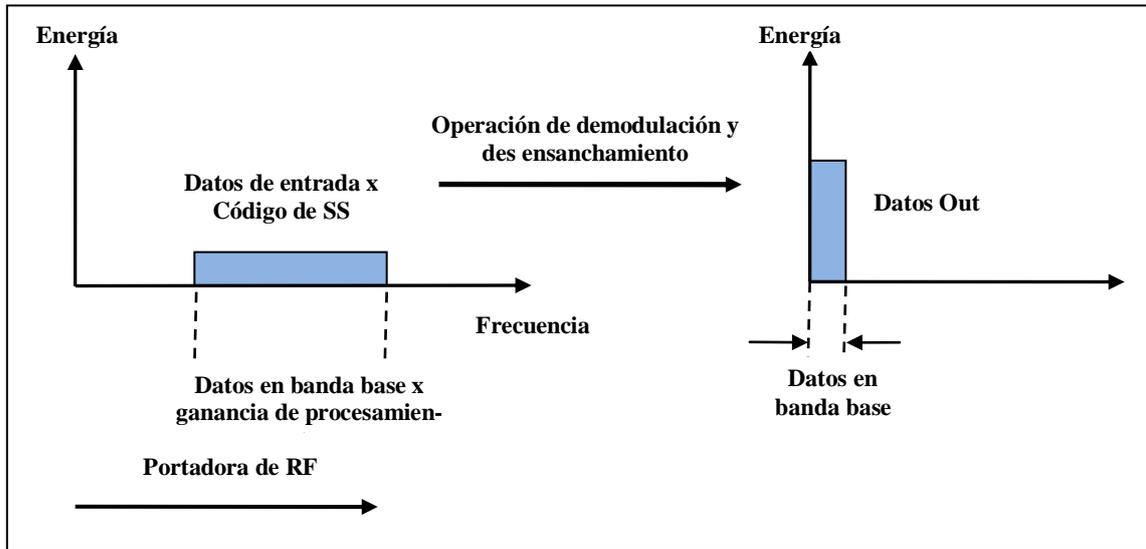


**FIG. N° 5-76** - (La operación de ensanchamiento esparce la potencia de la señal en el ancho de banda especificado)

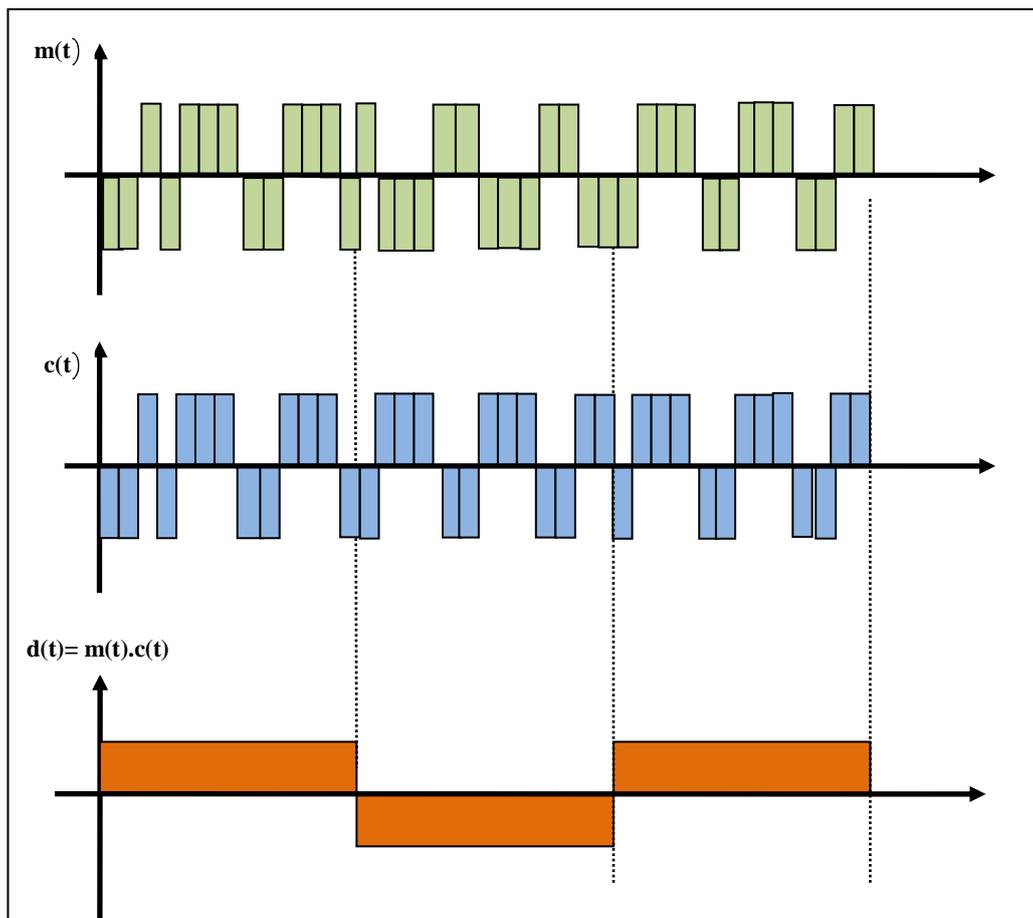


**FIG. N° 5-77** - (Operación de ensanchamiento en el Transmisor)

Operación de des ensanchamiento: En forma similar, la operación de des ensanchamiento realizada por el receptor, puede verse en la figura siguiente:

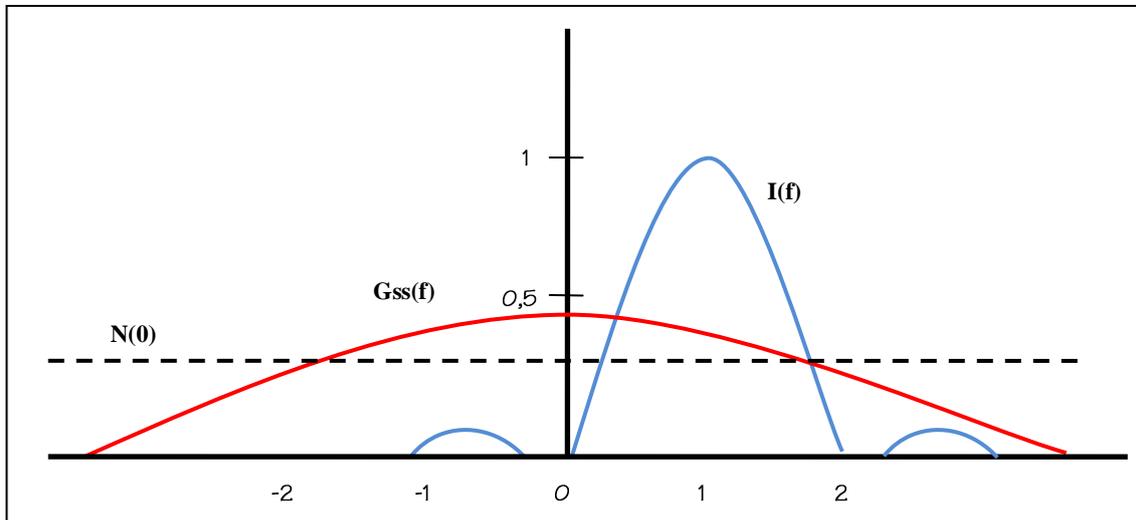


**FIG. N° 5-78** - (La operación de des-ensanchamiento esparce la potencia de la señal en el ancho de banda especificado)



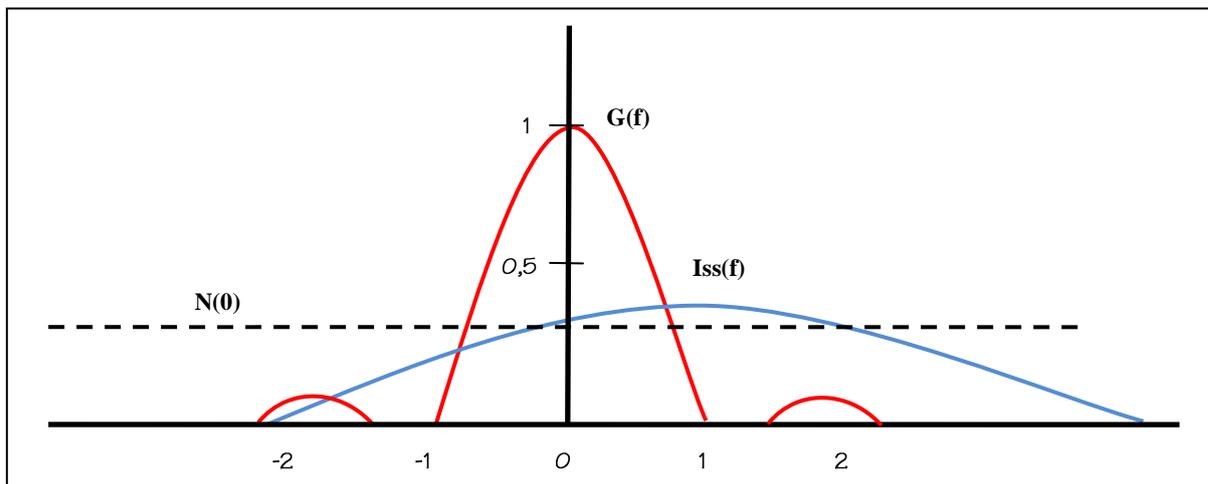
**FIG. N° 7-79** - (Operación de des ensanchamiento en el receptor, se recupera la señal original)

Se puede demostrar que señales como una interferencia o perturbación que se agregan durante el proceso de transmisión, serán ensanchada en el receptor, durante la operación de des ensanchamiento de la señal original que este realiza. Supongamos que la señal ensanchada es transmitida e interferida en el canal de comunicación por otra señal  $I(f)$ , como se muestra en la figura siguiente:



**Fig. N° 5-80** - (Inserción de una interferencia con máximo en 1)

Al llegar al receptor se produce en él la multiplicación de las señales de entrada por la señal de código PN del receptor y asumiendo que se ha empleado el mismo código para ensanchar la señal  $G(f)$  en el Transmisor y en el receptor, se producirá un des ensanchamiento para la señal original  $G_{ss}(f)$  y un ensanchamiento para la señal  $I(f)$ , lo que permitirá finalmente recuperar la información contenida en  $G(f)$  tal como se muestra en la figura siguiente:

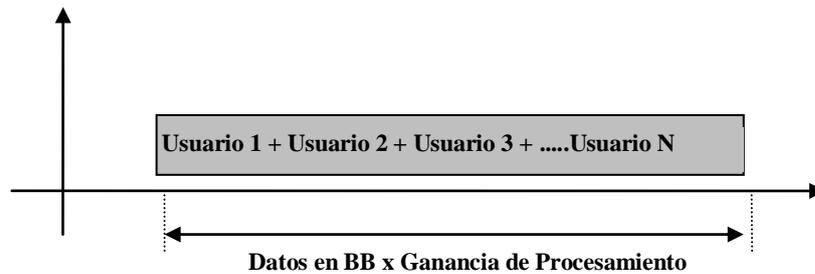


**Fig. N° 5-81**

### En conclusión:

1. Si una señal se multiplica una vez por la señal código PN se produce un ensanchamiento del ancho de banda de la señal.

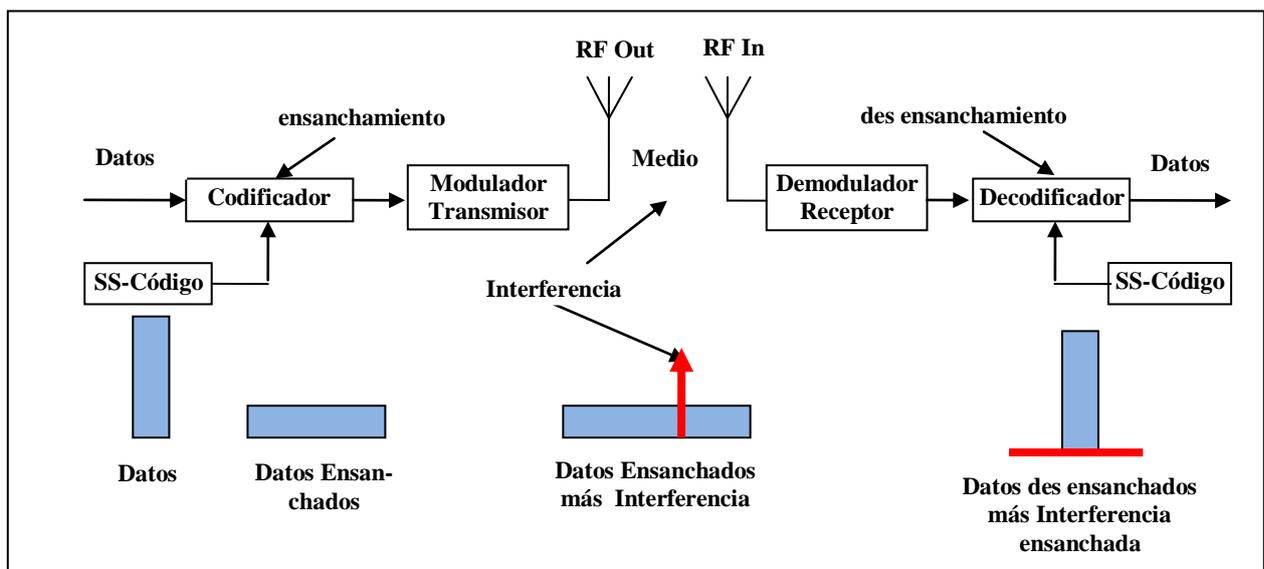
2. Si se multiplica dos veces por el código PN seguido del filtrado correspondiente, se recupera la señal original.
3. La señal deseada queda multiplicada dos veces pero la interferente solo una vez.
4. El SS provoca el uso de un ancho de banda mayor por un factor equivalente a la ganancia de procesamiento, por lo que no mejora el uso del espectro, sino que en todo caso este se ve perjudicado, pero esto se ve compensado ampliamente por la posibilidad de que muchos usuarios compartan la misma banda de frecuencia, como se puede ver en la siguiente figura:



**Fig. N° 5-82** – (La misma banda de frecuencia puede ser utilizada por múltiples usuarios que utilizan técnicas de SS)

**Beneficios del Espectro Ensanchado:**

Resistencia a los efectos de Interferencias y Perturbaciones (Anti jamming): La tecnología de Espectro Ensanchado ofrece muchos beneficios, El rechazo a las interferencias es una de las más importantes. Las señales de interferencia intencional o no intencional o señales perturbadoras (Jamming) son rechazadas porque no contienen el código válido utilizado en el ensanchado. Sólo la señal deseada, que tiene el código, será vista en el receptor cuando se realice la operación des ensanchamiento, esto se puede ver en la figura siguiente:



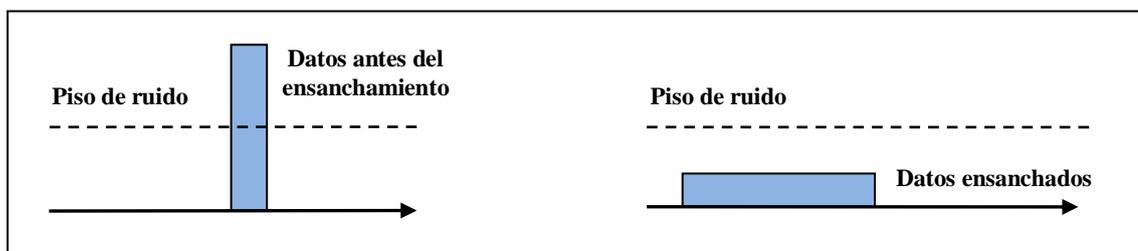
**Fig. N° 5-83** (Sistema de comunicaciones en SS, ver que la energía de la interferencia es ensanchada cuando la señal es des ensanchada en el receptor)

Prácticamente se puede ignorar la interferencia de banda angosta o banda ancha, si estas no incluyen el código utilizado en la operación des ensanchamiento. Ese rechazo también es

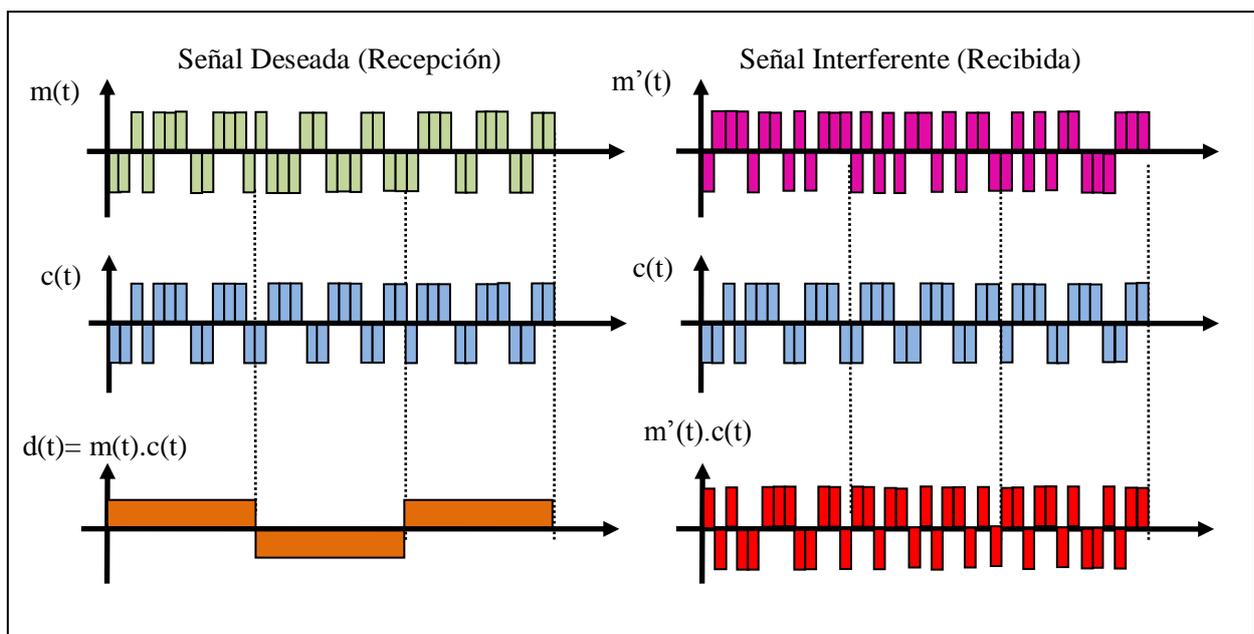
aplicable a otras señales de espectro ensanchado que no tienen el código correcto. Por lo tanto diferentes comunicaciones de espectro ensanchado pueden coexistir al mismo tiempo y en la misma banda, permitiendo que múltiples transmisores compartan el mismo canal, dentro de ciertos límites, tales como CDMA. Tener en cuenta que no necesariamente otras técnicas de banda ancha involucran tecnología de espectro ensanchado.

**Rechazo a la Interceptación:** La Resistencia a la interceptación es la segunda ventaja proporcionada por estas técnicas de espectro ensanchado. Esto se debe a que los receptores no autorizados no conocen el código utilizado en el ensanchamiento de la señal original, no pudiendo decodificar la señal. Sin la clave correcta, una señal de espectro ensanchado aparece como ruido o como una interferencia. Se debe tener en cuenta que si el código utilizado es muy corto, mediante algunos métodos de análisis, se puede romper el código violando la seguridad.

Por otro lado una mejora consiste en que los niveles de señal puede estar por debajo del ruido de fondo, debido a que la operación de ensanchamiento reduce la densidad espectral de potencia. En la figura siguiente se puede ver que la cantidad total de potencia se mantiene pero en un rango de frecuencia mayor. Entonces el mensaje se hace invisible, otros receptores no pueden ver la transmisión, sólo registraran un ligero aumento en el nivel de ruido en general. Esto es particularmente efectivo en técnicas de espectro ensanchado de secuencia directa (DSSS).

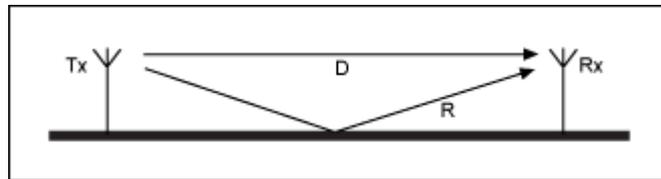


**Fig. N° 5-84** - (La señal de espectro ensanchado se encuentra debajo del nivel de ruido. El receptor no puede recibir la transmisión sin el código correcto utilizado)



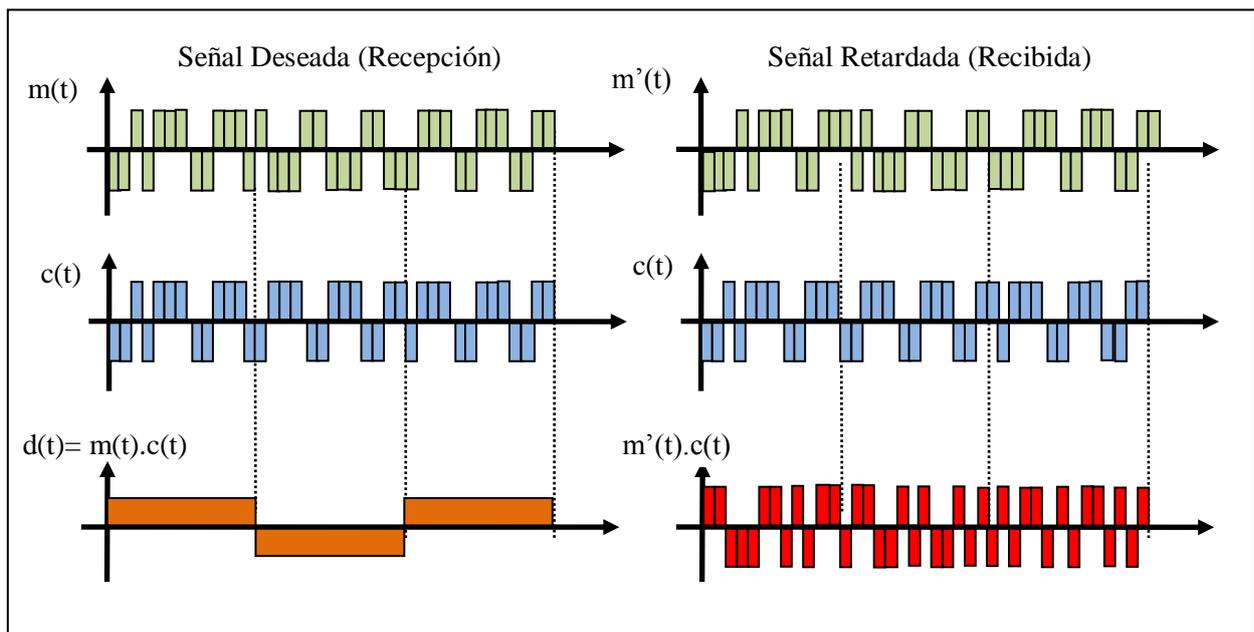
**Fig. N° 5-85** - (señal interferente des ensanchada en el receptor)

**Resistencia al Desvanecimiento (Efectos Multitrayectoria):** Los enlaces wi-fi a menudo utilizan propagación por trayectos múltiples, donde la señal tiene más de una ruta desde el transmisor al receptor (Figura 9). La multi trayectoria puede ser causada por efectos de reflexión o refracción atmosférica, y por reflexión de la tierra o de objetos tales como edificios.



**Fig.N° 5-86** - (Ilustra como la señal puede llegar al receptor por múltiples caminos)

La ruta reflejada (R) puede interferir con la ruta directa (D) (fenómeno denominado fading), provocando atenuación a la señal. Esto se debe a que el proceso de des-ensanchamiento se sincroniza con la señal D, rechazando a la señal R, a pesar de que contiene el mismo código. Existen algunas técnicas que permiten aprovechar las señales reflejadas, des-ensanchando a estas y adicionando la señal resultante a la principal.



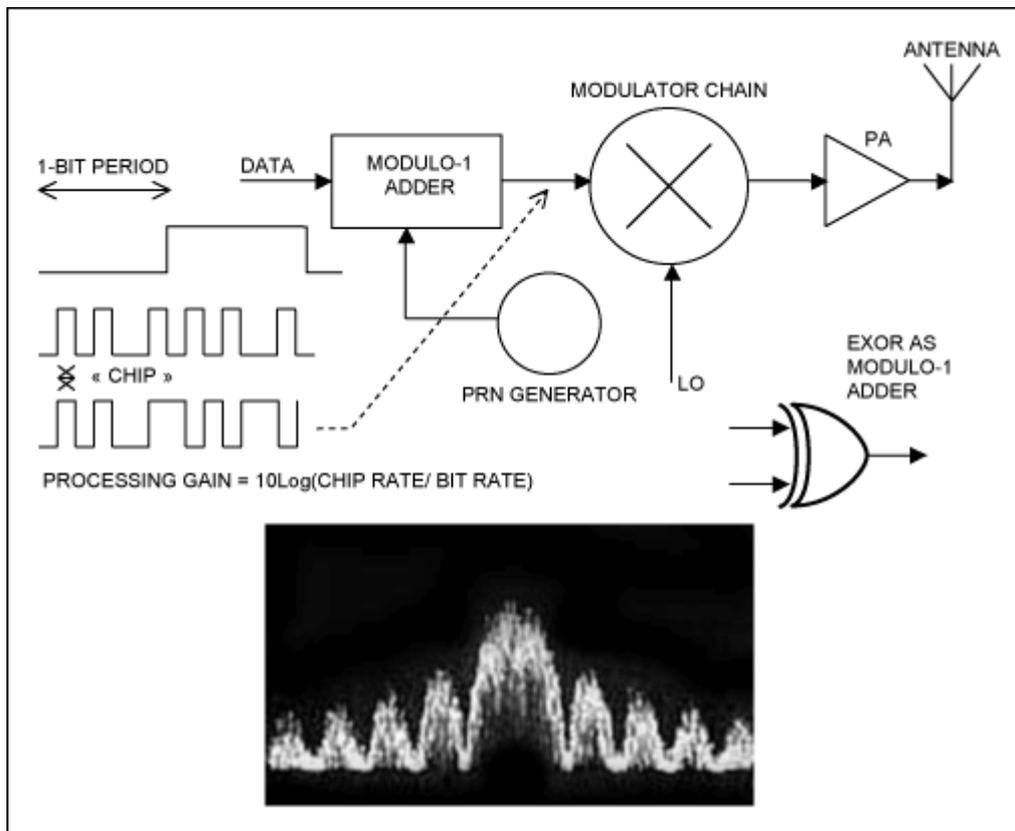
**Fig.N° 5-87** - (Ilustra la señal propia retardada)

### Spread Spectrum de Secuencia Directa (DSSS)

Con la técnica de secuencia directa (DSSS), el código PRN se aplica directamente a los datos que ingresan al modulador de portadora. El modulador, por lo tanto, ve a una velocidad de transmisión mucho mayor, que corresponde a la tasa de la secuencia PN. Modular la portadora de RF con tal secuencia de código, produce una señal de espectro ensanchado de secuencia directa, modulada en un espectro de frecuencia  $((\sin x) / x)^2$ , centrado en la frecuencia de portadora.

El lóbulo principal de este espectro (de cero a cero) tiene un ancho de banda que es dos veces la velocidad del reloj de la modulación de código, y los lóbulos laterales tienen anchos de banda de cero a cero igual a la velocidad del reloj del código. En la Figura 13 se puede ver el tipo más común de señal modulada de espectro ensanchado de secuencia directa. El espectro de la señal de secuencia directa presenta variaciones, dependiendo del prestador y de la modulación de los datos utilizados. A continuación se muestra un desplazamiento de fase binaria con llave (BPSK) de la señal, que es el tipo de modulación más común utilizados en sistemas de secuencia directa.

Como sugiere esta descripción, un diagrama de la forma de onda transmitida presenta una envolvente aproximada en forma de campana, centrada en la frecuencia de portadora, similar a una transmisión de AM normal, excepto que el ruido adicionado provoca una distribución mucho más amplia que en una transmisión de AM.



**Fig. N° 5-88** - (imagen de una señal de DSSS observada con un analizador de espectro, la señal original no ensanchado solo ocuparía la mitad del lóbulo central)

### Spread Spectrum por Salto de frecuencia (FHSS)

El método de espectro ensanchado FHSS hace exactamente lo que su nombre indica, en contraste al método de secuencia directa, la portadora es re sintonizada en forma pseudo aleatoria, en lugar de añadir ruido pseudo aleatorio a los datos. Esto provoca el salto de la portadora de una frecuencia a otra dentro del ancho de banda de acuerdo a la secuencia definida por el PN, obteniéndose una distribución de frecuencia uniforme. La velocidad a la que se ejecuta el salto depende de la velocidad de los datos de la información original.

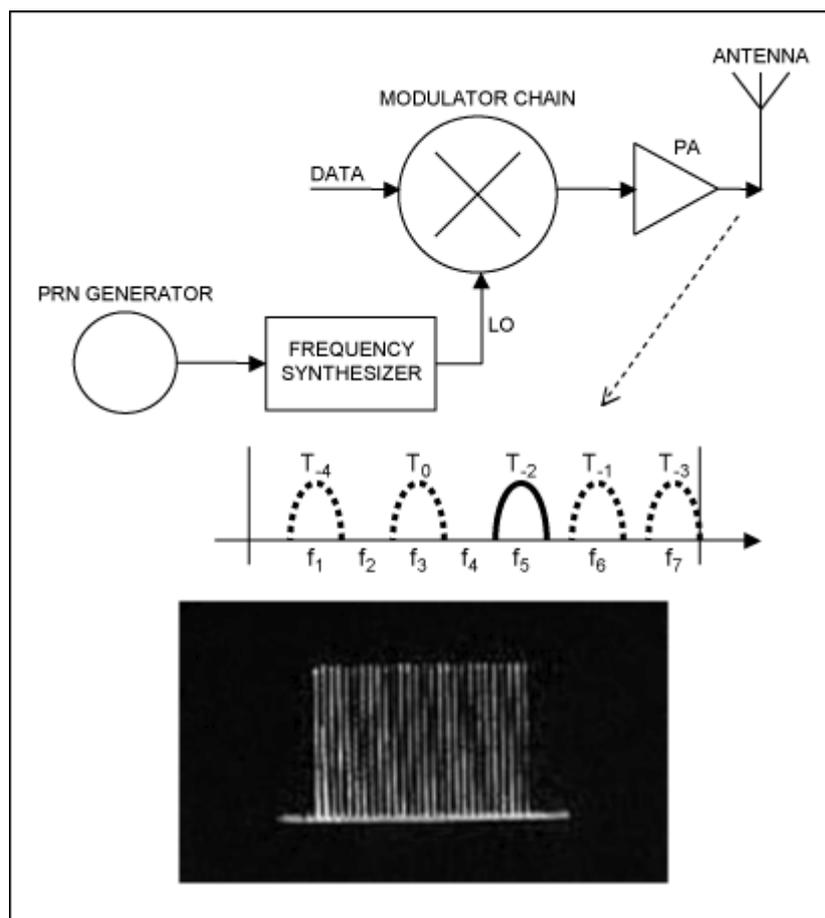
Se puede distinguir entre dos alternativas: frecuencia de salto rápido (FFHSS) y frecuencia de salto baja (LFHSS). Este último método es el más común, permitiendo que varios

bits de datos consecutivos modulen la misma frecuencia. En cambio FFHSS se caracteriza por permitir varios saltos dentro de cada bit de datos.

El espectro de transmisión de la señal por salto de frecuencia es muy diferente del espectro del sistema de secuencia directa. En lugar de que la envuelta de la señal SS esté modulada en un espectro de frecuencia  $((\sin x) / x)^2$ , la señal para salto de frecuencia presenta una salida plana dentro de la banda de frecuencias utilizadas (ver Figura 14). El ancho de banda de una señal de salto de frecuencia es simplemente N veces el número de ranuras o saltos de frecuencias disponibles, donde N es el ancho de banda de cada canal salto. Una condición importante que tiene que cumplir el sistema radica en el tiempo de permanencia de cada frecuencia, el que no puede superar por norma los 400 ms. La permanencia en cada frecuencia afecta en forma directa a la capacidad de rechazo a interferencia del sistema.

El salto de frecuencia utiliza la diversidad de frecuencia para combatir la interferencia, para esto se utilizan múltiples frecuencias seleccionadas mediante el código pseudo aleatorio PN o PRN (código FSK) con muchas frecuencias (por ejemplo 50).

En transmisión por FHSS, el pseudo código ruido (PRN) controla a un sintetizador de frecuencia, de forma que la frecuencia instantánea del transmisor salta de un valor a otro controlada por el código. Esto permite obtener un espectro de salida ensanchado dentro de las frecuencias generadas, esto se puede ver en la siguiente figura:



**Fig. N° 5-89** - (Imagen de una señal de FHSS)