



## 7. Moduladores

### 7.1. Introducción

Las señales de información deben ser transportadas entre un transmisor y un receptor sobre alguna forma de medio de transmisión. La modulación se define como el proceso de transformar información de su forma original a una forma más adecuada para la transmisión. Demodulación es el proceso inverso (es decir, la onda modulada se convierte nuevamente a su forma original). La modulación se realiza en el transmisor en un circuito llamado modulador, y la demodulación se realiza en el receptor en un circuito llamado demodulador o detector.

### 7.2. Propósito de la modulación

El propósito de la modulación es adaptar la señal a transmitir al canal de comunicación entre la fuente y el receptor. Así introduce dos pasos adicionales entre la fuente y el canal, una primera operación llamada *modulación* y entre el canal y el destinatario, una segunda operación conocida como la *demodulación*. La cadena de transmisión total es entonces la de la Fig. 7.1.

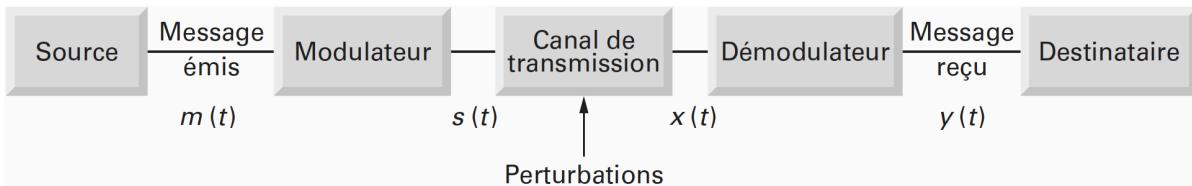


Fig. 7.1. Cadena global de transmisión [1].

El propósito de la transmisión es enviar el mensaje transmitido  $m(t)$  hacia el receptor.

En el caso ideal que tenemos:  $y(t) = m(t)$ .

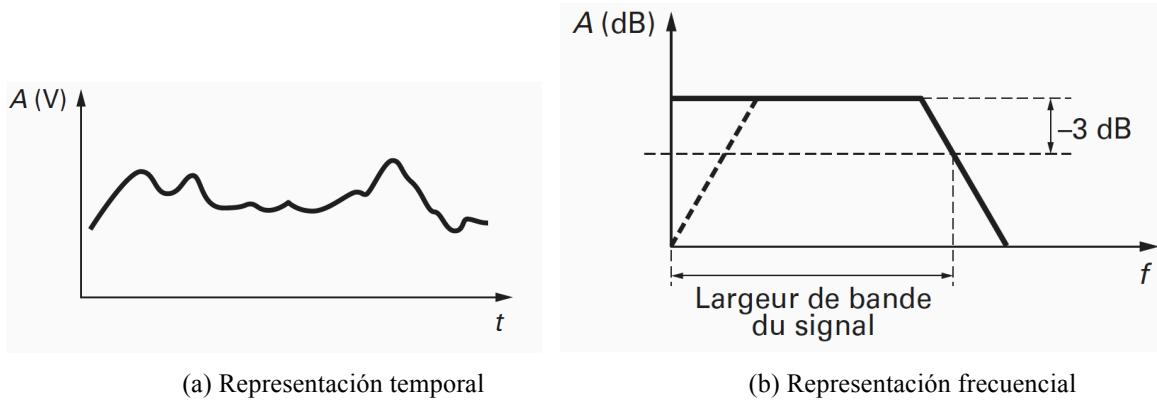
En la práctica esto no es así, y tenemos que  $y(t)$  es diferente de  $m(t)$ .

La diferencia radica principalmente en la presencia de ruido debido a las perturbaciones que afectan el canal de transmisión y las imperfecciones de los métodos de modulación y demodulación.

La señal de  $m(t)$  es la señal de banda de base a transmitir. Se puede representar ya sea en forma temporal o en la forma de frecuencia; estas dos formas se combinan en la Fig. 7.2. La modulación utiliza una nueva señal auxiliar de frecuencia  $f_0$ . Esta frecuencia  $f_0$  se llama frecuencia portadora o frecuencia central. Obviamente, la frecuencia  $f_0$  se selecciona entre el ancho de banda del canal de transmisión  $B_1$ .

La señal a transmitir  $s(t)$ , se llama la señal portadora a la frecuencia  $f_0$ , modulada por el mensaje  $m(t)$ .

La Fig. 7.3 muestra una representación de frecuencia de la señal transmitida  $s(t)$ . La señal  $s(t)$  ocupa una banda  $B$  alrededor de la frecuencia  $f_0$ . Este ancho  $B$  es un parámetro importante y depende del tipo de modulación. En muchos casos, se busca reducir  $B$  para poder poner en la banda  $B_1$ , el máximo de información. Se necesita un multiplexado de la frecuencia para transmitir simultáneamente en el mismo medio más información.

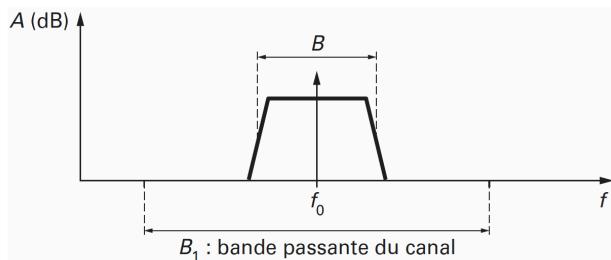


**Fig. 7.2.** Representación de la señal  $m(t)$  que hay que transmitir [1].

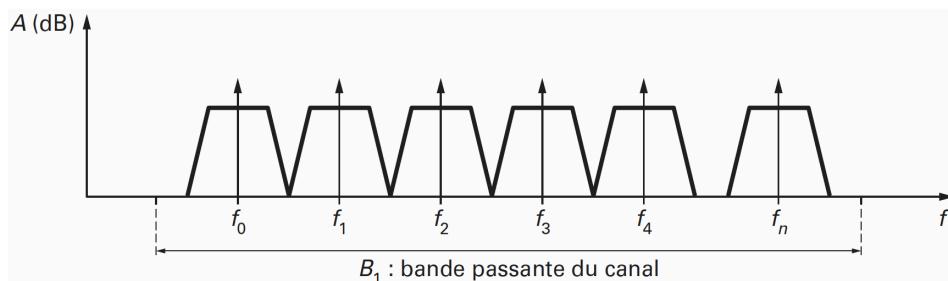
La representación espectral de las señales transportadas en el canal de transmisión es entonces el de la Fig. 7.4. En el sentido general, la modulación es una operación de transmitir una señal usando una señal de modulación en la portadora  $v(t)$ :

$$v(t) = A \cos(\omega t + \varphi) \quad (7.1)$$

La modulación consiste en efectuar un cambio o variación en alguno de los parámetros de  $v(t)$ . La actuación sobre  $A$  se traduce en una modulación de amplitud; si se actúa sobre  $\omega$  se modula la frecuencia, mientras que si se actúa sobre  $\varphi$  la modulación es de fase. Estos tres tipos de modulación se pueden aplicar tanto si la señal moduladora  $m(t)$  es analógica como si es digital.



**Fig. 7.3.** Representación frecuencial de la señal transmitida  $s(t)$  [1].



**Fig. 7.4.** Múltiplex frecuencial de  $n$  portadoras [1].

Tabla 7.1 resume los principales tipos de modulación analógicos y digitales.

Aunque podemos considerar fácilmente una señal digital se reduce a un caso particular de la señal analógica. Las modulaciones analógicas y modulaciones digitales son tratados de manera diferente. En los sistemas analógicos

estamos interesados en la relación señal a ruido de la señal y (t), y en las modulaciones digitales nos fijamos en la tasa de errores de bits para la señal y (t).

Donde:

DSB	Double-sideband modulation
DSB-WC/DSBFC	Double-sideband modulation with (full) carrier (usado en AM radio broadcasting)
DSB-SC	Double-sideband suppressed-carrier transmission
DSB-RC	Double-sideband reduced carrier transmission
SSB, or SSB-AM	Single-sideband modulation
SSB-WC	SSB with carrier
SSB-SC	SSB suppressed carrier modulation
VSB, or VSB-AM	Vestigial sideband modulation
QAM	Quadrature amplitude modulation
ASK	Amplitude-shift keying
M-QAM	M-ary Quadrature Amplitude Modulation
FSK	Frequency-shift keying
CPFSK	Continuous-phase frequency-shift keying
MSK	Minimum-shift keying
GMFSK	Gaussian minimum-shift keying
BPSK	Binary Phase Shift Keying
DBPSK	Differential Binary Shift Keying
QPSK	Quadrature PSK
DQPSK	Differential QPSK
M-PSK	M-ary Phase PSK

**Tabla. 7.1.** Resumen de los diferentes tipos de modulación

Portadora $v(t) = A \cos(\omega t + \varphi)$	Modulaciones analógicas	Modulaciones digitales
$A$ =Amplitud	DSB, DSB-WC or DSB AM DSB-SC DSB-RC SSB, or SSB-AM SSB-WC SSB-SC VSB, or VSB-AM QAM	ASK M-QAM
$\omega$ =frecuencia	FM	FSK CPFSK MSK GMSK
$\varphi$ =fase	PM	PSK DPSK

Portadora $v(t) = A \cos(\omega t + \varphi)$	Modulaciones analógicas	Modulaciones digitales
		QPSK DQPSK M-PSK

### 7.3. Descomposición en serie de la señal de banda base

Cualquier señal se puede descomponer en una serie de señales sinusoidales. Para este estudio teórico, se supone que la señal moduladora está constituido por una y sólo una sinusode, el razonamiento puede extenderse a cualquier número de señales sinusoidales, por lo tanto, a una señal de cualquier forma.

### 7.4. Moduladores analógicos

#### 7.4.1. Definición de términos

##### Banda base.

Se menciona una señal de banda base para designar los mensajes emitidos. El ancho de banda ocupado es entonces entre la frecuencia con valor cercano a 0 y una frecuencia máxima  $F_{\max}$ .

##### Ancho de banda de la señal.

El ancho de banda de la señal de banda es el rango de frecuencias sobre las que la señal tiene una potencia superior a un determinado límite. Este límite  $f_{\max}$  se fija a -3 dB, que corresponde a la mitad de la potencia máxima. El ancho de banda se expresa en Hz, kHz o MHz.

##### Espectro de la señal.

Se habla de un espectro de la señal para designar la frecuencia de distribución de energía. También se conoce como DSP, densidad espectral de potencia, que es el cuadrado del módulo de la transformada de Fourier de esta señal.

$$DSP = |F(f)|^2 \quad (7.1)$$

##### Banda de paso del canal.

El canal de transmisión puede ser, por ejemplo, un par trenzado, un cable coaxial, una guía de ondas, una fibra óptica o, simplemente, el aire. Es obvio que ninguno de estos soportes se caracteriza con el mismo ancho de banda.

El ancho de banda del canal no debe confundirse con la distribución espectral de la señal de banda base.

#### 7.4.2. Modulación en amplitud en doble banda lateral con portadora (DSB AM)

Dada la señal modulante y la portadora,

$$m(t) = B \cos \omega_1 t \quad (7.2)$$

$$n(t) = A \cos \omega t \quad (7.3)$$

La modulación consiste en realizar la operación siguiente:

$$v(t) = (A + B \cos \omega_1 t) \cos \omega t \quad (7.4)$$

$$v(t) = A(1 + m_A \cos \omega_1 t) \cos \omega t \quad (7.5)$$

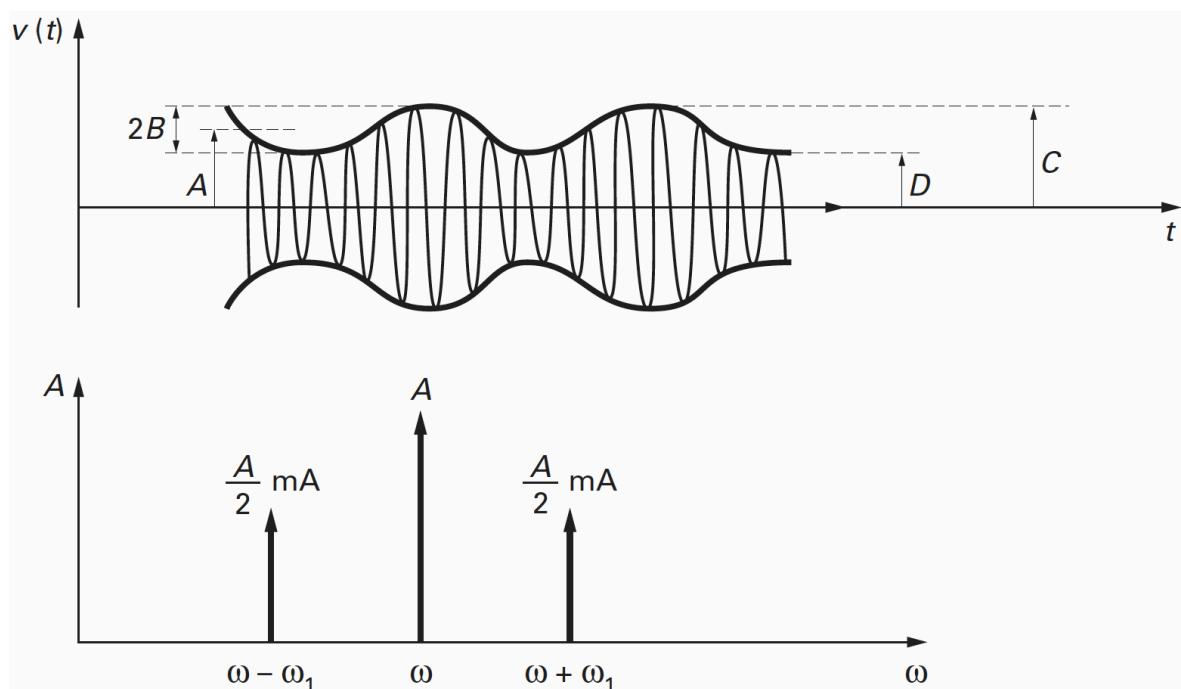
el índice de modulación es

$$m_A = \frac{B}{A} \quad (7.6)$$

La ecuación de la onda modulada puede expresarse

$$v(t) = A \cos \omega t + A \frac{m_A}{2} \cos(\omega + \omega_1)t + A \frac{m_A}{2} \cos(\omega - \omega_1)t \quad (7.7)$$

Este desarrollo permite poner de manifiesto las dos portadoras, como se muestra en la Fig. siguiente



**Fig. 7.5.** Representación temporal y frecuencial de la modulación DSB [1].

La señal modulada evoluciona entre un mínimo y un máximo

$$v(t)_{\min} = D = A - B \quad (7.8)$$

$$v(t)_{\max} = C = A + B \quad (7.9)$$

$$m_A = \frac{C - D}{C + D} \quad (7.10)$$

Por lo tanto, el índice de modulación puede medirse visualizando directamente la portadora, midiendo las tensiones C y D. Si se observa la señal modulada desde el punto de vista frecuencial con un analizador de espectro, se miden las frecuencias laterales y portadora directamente, midiendo las potencias en *dBm* de la portadora  $N_p$  y de una de las rayas  $N_{BL}$ . El índice de modulación se calcula mediante la relación

$$m_A = 10^{\frac{N_{BL} - N_p + 6}{20}} \quad (7.11)$$

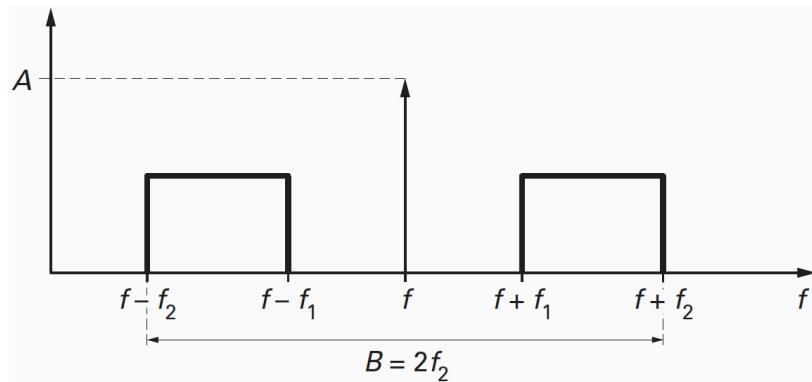
Cuando  $B=A$ ,  $m_A=1$ , la modulación es máxima.

El nivel de las bandas laterales es 6dB inferior al nivel de la portadora.

Si los niveles de las bandas laterales son iguales al nivel de la portadora, entonces  $m_A=2$ .

Los imperativos inherentes a la desmodulación implican que el índice de modulación sea inferior a 1.

Si la señal moduladora senoidal se reemplaza por una señal compleja descompuesta en una sucesión de senoides comprendidas entre  $f_1$  y  $f_2$ , el espectro de la tensión modulada será el siguiente



**Fig. 7.6.** Representación frecuencial de la modulación DSB, modulada con una señal en banda base comprendida por  $f_1$  y  $f_2$ .

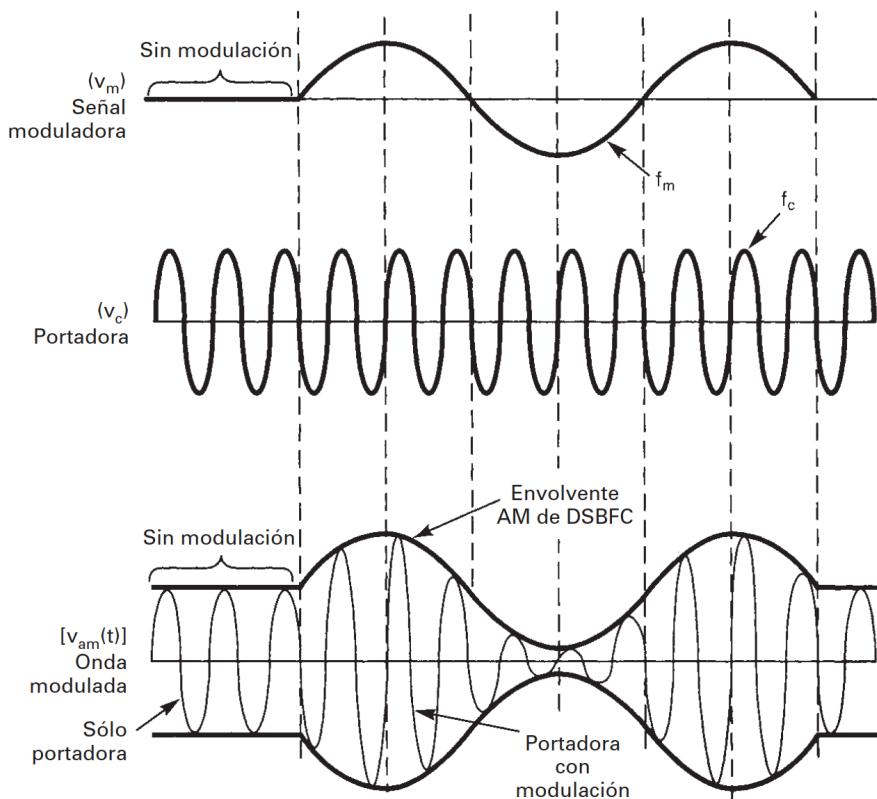


Fig. 7.7. Generación de AM.

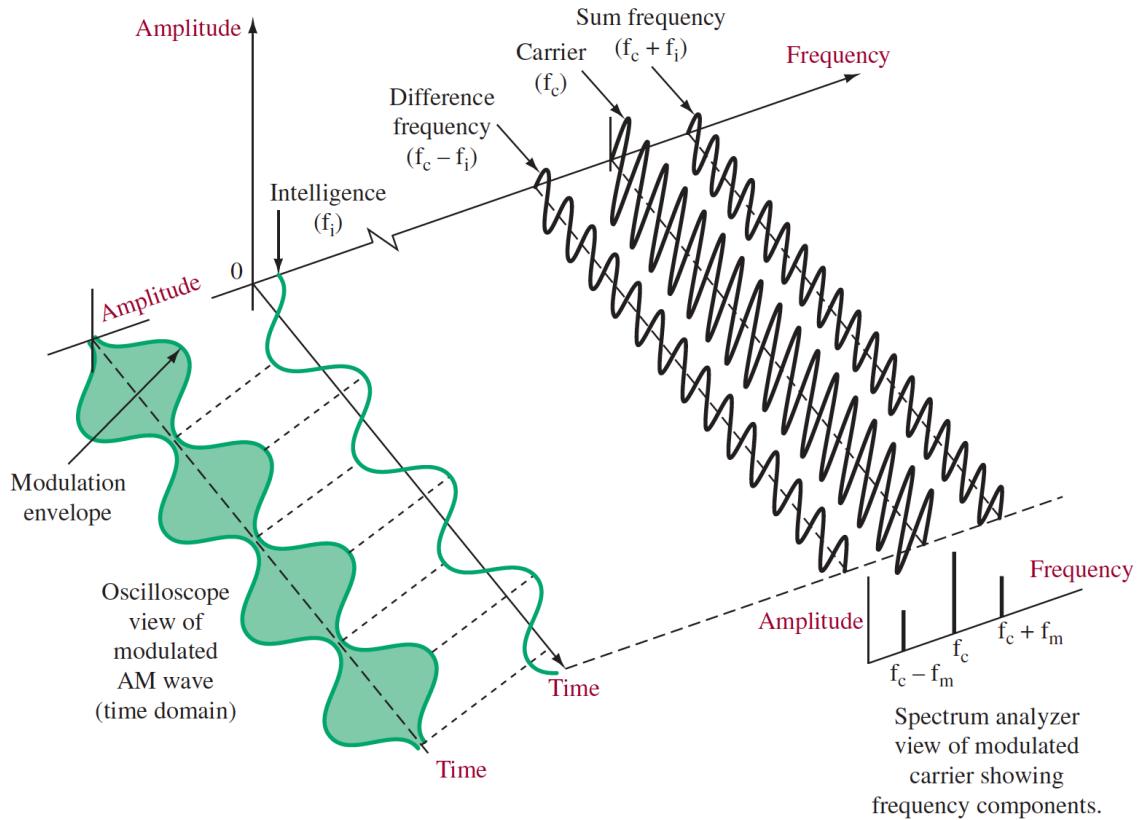
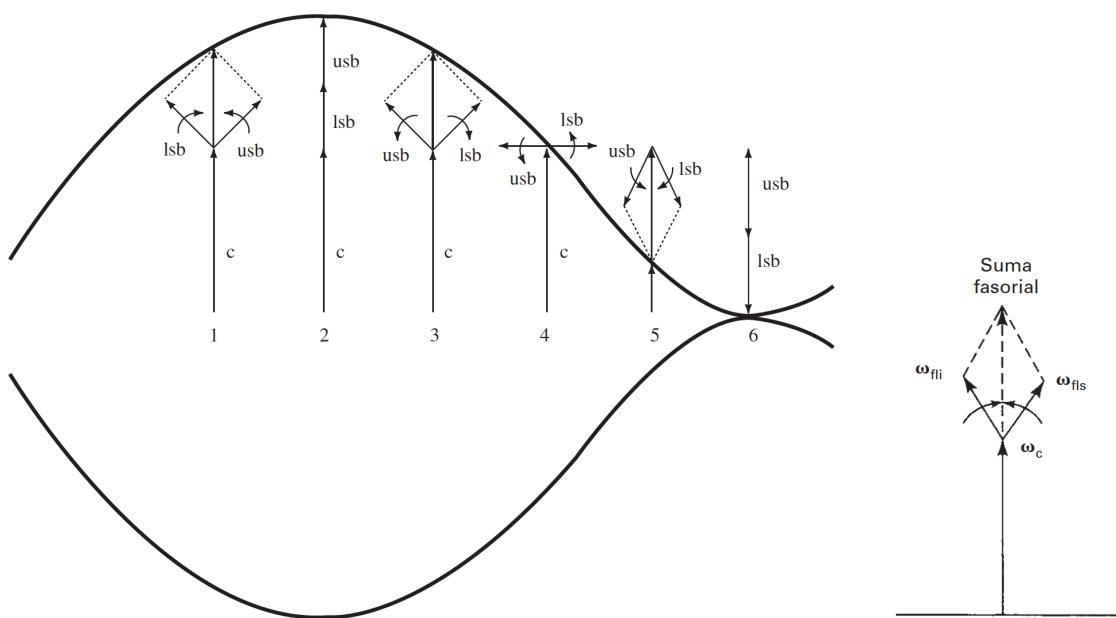


Fig. 7.7. AM en representación del dominio del tiempo y la frecuencia.

#### 7.4.2.1. Representación fasorial de AM

A menudo es útil usar una representación fasorial para ayudar a entender la generación de una señal de AM. Para simplificar, consideremos una portadora modulada por una sola onda sinusoidal con un índice de modulación del 100% ( $m = 1$ ). Como ya se ha establecido, se crearán frecuencias mayúsculas y laterales inferiores. Convencionalmente, sin embargo, estas frecuencias laterales se denominan bandas laterales, a pesar de que sólo una frecuencia está presente, y que la convención será seguido aquí.

Por consiguiente, la señal de AM se compone de la portadora, la banda lateral superior (USB) a la mitad de la amplitud de la portadora con una frecuencia igual a la frecuencia portadora más la frecuencia de la señal de modulación, y la banda lateral inferior (LSB) a la mitad de la amplitud en la frecuencia portadora menos la frecuencia de modulación. Con la ayuda de la Fig. siguiente se puede observar cómo estos tres ondas sinusoidales se combinan para formar la señal de AM.



**Fig. 7.8.** Modulación AM. Representación fasorial.

#### 7.4.2.2. Ancho de banda de la portadora

El análisis espectral de la Fig. anterior muestra que si la frecuencia máxima que se va a transmitir es la frecuencia  $f_2$ , la señal modulada en amplitud ocupará un ancho  $B$  igual a dos veces esta frecuencia máxima

$$B = 2f_2 \quad (7.12)$$

En el caso de una portadora modulada por una señal senoidal única de frecuencia  $f_1$ , la potencia transmitida por la portadora vale  $P$ , mientras que la potencia transmitida por cada banda lateral vale

$$P \frac{m_A^2}{4} \quad (7.13)$$

La potencia total transmitida es

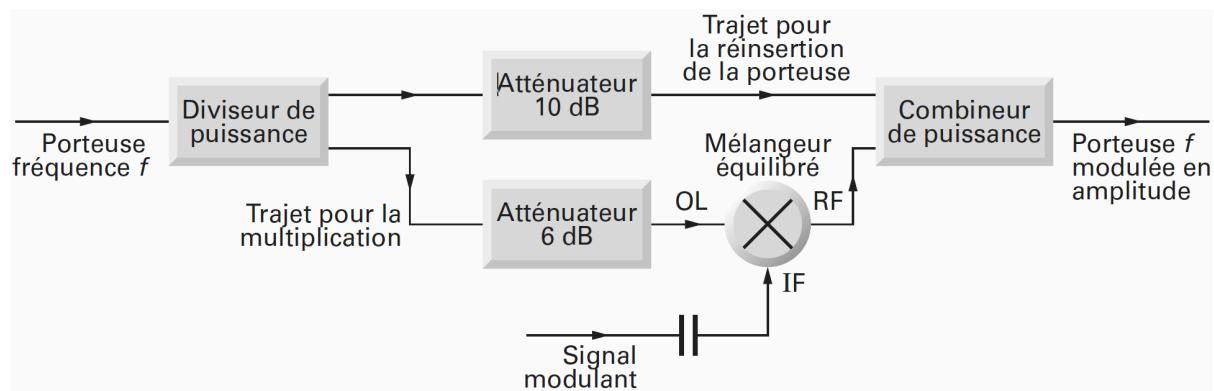
$$P_{tot} = P \left( 1 + \frac{m_A^2}{2} \right) \quad (7.14)$$

Si  $m_A = 1$ , la portadora que no contiene información transporta los 2/3 de la potencia

#### 7.4.2.3. Modulador de amplitud

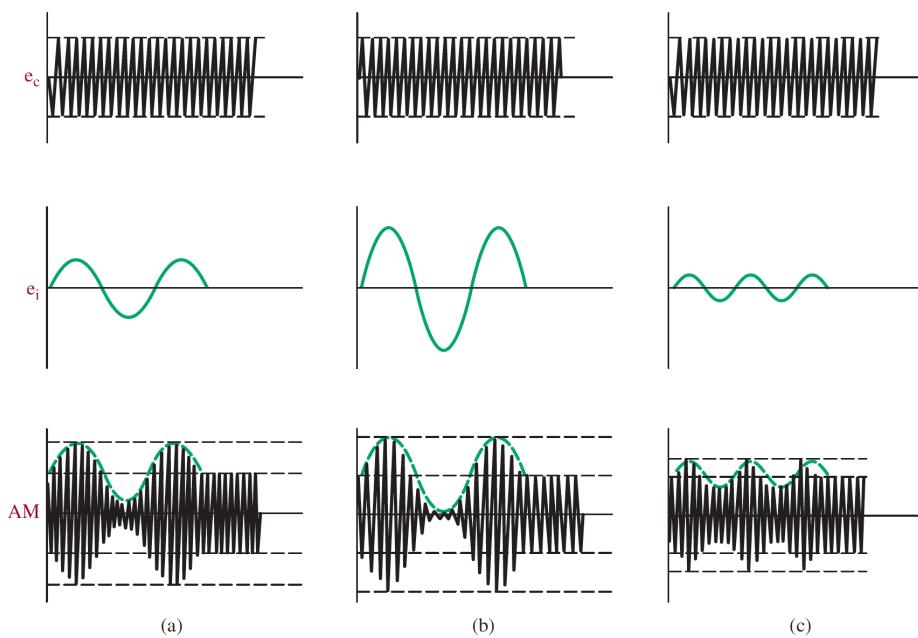
Generalmente, los moduladores de amplitud se componen de sistemas con características no lineales. Cualquier multiplicador, un diodo mezclador equilibrado o multiplicador de cuatro cuadrantes puede ser utilizado para producir un modulador de amplitud.

La figura siguiente muestra el diagrama de bloques de un modulador de amplitud de doble banda con portadora.



**Fig. 7.8.** Modulador de amplitud

La señal portadora a la frecuencia  $f$  se divide en dos ramales. En el primer ramal, esta señal se multiplica por la señal moduladora. A la salida del multiplicador se recuperan las dos bandas laterales. En el segundo ramal, la señal portadora es simplemente atenuada. El combinador de potencia encarga de sumar las dos bandas laterales y la portadora.

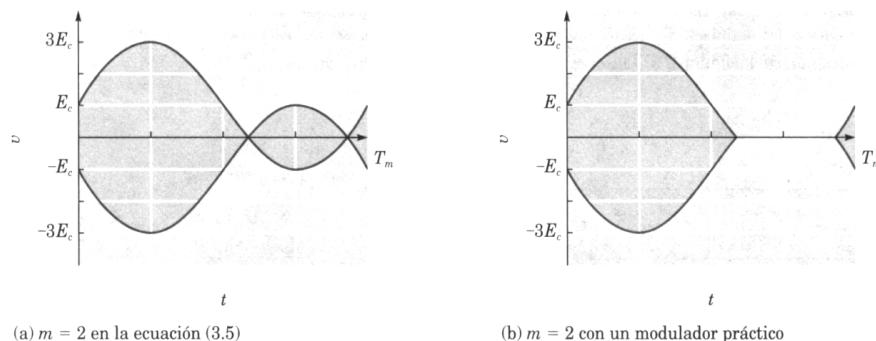


**Fig. 7.9.** Modulación en amplitud con diferentes valores de la señal modulante  
( $e_i$  es la modulante,  $e_c$  es la portadora)

### Sobremodulación

Cuando el índice de modulación es mayor que 1, se dice que hay sobremodulación. El índice de modulación puede ser mayor que 1.

En la Fig. siguiente se observa un caso con  $m=2$ . Como puede verse, la envolvente ya no se asemeja a la señal moduladora, por consiguiente,  $m$  debe ser menor o igual a 1.



**Fig. 7.10.** Sobremodulación

Siempre que trabajemos con modelos matemáticos, debe recordarse verificar contra la realidad física. La situación de sobremodulación es un buen ejemplo. Es posible construir un circuito que produce una salida que concuerda con la ecuación de AM del tiempo, para  $m$  mayor que 1. Sin embargo, en estas condiciones, la mayoría de los moduladores prácticos de AM producen la señal mostrada en la figura 3.6(b). Esta no es la forma de onda predicha por las ecuaciones de modulación, pero la envolvente de modulación ya no es una representación precisa de la señal moduladora. De hecho, si se somete al análisis de Fourier, se encontraría que las componentes "afiladas o puntiagudas" de la forma de onda, cuando la salida disminuye a cero en los picos de modulación negativa, representan componentes de alta frecuencia agregados a la señal en banda base original. Con este tipo de sobremodulación se crean frecuencias laterales más alejadas de la portadora de lo que estarían en otro caso. Estas frecuencias espurias se conocen como distorsión por sobremodulación (splatter), y hacen que la señal modulada tenga un ancho de banda mayor.

#### 7.4.2.4. Circuitos de modulación de AM

En un transmisor, el lugar donde se hace la modulación determina si el circuito es un transmisor de bajo o de alto nivel. Con modulación de bajo nivel, ésta se hace antes del elemento de salida de la etapa final del transmisor; en otras palabras, antes del colector del transistor de salida en un transmisor transistorizado, antes del drenaje del FET de salida en un transmisor de FET, o antes de la placa del tubo de salida en un transmisor con tubos al vacío.

Una ventaja de la modulación de bajo nivel es que se requiere menos potencia de señal moduladora para lograr modulación de alto porcentaje. En los moduladores de alto nivel, la modulación se hace en el elemento final de la etapa final, donde la señal portadora tiene su amplitud máxima y por ello requiere una señal moduladora de mucho mayor amplitud para lograr un porcentaje razonable de modulación. Con la modulación de alto nivel, el amplificador final de señal moduladora debe suministrar toda la potencia de banda lateral, que podría ser hasta 33% de la potencia total de transmisión. Una desventaja obvia de la modulación de bajo nivel se presenta en las aplicaciones de gran potencia, donde todos los amplificadores que siguen a la etapa moduladora deben ser amplificadores lineales, lo cual es extremadamente ineficiente.

#### 7.4.2.5. Estructura del emisor en modulación de amplitud en bajo nivel

El diagrama de bloques de la Fig. 7.11 representa una configuración completa de un transmisor de banda dual en la modulación de amplitud de doble banda con portadora. La modulación es en bajo nivel, por lo que las etapas siguientes deben ser lineales.

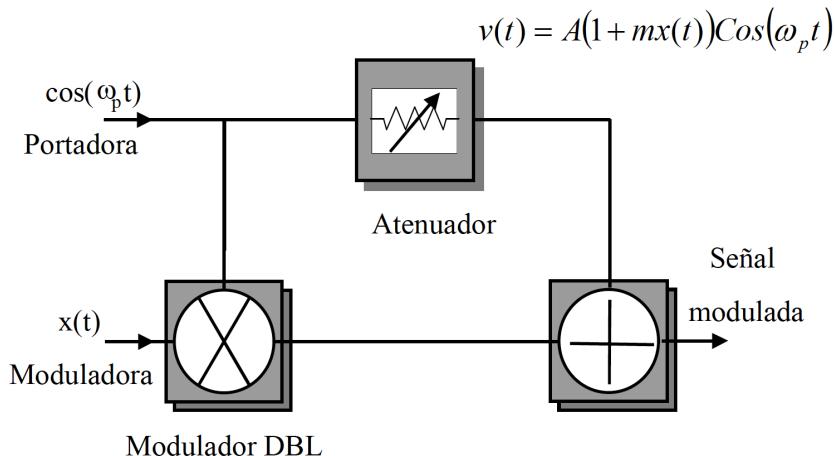


Fig. 7.11. Estructura del emisor en modulación de amplitud en bajo nivel. Modulación por mezcla

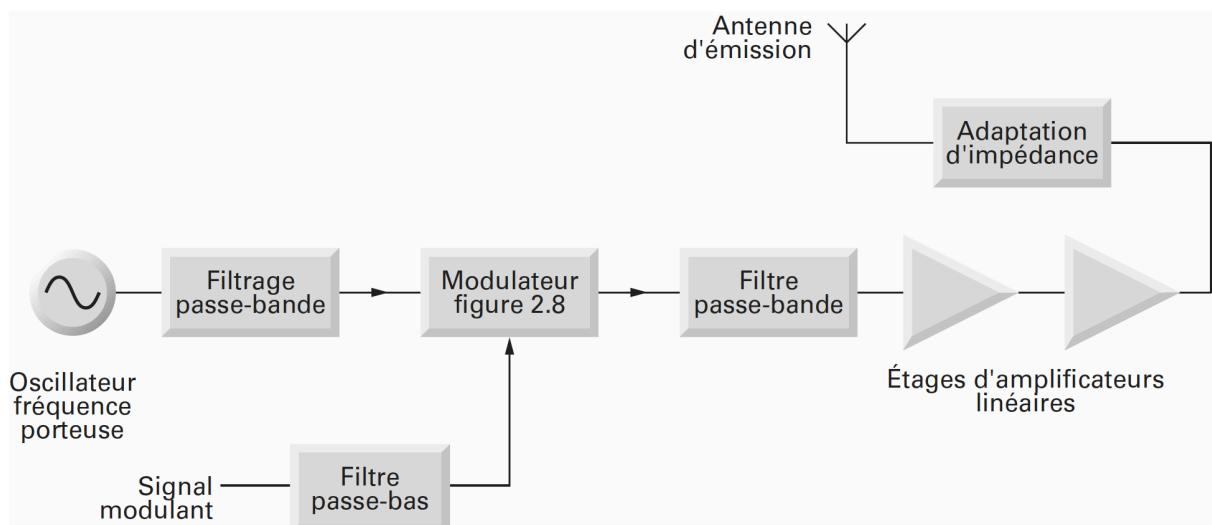


Fig. 7.12. Estructura del emisor en modulación de amplitud

El modulador corresponde al diagrama de la Fig. 7.12, que recibe tanto la señal a la frecuencia portadora y la segunda señal de modulación. La señal en la frecuencia portadora se obtiene ya sea directamente por un oscilador de cristal o indirectamente; oscilador de cuarzo seguido por etapas de multiplicación o por un sintetizador de frecuencia PLL.

Intercalando un filtro paso banda en la trayectoria que inyecta la señal en el oscilador se elimina o atenúa el nivel de posibles componentes armónicos  $2w$ ,  $3w$ , etc., que serían reinyectados en el circuito de salida del modulador. La señal moduladora se inyecta al modulador vía filtro paso bajo, que limita la frecuencia máxima y, consecuentemente, el desorden alrededor de la portadora.

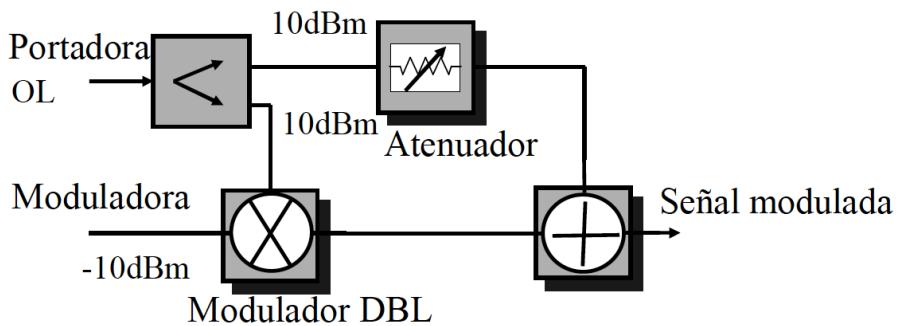
Por ejemplo, una señal de audio originalmente incluido entre 20 Hz y 20 kHz puede estar limitada a 3 kHz o 4 kHz. Se puede insertar un filtro de paso de banda de salida del modulador posiblemente si el filtro de paso bajo no se proporciona en el camino de la señal moduladora.

El factor Q de los filtros de salida aumenta a medida que aumenta la frecuencia portadora y cuando la frecuencia máxima de la señal moduladora disminuye.

Este filtro cuando tiene un valor alto de Q, puede implicar que la realización sea delicada, incluso imposible. Las etapas finales de amplificación será lineal ya que la información está contenida en la amplitud de la portadora. Estos amplificadores operan en la Clase A.

#### **Ejemplo 7.1:**

Considere un esquema de modulador como el presentado en la figura, en el que el mezclador corresponde a una configuración doblemente balanceada con rechazo del oscilador. Si las pérdidas en el proceso de mezcla son de 6dB, determine los valores de atenuación o ganancia en la rama de oscilador, para conseguir una profundidad de modulación del 100%. Considere los niveles de impedancia de 50 ohm en todas las puertas y una relación de potencia media a potencia de pico de la señal moduladora de  $\langle x^2(t) \rangle = 0.1$



**Fig. 7.13.** Modulador AM por mezcla.

#### **Respuesta:**

Si el modulador atenúa la señal 6dB, el nivel de salida será de -16dBm en cada una de las bandas laterales. Entre las dos bandas laterales tienen el doble, es decir, -13dBm.

Para una modulación del 100% ( $m=1$ ) y una potencia de señal moduladora normalizada de 0.1, la potencia contenida en las bandas laterales será de  $(m \langle x(t) \rangle)^2 = 0.1$  veces la de portadora (-10dB). Esto implica una potencia de portadora de  $-13+10=-3$ dBm.

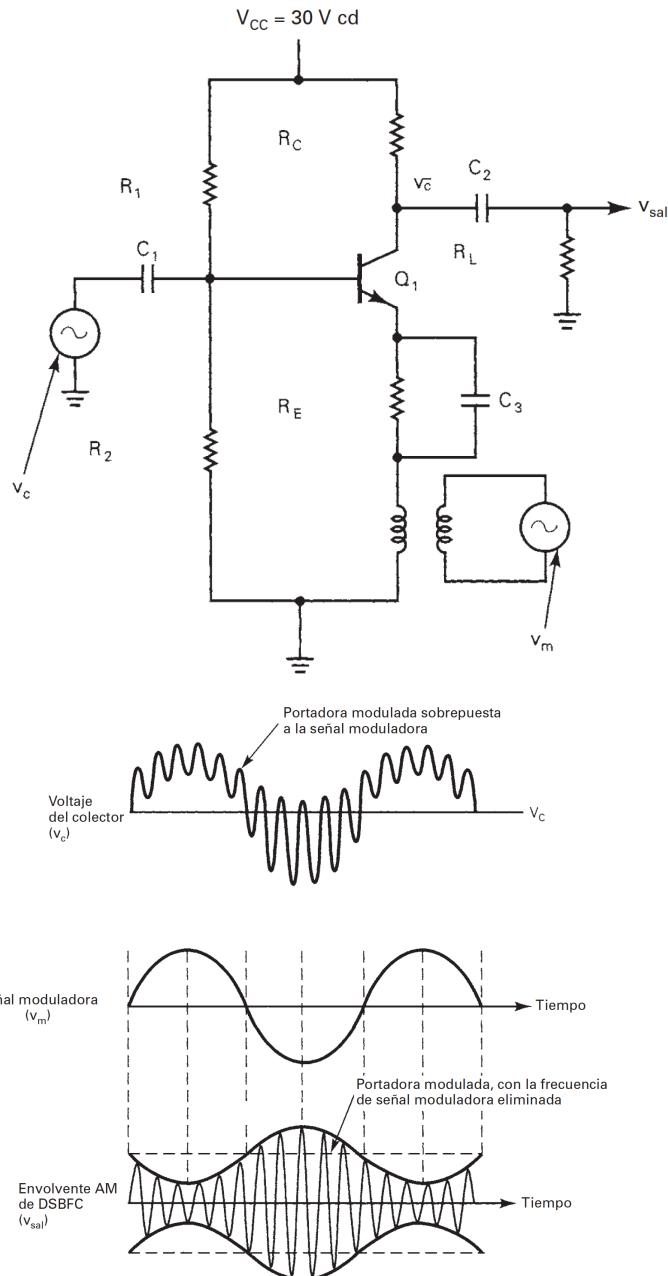
Como la potencia de entrada del atenuador es de +10dBm, se necesita un atenuador de 13dB en la rama de inyección de portadora.

#### **Ejemplo 7.2:** Modulador de AM de nivel bajo.

Un amplificador de señal pequeña, de clase A, como el de la fig. siguiente, se puede usar para la modulación de amplitud; sin embargo, el amplificador debe tener dos entradas: una para la señal portadora y otra para la señal moduladora. Cuando no hay señal moduladora presente, el circuito funciona como un amplificador lineal de clase A, y la salida no es más que la portadora amplificada por la ganancia de voltaje en reposo. Sin embargo,

cuando se aplica una señal moduladora, el amplificador funciona en forma no lineal y se produce la multiplicación de señal que se describe con la ecuación  $V_{am}(t) = [E_c + E_m \operatorname{sen}(2\pi f_m t)][\operatorname{sen}(2\pi f_c t)]$ , siendo  $E_c$  la amplitud pico de portadora, y  $E_m$  la amplitud pico de la modulante.

En la fig. siguiente, la portadora se aplica a la base, y la señal moduladora al emisor. En consecuencia, a esta configuración de circuito se le llama modulación por emisor. La señal moduladora varía la ganancia del amplificador con tasa senoidal igual a su frecuencia. La cantidad de modulación que se obtiene es proporcional a la amplitud de la señal moduladora.



**Fig. 7.14.** Modulador AM en bajo nivel. [9].

La ganancia de voltaje para un modulador por emisor se describe con la ecuación

$$A_V = A_q [1 + m \operatorname{sen}(2\pi f_m t)] \quad (7.15)$$

Donde

$A_V$  es la ganancia de voltaje del amplificador con modulación (adimensional)

$A_q$  es la ganancia de voltaje del amplificador en reposo (sin modulación, adimensional)

El  $\operatorname{sen}(2\pi f_m t)$  va desde un valor máximo de +1 hasta uno mínimo de -1. Así, la ecuación (7.15) se reduce a

$$A_V = A_q [1 \pm m] \quad (7.16)$$

donde  $m$  es igual al coeficiente de modulación. En 100% de modulación,  $m = 1$  y la ecuación (7.16) se reduce a

$$\begin{aligned} A_{V_{\max}} &= A_q [1 + 1] = 2A_q \\ A_{V_{\min}} &= 0 \end{aligned} \quad (7.17)$$

La fig. 7.14 muestra las formas de onda para el circuito mostrado. La señal moduladora se aplica a través de un transformador T1 de aislamiento, al emisor de Q1, y la portadora se aplica a la base en forma directa. La señal moduladora lleva al circuito tanto a saturación como a corte y produce así la amplificación no lineal necesaria para que se produzca la modulación. La forma de onda del colector incluye a la portadora y a las frecuencias laterales superior e inferior, así como un componente a la frecuencia de la señal moduladora. El capacitor de acoplamiento C2 quita la frecuencia de la señal moduladora de la forma de onda de AM y produce así una envolvente simétrica de AM en  $V_{sal}$ .

Con modulación por emisor, la amplitud de la señal de salida depende de la amplitud de la portadora de entrada y de la ganancia de voltaje del amplificador. El coeficiente de modulación depende en su totalidad de la amplitud de la señal moduladora. La desventaja principal de la modulación por emisor es que el amplificador funciona como clase A, que es inefficiente en extremo. Los moduladores por emisor tampoco son capaces de producir formas de onda de salida de gran potencia.

### Ejemplo 7.3: Modulador de AM de nivel bajo.

Para un modulador de AM de bajo nivel, similar al de la fig. 7.14, con un coeficiente de modulación  $m = 0.8$ , una ganancia de voltaje en reposo  $A_q = 100$ , una frecuencia de portadora de entrada  $f_c = 500$  kHz con amplitud  $V_c = 5$  mV y una señal moduladora de 1000 Hz, determinar lo siguiente:

- (a) Ganancias máxima y mínima de voltaje.
- (b) Amplitudes máxima y mínima de  $V_{sal}$ .
- (c) Trazar la envolvente de la AM de salida.

### Respuesta:

Solución (a) Se sustituye en la ecuación

a)

$$A_{\max} = 100(1 + 0.8) = 180$$

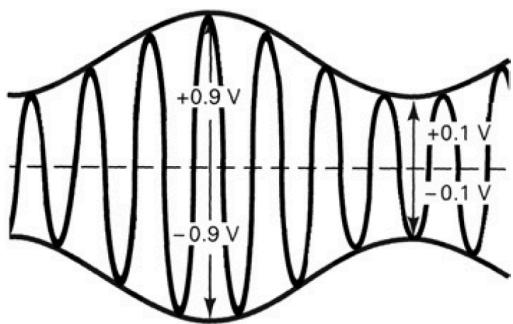
$$A_{\min} = 100(1 - 0.8) = 20$$

b)

$$V_{salida\_max} = 180(0.005) = 0.9V$$

$$V_{salida\_min} = 20(0.005) = 0.1V$$

c) La envolvente de AM se muestra en la fig. siguiente



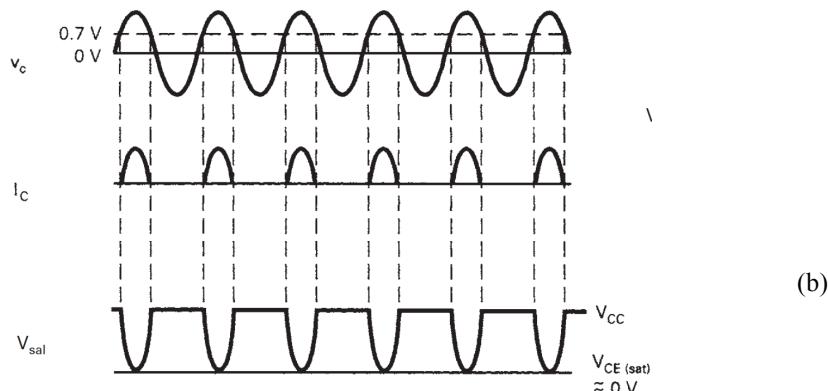
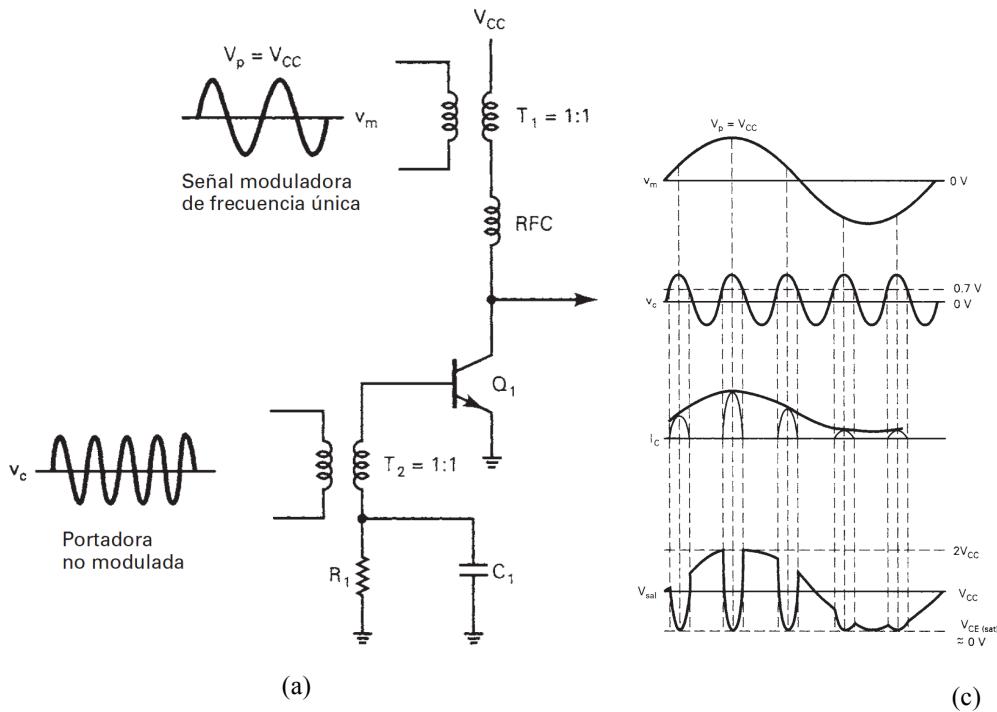
**Fig. 7.14.** Envolvente de AM del ejemplo 7.3. [9].

#### 7.4.2.6. Modulador de AM de potencia intermedia

Los primeros transmisores de AM de potencia intermedia y alta se limitaban a usar tubos al vacío como dispositivos activos. Sin embargo, a partir de mediados de la década de 1970 se dispone de transmisores de estado sólido, con potencias de salida tan altas como algunos miles de watts.

Esto se logra poniendo al final en paralelo, varios amplificadores de potencia, de tal manera que se combinen sus señales de salida en fase y sean, por consiguiente, aditivas.

La fig. siguiente muestra el diagrama de un modulador de AM de potencia intermedia con un solo transistor. La modulación se hace en el colector, que es el elemento de salida del transistor. Por consiguiente, si es la etapa activa final del transmisor (esto es, no hay amplificadores entre él y la antena), el modulador es de alto nivel. Para alcanzar alta eficiencia de potencia, los moduladores de potencia intermedia y alta de AM trabajan en general en clase C. Por consiguiente, es posible una eficiencia práctica hasta de 80%. El circuito de la fig. siguiente es un amplificador de clase C con dos entradas: una portadora (vc) y una señal moduladora de frecuencia única (vm). Como el transistor está polarizado en clase C, es no lineal y es capaz de mezclado (modulación) no lineal. Este circuito se llama modulador por colector, porque la señal moduladora se aplica en forma directa al colector. El RFC, de radio-frequency choke, es una bobina de radiofrecuencia que funciona como corto circuito a la cd y circuito abierto en altas frecuencias. Por consiguiente, el RFC aísla la fuente de poder de cd de la portadora de alta frecuencia y de las frecuencias laterales, y al mismo tiempo permite que las señales de datos, de baja frecuencia, modulen al colector de Q1.



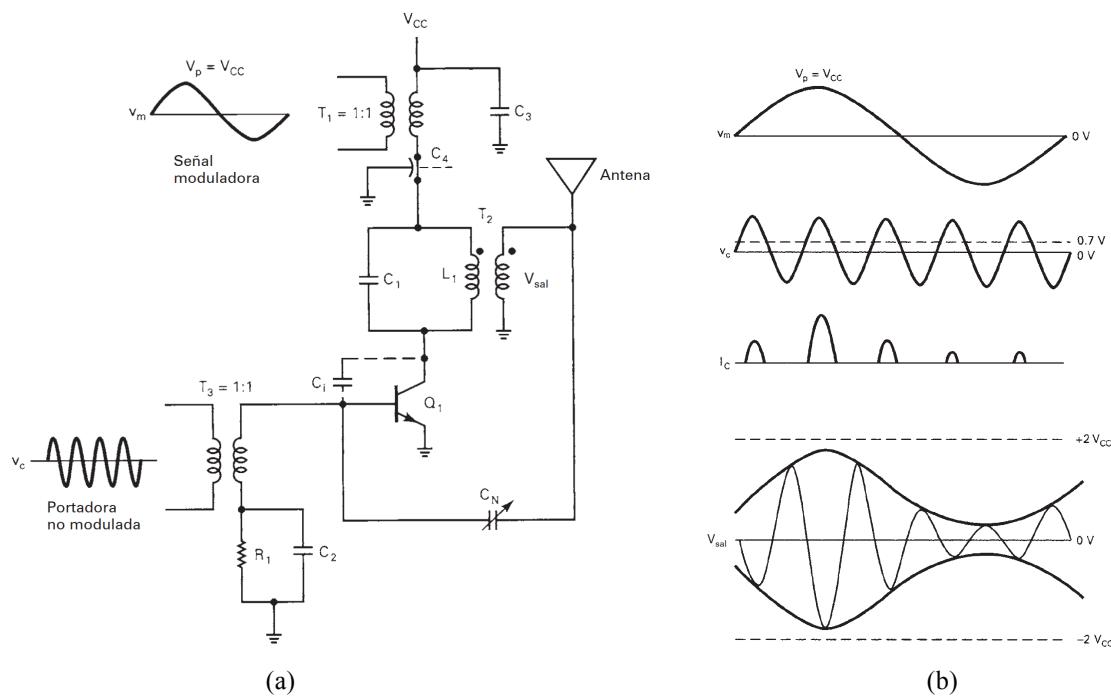
**Fig. 7.15.** Modulador AM de DSBFC simplificado, con transistor de potencia intermedia: (a) diagrama; (b) formas de onda del colector sin señal moduladora; (c) formas de onda del colector con una señal moduladora.

[9].

**Funcionamiento del circuito.** Durante la siguiente explicación, consultese el circuito de la fig. 7.15a y las formas de onda en la fig. 7.15b. Cuando la amplitud de la portadora es mayor que la barrera de potencial de la unión de base-emisor (unos  $0.7 \text{ V}$  para un transistor de silicio),  $Q_1$  se activa y pasa la corriente del colector. Cuando la amplitud de la portadora baja de  $0.7 \text{ V}$ ,  $Q_1$  se apaga y cesa la corriente del colector. En consecuencia,  $Q_1$  cambia entre saturación y corte controlado por la señal portadora, la corriente del colector pasa durante menos de  $180^\circ$  de cada ciclo de portadora y se alcanza la operación de clase C. Cada ciclo sucesivo de la portadora enciende a  $Q_1$  durante un instante y deja pasar la corriente un tiempo corto, produciendo una forma de onda que pasa a negativa en el colector. Las formas de onda de corriente y voltaje del colector se ven en la fig. 7.15b. La forma de onda de voltaje del colector se asemeja a una señal rectificada de media onda, con frecuencia fundamental igual a  $f_c$ . Cuando se aplica la señal moduladora al colector en serie con el voltaje de suministro de

cd, se suma y se resta de VCC. Se producen las formas de onda de la fig. 7.15c cuando la amplitud máxima del máximo de señal moduladora es igual a VCC. Se puede ver que la forma de onda de voltaje de salida pasa de un valor máximo de 2 VCC a casi 0 V [VCE(sat)]. El cambio máximo de voltaje de colector es igual a VCC. De nuevo, la forma de onda se parece a una portadora rectificada de media onda, sobrepuerta a una señal de datos de ca de baja frecuencia. Como Q1 trabaja en forma no lineal, la forma de onda del colector contiene las dos frecuencias originales de entrada, fc y fm, y sus frecuencias de suma y diferencia ( $fc \pm fm$ ). Ya que la forma de onda de salida también contiene las armónicas de orden superior y los componentes de intermodulación, antes de transmitirla se debe limitar su ancho de banda a  $fc \pm fm$ .

Un circuito más práctico para producir una señal DSBFC de AM y de potencia intermedia se ve en la fig. 7.16.a, con las formas de onda correspondientes en la fig. 7.16.b.



**Fig. 7.16.** Modulador AM de DSBFC simplificado, con transistor de potencia intermedia: (a) diagrama esquemático; (b) Formas de onda del colector y de salida. [9]

Este circuito también es un modulador por colector con una amplitud máxima “pico” de  $V_m(\text{máx}) = V_{CC}$ . El funcionamiento de este circuito es casi idéntico al del circuito de la fig. 7.16a, excepto por la adición de un circuito tanque ( $C_1$  y  $L_1$ ) en el colector de Q1. Como el transistor funciona entre saturación y corte, la corriente del colector no depende del voltaje de excitación de la base. El voltaje desarrollado en el circuito tanque se determina con la componente alterna de la corriente del colector, y por la impedancia de resonancia del circuito tanque. Esta impedancia depende a su vez del factor de calidad (Q) de la bobina. Las formas de onda de la señal moduladora, la portadora y la corriente del colector son idénticas a las del ejemplo anterior. El voltaje de salida es una señal simétrica DSBFC de AM con un voltaje promedio de 0 V, amplitud pico máxima positiva igual a  $2V_{CC}$  y amplitud pico máxima negativa de  $-2V_{CC}$ . El medio ciclo positivo de la onda lo produce el circuito tanque mediante el efecto inercial (flywheel effect). Cuando Q1 conduce,  $C_1$  se carga a  $V_{CC} + V_m$  (un valor

máximo de 2VCC), y cuando Q1 está apagado, C1 se descarga a través de L1. Cuando L1 descarga, C1 se carga a un valor mínimo de -2VCC. Eso produce el medio ciclo positivo de la envolvente de AM. La frecuencia de resonancia del circuito tanque es igual a la frecuencia de portadora, y el ancho de banda va desde  $f_c - f_m$  hasta  $f_c + f_m$ . En consecuencia, la señal moduladora, las armónicas y todos los productos cruzados de orden superior se eliminan de la forma de onda y queda una onda DSBFC simétrica de AM. Se obtiene modulación de 100% cuando la amplitud máxima de la señal moduladora es igual a VCC.

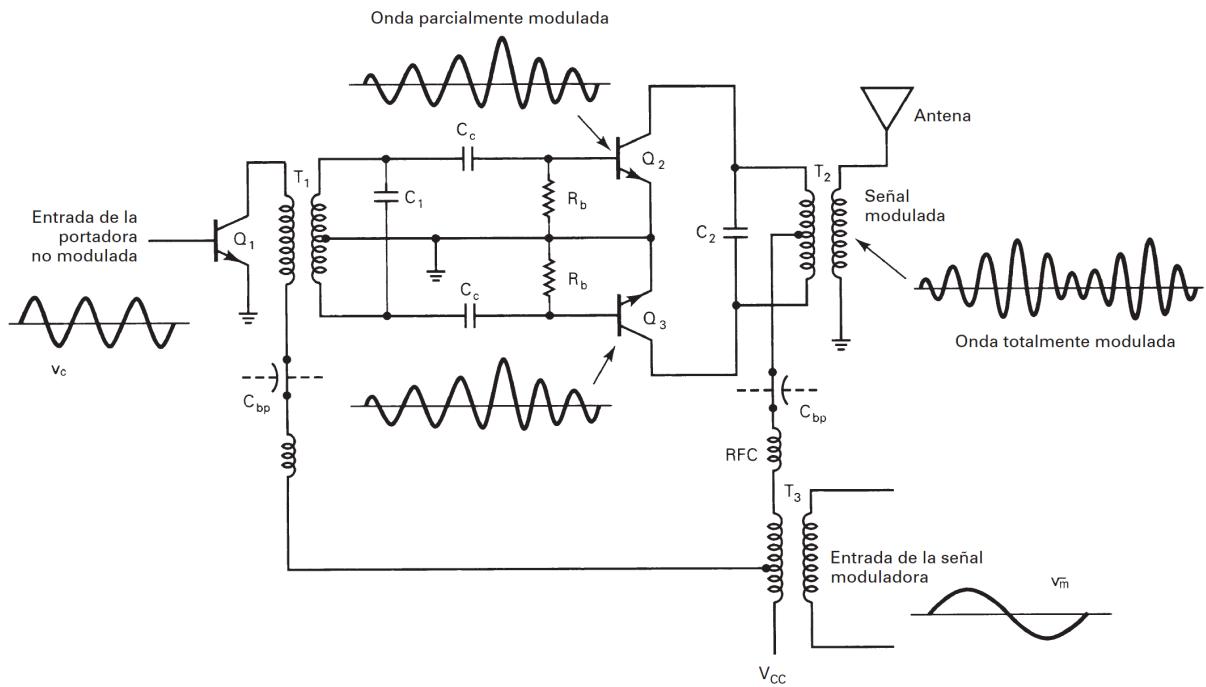
R1 es el resistor de polarización de Q1. Este resistor y C2 forman un circuito fijador de nivel que produce una "auto" polarización inversa, y junto con la barrera de potencial del transistor determina el voltaje de activación de Q1. En consecuencia, se puede polarizar a Q1 para que sólo se encienda durante los picos más positivos del voltaje de portadora. Esto produce una forma angosta de onda de corriente de colector, y amplía la eficiencia de clase C. El capacitor C3 es de derivación, que parece cerrado a las frecuencias de la señal moduladora, evitando que las señales de información entren a la fuente de poder de cd. El capacitor Cbc es la capacitancia de unión de base a colector de Q1. A las radiofrecuencias, las capacitancias de unión relativamente pequeñas, dentro del transistor, son insignificantes. Si es apreciable la reactancia capacitiva de Cbc, se puede retrasar la señal del colector hasta la base, con amplitud suficiente para hacer que Q1 comience a oscilar. En consecuencia, se debe retroalimentar a la base una señal de igual amplitud y frecuencia, y desfasada 180° para anular o neutralizar la retroalimentación debido a la capacitancia entre electrodos. El capacitor CN es un capacitor neutralizador. Su objetivo es proporcionar un camino a la retroalimentación de una señal que tenga amplitud igual, pero frecuencia desfasada 180° respecto a la señal que se retroalimenta a través de Cbc. El condensador C4 es un capacitor de derivación de RF. Su objeto es aislar la fuente de poder de cd de las radiofrecuencias. Su funcionamiento es bastante sencillo; en la frecuencia de la portadora, C4 parece conducir y evita que la portadora se fugue hacia la fuente de poder o a los circuitos de señal moduladora, y que se distribuya por el transmisor.

#### **7.4.2.7. Modulación simultánea de base y colector**

Los moduladores por colector producen una envolvente más simétrica que los moduladores por emisor de bajo nivel, y los moduladores por colector tienen más eficiencia energética. Sin embargo, los moduladores por colector requieren una señal moduladora de mayor amplitud, y no pueden llegar a una oscilación de voltaje de salida desde la saturación total hasta el corte, con lo que evitan la obtención de modulación de 100%. Por lo anterior, para lograr la modulación simétrica, trabajar a eficiencia máxima, obtener gran potencia de salida y necesitar un mínimo de potencia en la señal moduladora, a veces se usan modulaciones simultáneas por emisor y por colector.

#### ***Funcionamiento del circuito.***

La fig. 7.17 muestra un modulador de AM que usa una combinación de modulaciones por base y por colector. La señal moduladora se alimenta en forma simultánea a los colectores de los moduladores en contrafase (push-pull) (Q2 y Q3) y al colector del amplificador excitador (Q1). En Q1 se hace modulación por colector; en consecuencia, la señal portadora en la base de Q2 y Q3 ya se ha modulado parcialmente, y se puede reducir la potencia de la señal moduladora. También, no se necesita que los moduladores trabajen en toda su curva de operación para alcanzar una modulación de 100%.

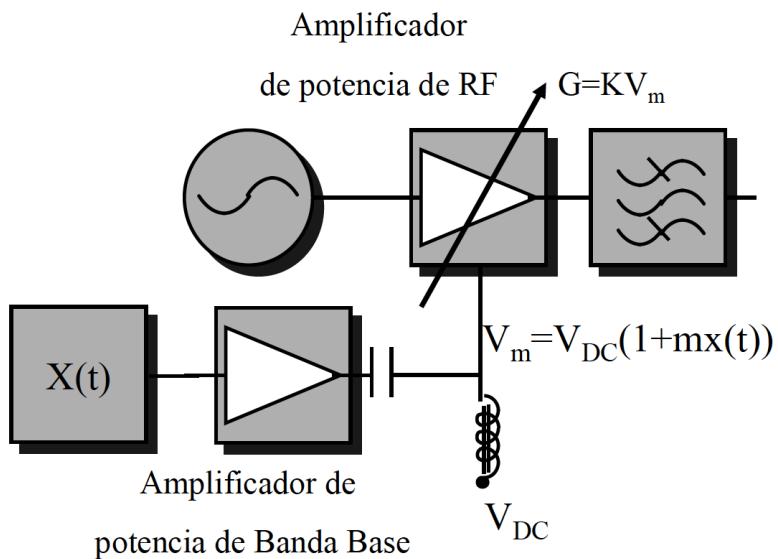


**Fig. 7.17.** Modulador transistorizado AM de DSBFC de alta potencia. [9].

#### 7.4.2.8. Estructura del emisor en modulación de amplitud en alto nivel

Uno de los inconvenientes de las señales moduladas en AM en niveles bajos es la necesidad de una amplificación lineal para evitar la distorsión de la señal. En los amplificadores de potencia de un transmisor, la exigencia de linealidad va asociada a un bajo rendimiento de potencia, que como máximo alcanza el 50% en señales con bajos índices de modulación y decrece hasta el 12% cuando el índice de modulación es del 100% ( $m=1$ ). Para un mejor rendimiento, en transmisores de alta potencia se realiza la modulación en la última etapa amplificadora, de forma que la potencia de excitación necesaria se ha obtenido en etapas previas que amplifican la portadora sin modular y la señal de banda base (audio) por separado. El modulador consiste normalmente en una válvula de vacío (triodo o tetrodo), con la que se diseña un amplificador en clase C y en que la señal de audio acompaña a la polarización. El modulador se comporta como un amplificador de ganancia variable, que depende de la tensión de alimentación, formada por una componente continua a la que se suma la señal moduladora. La Fig. 7.18 muestra un diagrama en bloques de un modulador en alto nivel, donde el filtro de salida debe eliminar los armónicos de la portadora generados en el amplificador.

Existen dos formas de control de la ganancia en amplificadores de potencia: a través de la tensión de polarización en la puerta de entrada (base en BJT, puerta en FET o rejilla de triodos) y aquella en la que el control se realiza a través de la polarización de salida (colector, drenador o ánodo). En los primeros la potencia necesaria para el control es mucho menor, ya que se realiza antes de la amplificación, pero la linealidad de modulación suele ser mal, resultando un margen de modulación reducido. Con un control de ganancia en la puerta de salida la linealidad es mucho mejor. El máximo inconveniente de este tipo de moduladores es el alto nivel de potencia necesario en la banda de audio, que requiere un amplificador lineal sofisticado, ya que, aún siendo en frecuencias bajas, la banda relativa es muy amplia y la linealidad requerida alta.



**Fig. 7.18.** Estructura del emisor en modulación de amplitud en bajo nivel

Si se supone una señal de salida modulada en AM, con un índice de modulación  $m$ , por una señal  $x(t)$  limitada en la banda base a  $W$ , el espectro se compone a un tono a la frecuencia portadora  $f_c$  y las bandas laterales entre  $f_c + f_{m,\max}$  y  $f_c - f_{m,\max}$ . La potencia de las bandas laterales es  $P_c m^2 \langle x^2(t) \rangle / 2$  donde  $P_c$  es la potencia de la portadora. La potencia total entregada por la etapa moduladora es entonces

$$P_{tot} = P_c \left( 1 + m^2 \langle x^2(t) \rangle \right) \quad (7.18)$$

Si el rendimiento es  $\eta$ , se obtienen los valores de potencia:

Potencia de salida:

$$P_{salida} = P_c \left( 1 + m^2 \langle x^2(t) \rangle \right) \quad (7.19)$$

Potencia de alimentación y control:

$$P_{alim} = \frac{P_c}{\eta} \left( 1 + m^2 \langle x^2(t) \rangle \right) \quad (7.20)$$

Potencia de continua:

$$P_{continua} = \frac{P_c}{\eta} \quad (7.21)$$

Potencia de modulación:

$$P_{modul} = \frac{P_c}{\eta} m^2 \langle x^2(t) \rangle \quad (7.22)$$

En el ejemplo siguiente, donde se aplica las expresiones anteriores

**Ejemplo 7.4:** Modulador de AM de nivel alto.

Un transmisor de radiodifusión de AM como el de la Fig. 7.18 transmite una señal de audio cuya banda base se

ha limitado entre 100 y 5000Hz. La frecuencia portadora debe poder sintonizarse entre 600 y 1200 KHz. La potencia de portadora debe ser de 1kW.

1) *El amplificador de salida, formado por un transistor bipolar trabajando en clase C, posee una ganancia proporcional a la tensión de polarización, que puede tomar valores entre 0 y 100V. Determine la corriente de polarización si se estima un rendimiento del transistor en el 90% y el m=100%.*

**Respuesta:**

El amplificador en clase C actúa como un modulador y como amplificador de la señal de portadora. Por lo tanto, la potencia en continua que debe proporcionar ha de ser tal que permita amplificar la portadora. Por lo tanto:

$$P_{DC}^{ClaseC} = P_c / \eta_C = 1kW / 0.9 = 1.1kW$$

Para que el consumo de corriente sea el menor posible se hace que el transistor trabaje con la tensión máxima; al modular al 100% la tensión de polarización se duplica con respecto al de su valor medio, por lo que hay que tomar una tensión de polarización igual a la mitad del valor máximo:

$$V_{CC} = 100 / 2 = 50V$$

La corriente correspondiente:

$$I_{DC} = P_{DC}^{ClaseC} / 50 = 22.22A$$

2) *La modulación se realiza con una señal de audio que posee una relación de valor eficaz a valor de pico de 0.4. Determine la potencia media si se modula con una profundidad de m=100%.*

**Respuesta:**

La potencia media de una señal modulada en AM es (ec. 7.18):

$$P_{AM} = P_c \left( 1 + m^2 \langle x^2(t) \rangle \right)$$

Donde  $P_c$  es la potencia media de la portadora,  $m$  es el índice de modulación y  $\langle x^2(t) \rangle$  es el valor eficaz al cuadrado de la señal moduladora normalizada en tensión. Así:

$$P_{AM} = 1 \left( 1 + 1^2 (0.4)^2 \right) = 1.16kW$$

3) *Determine la potencia necesaria a la salida del amplificador de audio que alimenta el modulador. Cuál es la potencia de alimentación de este último si su rendimiento se estima en un 50%? Qué potencia disipa cada amplificador? Cuál es el rendimiento medio del transmisor si consideramos sólo estos dos amplificadores?*

**Respuesta:**

La señal de audio se introduce al modulador por su toma de polarización, por lo que a la salida de este se verá afectada por el rendimiento. La potencia que contiene la señal de salida en sus bandas laterales es:

$$P_{BL} = P_{AM} - P_c = 1.16 - 1 = 160W$$

A la salida del amplificador de audio será:

$$P_{MOD} = P_{BL} / \eta_C = 160 / 0.9 = 177.8W$$

Si el rendimiento del amplificador clase B es del 50%, la potencia de alimentación será el doble de la potencia de audio; por lo tanto,

$$P_{DC}^{ClaseB} = 2 \cdot 177.8 = 355.55W$$

La potencia disipada por el amplificador clase B será:

$$P_{dis}^{ClaseB} = 177.8W$$

La potencia disipada por el amplificador clase C será:

$$P_{dis}^{ClaseC} = P_{AM} (1 / \eta_C - 1) = 128.89W$$

El rendimiento medio:

$$\eta_{medio} = P_{AM} / P_{DC}^{Total} = 1.16kW / (1.1kW + 355.55W) = 0.7909$$

4) Considera ahora el mismo transmisor, pero con modulación a bajo nivel, de forma que la etapa de salida está formada por un amplificador clase B con un rendimiento del 40%. Cuál será en este caso la potencia de alimentación? Qué potencia disipa el amplificador?

**Respuesta:**

La potencia de alimentación será:

$$P_{DC}^{ClaseB} = P_{AM} / \eta_B = 1.16kW / 0.4 = 2.9kW$$

La potencia disipada será:

$$P_{dis} = P_{AM} (1 / \eta_B - 1) = 1.16kW (0.6 / 0.4) = 1740W$$

#### 7.4.2.9. Demodulación de amplitud. Demodulador de envolvente

Una ventaja importante de la modulación de amplitud es permitir una demodulación simple con detección de envolvente.

Figura 7.19 incluye cuatro soluciones para hacer un detector de envolvente. Esto es simplemente para llevar a cabo una rectificación de media onda de la señal recibida. El papel del inductor L puede ser considerado con el diagrama (a) de la figura 7.19.

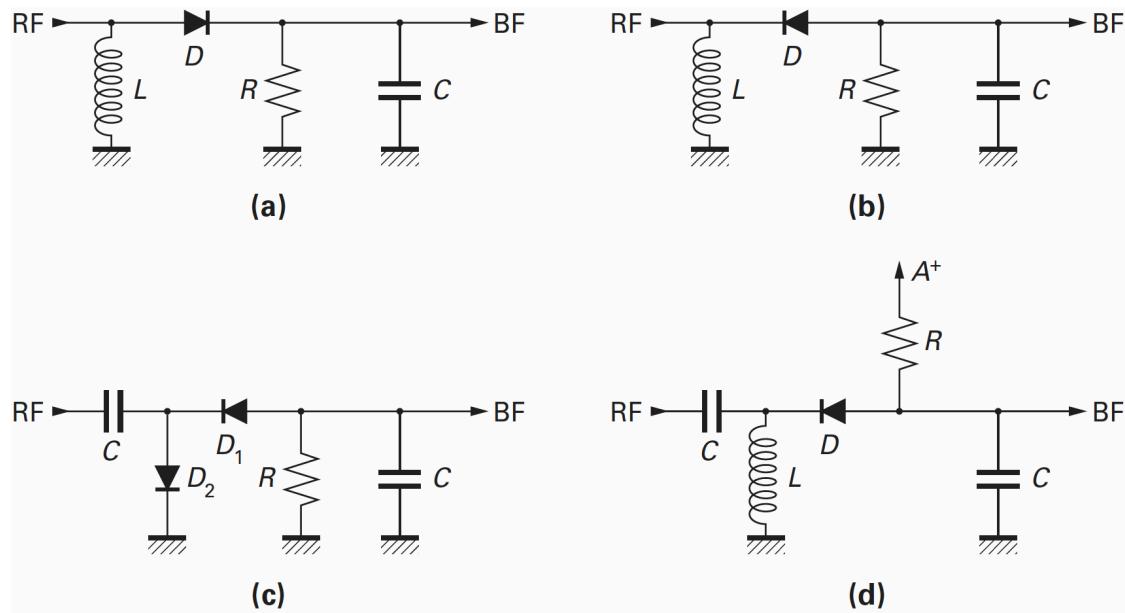


Fig. 7.19. Esquemas básicos del detector de envolvente

Si este inductancia está ausente y si la señal de RF es alimentada a través de capacitor de acople, la capacidad C se carga a un valor igual al doble de la tensión máxima de RF y el diodo será bloqueado. Por consiguiente, la función del inductor L se limita a la polarización del diodo al tiempo que presenta una alta impedancia a la señal de RF.

La constante de tiempo RC afecta a la respuesta de frecuencia del demodulador de envolvente.

Los valores de R y C pueden calcularse a partir de la fórmula aproximada:

$$RC \leq \frac{\sqrt{\frac{1}{m^2} - 1}}{3.8f_{\max}} \quad (7.23)$$

La Fig. 7.20 muestra las formas de las señales de entrada y salida del demodulador después de la rectificación de onda completa. En este caso, el espectro de salida consiste en la señal de LF a transmitir y señales a frecuencias 2f, 4f, etc. con sus bandas laterales. El filtrado se lleva a cabo por la red RC.

En el caso de una rectificación media onda, aparece una línea adicional a la frecuencia f. La principal ventaja de este tipo de demodulación es su simplicidad y por lo tanto de bajo coste.

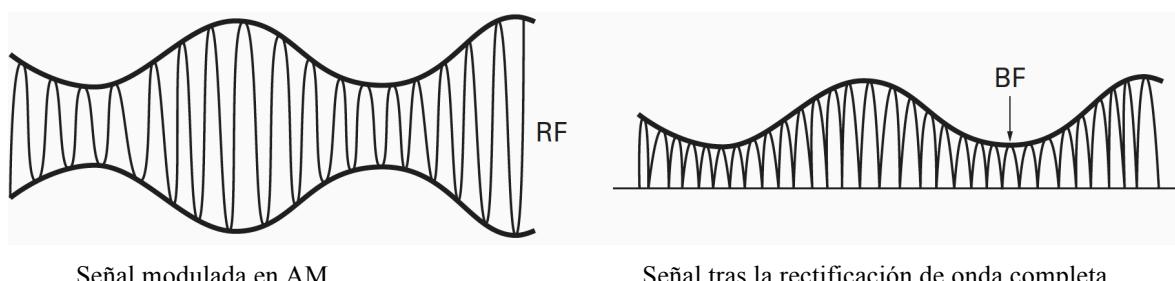


Fig. 7.20. Señales de entrada y salida del demodulador tras una rectificación de onda completa

En cualquier caso, debe hacer referencia a la revisión de la estructura de transmisores y receptores y encontrar que el receptor estará precedida por una etapa de amplificador de ganancia controlada.

Esta etapa tiene la función de la estabilización del nivel de la portadora de entrada del demodulador restante dentro del rango lineal del demodulador. El nivel debe ser suficiente para superar el umbral de los diodos o rectificador de alto y lo suficientemente bajo como para evitar la saturación y la distorsión.

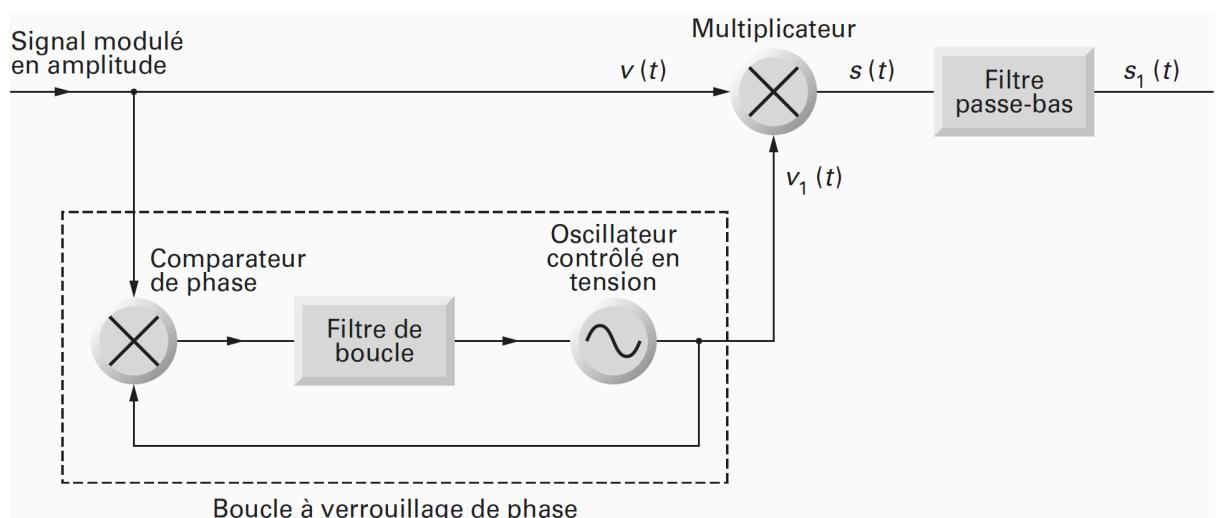
En observaciones recientes muestran que la simplicidad de la demodulador está acompañada por algunos inconvenientes: AGC previo y una baja linealidad.

Si la linealidad es un parámetro importante, es preferible utilizar la demodulación coherente.

Si bien detección de envolvente es muy utilizada, hay otros métodos disponibles como por ejemplo, la demodulación coherente en el receptor y multiplicando la señal recibida por una fase idéntica y portadora de frecuencia con la portadora transmitida.

#### 7.4.2.10. Demodulación de amplitud. Demodulación coherente

El diagrama de bloques del demodulador de amplitud coherente se muestra en la Fig. 7.21.



**Fig. 7.21.** Esquema sinóptico de un demodulador de AM coherente [1].

Hablamos de la recepción coherente en el receptor, cuando se reconstruye una señal idéntica en fase y frecuencia a la señal no modulada original.

Sea la siguiente señal original, modulada en AM:

$$v(t) = A \cos \omega t + A \frac{m_A}{2} \cos(\omega + \omega_1)t + A \frac{m_A}{2} \cos(\omega - \omega_1)t \quad (7.24)$$

En el receptor, un PLL permite efectuar la recuperación de la portadora.

A la salida de este circuito PLL se tiene la señal:

$$v_1(t) = B \cos(\omega t + \varphi) \quad (7.25)$$

Si admitimos que esta señal es perfectamente en fase con la señal transmitida, entonces  $\varphi = 0$ . Un multiplicador realiza la  $v(t)$  producto y  $v_1(t)$ ; la señal de salida del multiplicador es:

$$s(t) = v(t)v_1(t) \quad (7.26)$$

$$s(t) = \left[ A \cos \omega t + A \frac{m_A}{2} \cos(\omega + \omega_1)t + A \frac{m_A}{2} \cos(\omega - \omega_1)t \right] B \cos \omega t \quad (7.27)$$

$$s(t) = AB \cos^2 \omega t + AB \frac{m_A}{2} \cos \omega t \cos(\omega + \omega_1)t + AB \frac{m_A}{2} \cos \omega t \cos(\omega - \omega_1)t \quad (7.28)$$

$$s(t) = AB \cos 2\omega t + AB \frac{m_A}{4} [\cos \omega_1 t + \cos(2\omega + \omega_1)t] + AB \frac{m_A}{4} [\cos \omega_1 t + \cos(2\omega - \omega_1)t] \quad (7.29)$$

Los términos en  $2\omega$  corresponden a una frecuencia 2f, de amplitud modulada por la señal de modulación a la frecuencia f1. Es fácil eliminar mediante filtrado los términos 2f centrados.

Después de filtrar, la señal S1 (t) se escribe:

$$s(t) = AB \frac{m_A}{2} \cos \omega_1 t \quad (7.30)$$

La salida s1(t) es proporcional a la señal emitida:

$$m(t) = B \cos \omega_1 t \quad (7.31)$$

La amplitud de la señal de salida es también proporcional a A. Como en el caso de la demodulación mediante la rectificación de un amplificador de ganancia controlada debe ser proporcionado adelante del demodulador. En estas condiciones, la dinámica y los problemas de linealidad se resuelven.

#### 7.4.2.11. Relación señal/ruido tras la demodulación en AM DSBFC

Uno de los parámetros importantes de una transmisión de una señal analógica es la relación señal a ruido después de la demodulación. Para una modulación dada, la potencia de la señal demodulada es proporcional al cuadrado de la desviación del parámetro característico de esta desviación.

Se acostumbra a designar por  $P_C$  (carrier) la potencia de la portadora y la potencia N (ruido) ruido a la entrada del demodulador, siendo  $P_{tot}$  la potencia total transmitida. Es decir:

$$P_{tot} = P_C \left( \frac{2 + m_A^2}{2} \right) \quad (7.32)$$

Comúnmente conocido por S, la potencia de la señal en banda base y en B, la potencia de ruido en la salida del demodulador. La relación de señal a ruido a la salida del demodulador es igual a:

$$\left( \frac{S}{B} \right)_S = m_A^2 \left( \frac{P_C}{N} \right) = \frac{2m_A^2}{2 + m_A^2} \frac{P_{tot}}{N} \quad (7.33)$$

Siendo  $P_{tot}$  la potencia total transmitida y correspondiente a la suma de la potencia de la portadora C y a la  $P_{BL}$  contenida en las dos bandas laterales

$$P_{tot} = P_C + 2P_{BL} \quad (7.34)$$

$$P_{BL} = P_C \frac{m_A^2}{4} \quad (7.35)$$

dado que N representa el ruido a la entrada del demodulador, tenemos

$$N = kTB \quad (7.36)$$

$$B = 2f_{l_{\max}} \quad (7.37)$$

T es la temperatura expresada en grados Kelvin,

k es la constante de Boltzmann,  $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J} \cdot \text{K}^{-1}$

B es el ancho de banda en Hz.

En la modulación de doble banda, la relación señal a ruido aumenta con el índice de modulación. Algunos autores expresan que la relación señal-ruido es una función de la potencia PBL en una banda lateral.

#### 7.4.3. Modulación de amplitud con supresión de portadora

##### *Principios*

En la modulación de amplitud con doble banda y con portadora, esta última es responsable del 2/3 de la consumo de energía del transmisor. La única ventaja de que se puede extraer de la presencia de la portadora es la posibilidad de una demodulación muy simple por detección de envolvente. De ahí la idea de eliminar la portadora y transmitir sólo las dos bandas laterales.

##### *Ancho de banda en torno a la portadora*

Por definición, se trata de eliminar la presencia de la portadora. En consecuencia, el espectro de la amplitud de portadora suprimida modulada tiene un ancho idéntico a la de modulación de amplitud con portadora.

##### *Modulación en amplitud con supresión de la portadora, DSB SC*

Para lograr una modulación suprimida amplitud de la portadora, basta con enviar sobre las entradas de un multiplicador la portadora y la modulación.

En estas condiciones, la tensión de salida viene dada por:

$$v(t) = AB \cos \omega_l t \cos \omega t \quad (7.37)$$

$$v(t) = \frac{AB}{2} [\cos(\omega + \omega_l)t + \cos(\omega - \omega_l)t] \quad (7.38)$$

Un único y simple mezclador balanceado, multiplicador, resuelve el problema planteado.

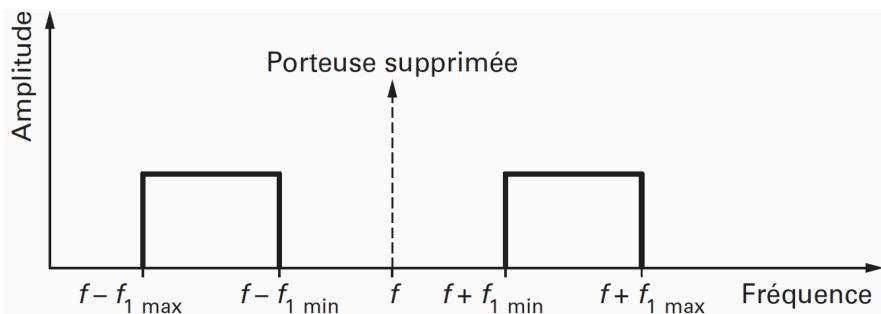
El modulador es extremadamente simple y se puede comparar con modulador de amplitud en la Fig. 7.8. Los atenuadores, divisores de potencia y combinadores de potencia se eliminan.

Para una señal compleja, cuyo espectro está entre  $f_{l\min}$  y  $f_{l\max}$  y el espectro de la señal modulada se muestra en la Figura siguiente. Este espectro difiere de la de la modulación de amplitud sólo por la ausencia de la portadora.

El índice de modulación  $m_A$  en modulación con doble banda lateral sin portadora, no tiene sentido en este caso.

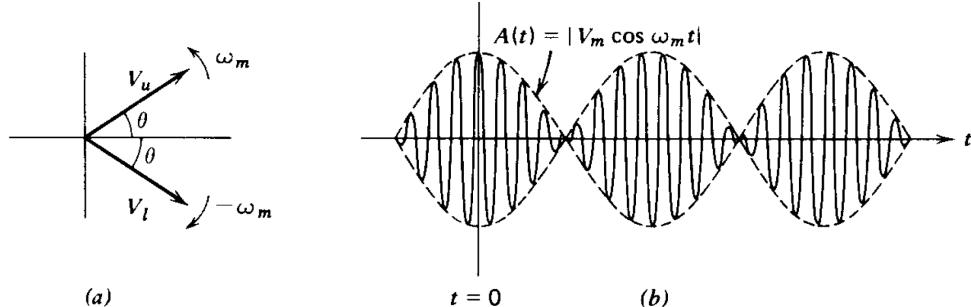
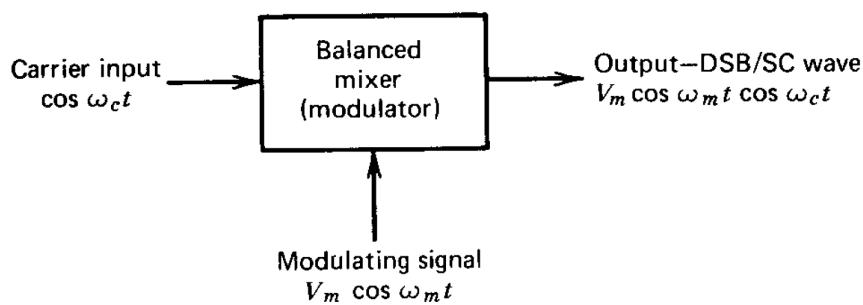
La banda de frecuencias ocupada por la señal modulada ocupa, como en la modulación de amplitud, una anchura B:

$$B = 2f_{l_{\max}} \quad (7.39)$$



**Fig. 7.22.a.** Espectro de una señal DSB SC [1].

El diagrama en bloques siguiente muestra la manera de generar DSB SC.



**Fig. 7.22.b.** Espectro de una señal DSB SC [7].

La Fig. 7.22.b muestra la representación fasorial, denotando  $V_u$  y  $V_l$  las componentes de frecuencia superior e inferior respectivamente. Obsérvese que los fasores de las dos frecuencias laterales forman ángulos iguales respecto al eje real, y que su suma siempre se encuentra a lo largo de este eje. La forma de onda se muestra en la Fig. 7.22.b. (b), con la envolvente denominada por como  $A(t)$ .

Como no existe portadora, toda la potencia se localiza en las bandas laterales. Por lo tanto, en DSB SC toda la potencia de salida se canaliza hacia la transmisión de información, mientras que en AM con portadora menos de un tercio de la potencia total porta la información de la modulación. Nótese que también no aparece índice de modulación. El rango de voltajes de modulación que se puede acomodar queda solo limitado por el rango dinámico del modulador y de las etapas amplificadoras lineales subsecuentes. Aunque la modulación DSB SC utiliza la potencia de transmisión más eficiente que en AM, no hay diferencia en el ancho de banda requerido. Ambos requieren un ancho de banda igual al doble de la frecuencia de modulación más elevada.

Como la envolvente de la onda DSB SC lleva la misma información en ambas bandas laterales, se puede eliminar una banda lateral sin degradar el contenido de la información.

#### 7.4.3.1. Demodulación de amplitud con supresión de portadora; demodulación coherente

El principio del demodulación por rectificación no es aplicable en este caso.

La solución es llevar a cabo la demodulación coherente como en el caso de modulación de amplitud se muestra en la Fig. 7.21. Para restaurar o recuperar la portadora, la información relativa a esta portadora se debe enviar al receptor. El esquema teórico de la Fig. 7.21 es inaplicable si el portador se elimina en su totalidad.

Volvamos al caso de la demodulación coherente.

Sea la señal original modulada en amplitud, con portadora suprimida:

$$v(t) = AB \cos \omega_l t \cos \omega t \quad (7.40)$$

Supongamos que un sistema de recuperación permite disponer de la información:

$$v_1(t) = \cos(\omega t + \varphi) \quad (7.41)$$

A la salida del mezclador, se recupera una señal que tiene la forma:

$$s(t) = v(t)v_1(t) \quad (7.42)$$

$$s(t) = AB \cos \omega_l t \cos \omega t [\cos(\omega t + \varphi)] \quad (7.43)$$

Finalmente puede escribirse:

$$s(t) = \frac{AB}{2} \cos \omega_l t \cos \varphi + \frac{AB}{2} \cos \omega_l t \cos(2\omega t + \varphi) \quad (7.44)$$

Si la portadora está exactamente en fase, entonces  $\varphi = 0$  y la señal de salida corresponde a la adición del mensaje original en la banda base y la modulación de una frecuencia 2f modulada por el mismo mensaje y que se puede quitar mediante el filtrado de paso bajo.

Después de la filtrado se tiene:

$$s_1(t) = \frac{AB}{2} \cos \omega_l t \cos \varphi \quad (7.45)$$

Si  $\varphi = \pi/2$ , el mensaje desmodulado es nulo. La demodulación no tiene lugar.

Para que la demodulación puede tener lugar, la portadora debe ser recuperada con una precisión de fase. Por esta razón, no hay ninguna aplicación directa de modulación de amplitud sin portadora, salvo en ciertas aplicaciones de casos de modulaciones compuestas.

#### 7.4.3.2. Relación señal/ruido en modulación de amplitud con supresión de portadora

La relación señal ruido tras la demodulación es:

$$\left(\frac{S}{B}\right)_S = 2 \left(\frac{P_{BL}}{N}\right) \quad (7.46)$$

En esta relación,  $P_{BL}$  es la potencia contenida en una banda lateral, y  $N$  es el ruido en las dos bandas laterales.

$$N = kTB \quad (7.47)$$

$$B = 2f_{l_{\max}} \quad (7.48)$$

T es la temperatura expresada en grados Kelvin,

k es la constante de Boltzmann,  $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J. K}^{-1}$

B es el ancho de banda en Hz.

#### 7.4.3.3. Aplicación de la modulación de amplitud con supresión de portadora

##### Codificador estereofónico

El diagrama de bloques de un codificador estereofónico se muestra en la Fig. 7.23

Sobre este principio se apoya la transmisión de emisiones estéreo en la banda de FM entre 88 y 108 MHz. La aparente complejidad del diagrama de bloques es debido a las especificaciones. El receptor monofónico debe ser capaz de recibir toda la información transmitida, es decir canal izquierdo y canal derecho, mientras que un receptor estéreo debe ser capaz de acomodar una transmisión monofónica. El ancho de banda de la transmisión estereofónica no debe ser mucho mayor que la de una transmisión monofónica. Las señales correspondientes al canal derecho (R) D, y el canal izquierdo (L) G, deben tener el mismo ancho de banda, la misma dinámica y la misma relación señal a ruido.

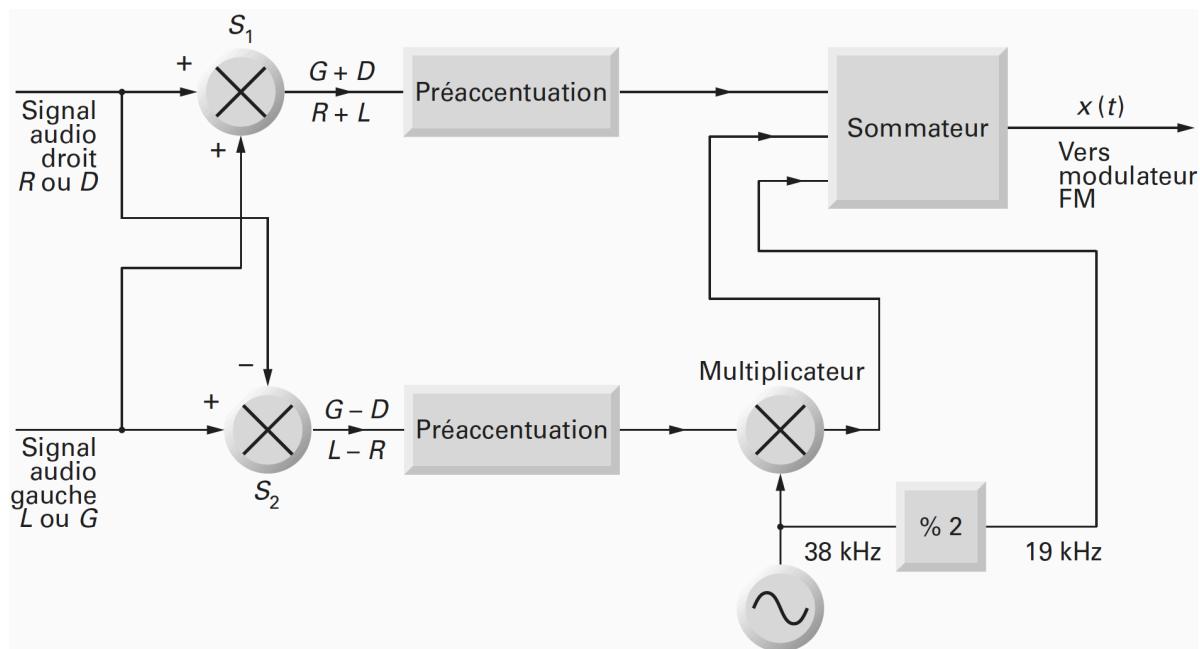


Fig. 7.23. Esquema sinóptico de un codificador estereofónico [1].

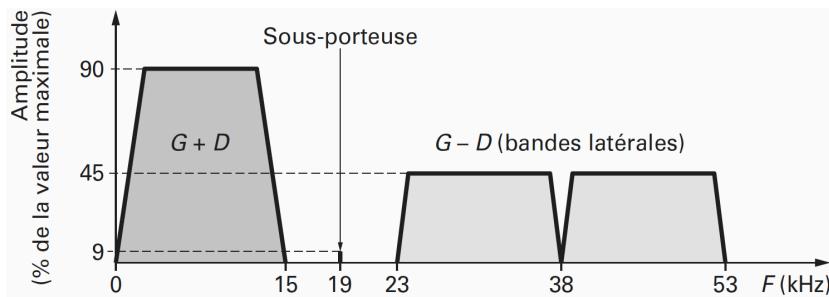
Dos sumadores S1 y S2 permiten el cálculo de las señales G + D y G - D. Estas señales son pre-enfatizadas por dos células. El pre-énfasis es de 50 ms.

Este proceso será discutido en mas detalle el capítulo sobre la modulación de frecuencia.

La señal G - D modula en amplitud una subportadora a 38 kHz. La modulación es por supresión de la portadora.

La salida de línea del multiplicador a 38 kHz está ausente. Un divisor por 2 reciba la señal a 38 kHz y entrega una señal de 19 kHz.

Para regenerar la señal a 38 kHz requerida para demodulación en el receptor, es necesario enviar la información relacionada con esta portadora. La señal de 19 kHz se envía en el múltiplex de transmisión. La forma de este multiplex se muestra en la Fig. 7.24.



**Fig. 7.24.** Espectro de la señal  $x(t)$  [1].

Este multiplex consiste en la adición:

- Señal de  $G + D$ ;
- La señal piloto de 19 kHz;
- La señal de 38 kHz modulada por  $G - D$  en AM DSB WC.

La señal  $G + D$  modula en frecuencia al emisor. La amplitud de  $G + D$  es de 100% de mono y 90% en estéreo.

Aplicando la regla de Carson para calcular el ancho de banda ocupado, tenemos:

$$B = 2(f_{\max} + \Delta f) \quad (7.49)$$

Para una emisión monofónica:

$$B = 2(15 + 75) = 180 \text{ kHz} \quad (7.50)$$

Para una emisión en estéreo:

$$B = 2(53 + 75) = 256 \text{ kHz} \quad (7.51)$$

El múltiplex de la Fig. 7.24 modula en frecuencia al emisor en la banda de los 88-108MHz.

En la recepción, a la salida del demodulador, se recupera este mismo múltiplex.

El diagrama de bloques de la Fig. 7.25 da una solución para recuperar las señales L y R ( $G$  y  $D$ ), que son las señales útiles. La señal  $R + L$  ( $G+D$ ) se obtiene fácilmente mediante la eliminación del controlador de filtro de 19 kHz y las dos bandas laterales alrededor de 38 kHz. El piloto de señal de 19 kHz se selecciona mediante filtrado.

El filtrado es fácil, ya que el piloto está a 4 kHz de la señal  $L + R$  y la banda lateral más cercana.

La recuperación de la portadora no se hubiera podido realizar si no se transmitió un bajo nivel de la línea a 38 kHz. La señal de audio puede contener bajas frecuencias hasta 20 Hz.

Un bucle de enganche de fase (PLL) se utiliza para reconstruir la señal a 38 kHz.

Esta señal se envía a un mezclador o multiplicador, simultáneamente con ambas bandas laterales filtrados entre 23 y 53 kHz. La demodulación AM DSB SC se lleva a cabo y finalmente recupera la señal  $G - D$ .

Siguiendo un método matricial, es fácil de reconstruir las señales  $G$  y  $D$  ( $L$  y  $R$ ) que son desacentuadas en última instancia. La presencia de este tipo de operaciones de pre-énfasis y de-énfasis se debe a la modulación de frecuencia.

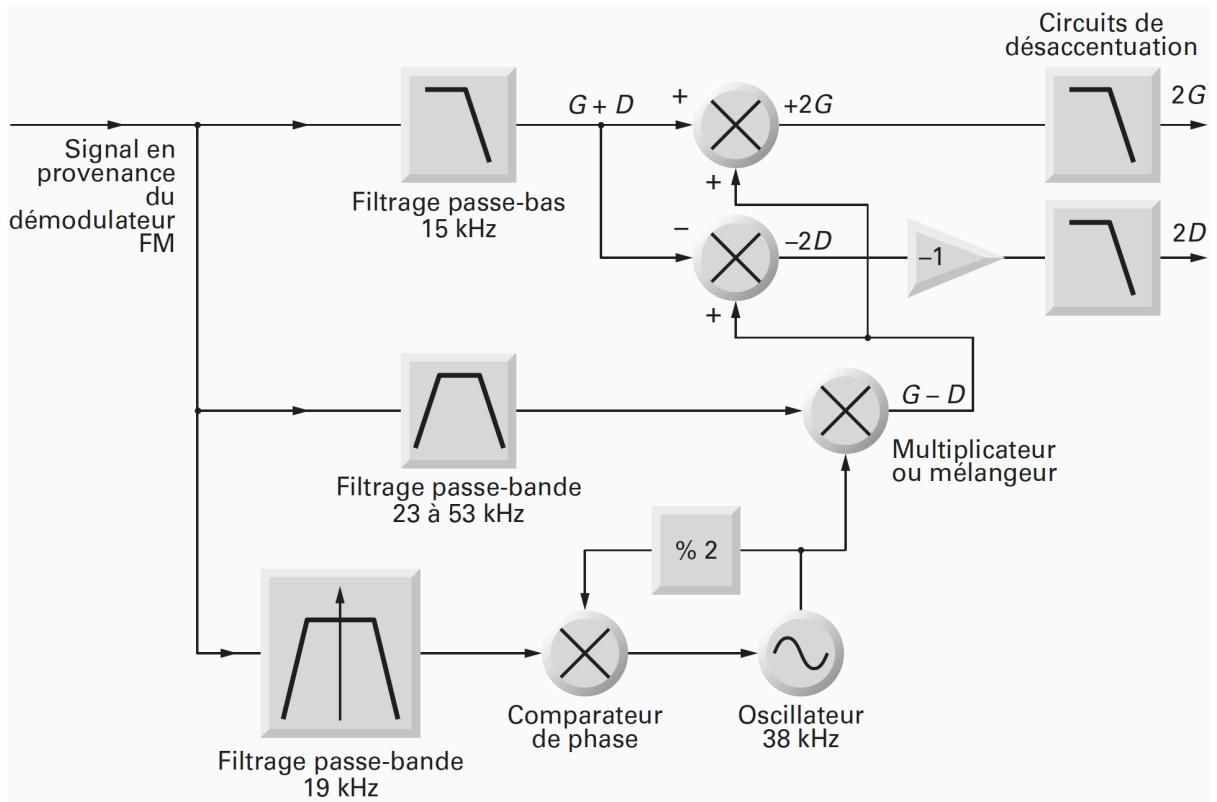


Fig. 7.25. Esquema sinóptico de un decodificador estereofónico [1].

#### 7.4.4. Modulación en Banda Lateral Unica, SSB

##### *Introducción*

Los sistemas convencionales de comunicaciones de doble banda lateral de AM, tienen dos desventajas inherentes. La primera es que con la AM convencional, la potencia de la portadora tiene dos tercios o más de la potencia total transmitida.

Es un gran inconveniente, porque la portadora no contiene información; las bandas laterales son las que contienen la información. La segunda es que los sistemas convencionales de AM usan el doble de ancho de banda que el necesario en los sistemas de banda lateral única. Con la transmisión con doble banda lateral, la información contenida en la banda superior es idéntica a la de la banda inferior. Por consiguiente, es una redundancia transmitir ambas bandas laterales, y la AM convencional es ineficiente respecto a la potencia y al ancho de banda, que son las dos consideraciones más importantes al diseñar los sistemas modernos de comunicaciones electrónicas.

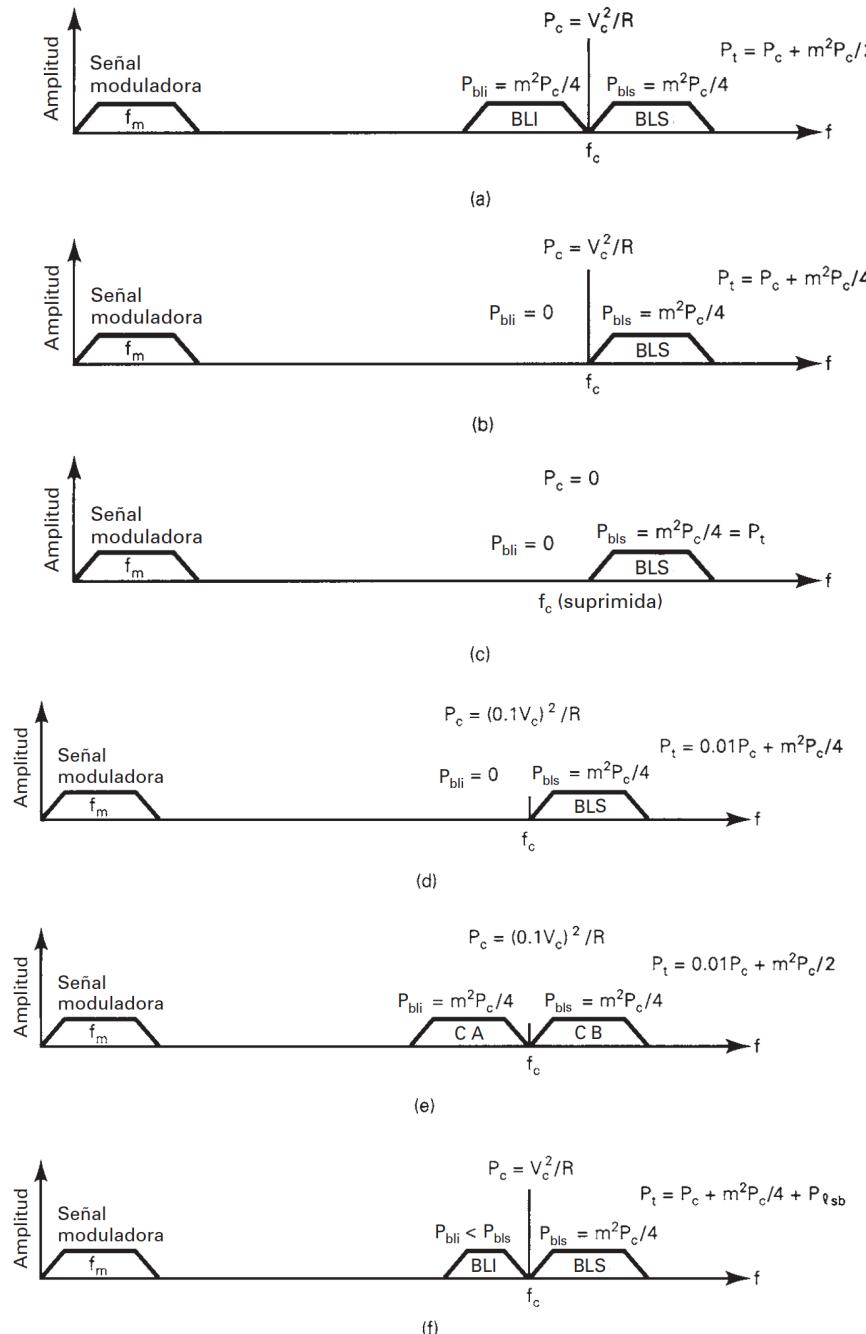
El objeto de este capítulo es presentar varios sistemas de AM de banda lateral única, y explicar las ventajas y desventajas de escogerlos, en comparación con la AM convencional, de portadora de máxima potencia y doble banda lateral.

El uso más importante de los sistemas de banda lateral única con supresión de portadora es en comunicaciones de multicanal que emplean multiplexado por división de frecuencia (FDM, de frequency-division multiplexing), como son los sistemas telefónicos de larga distancia.

##### *Sistemas de Banda Lateral Única, SSB*

Ya desde 1914 se reconoció y comprendió matemáticamente la banda lateral única; sin embargo, no fue sino

hasta 1923 que se otorgó la primera patente y se estableció un buen enlace de comunicaciones entre Inglaterra y Estados Unidos. Hay muchas clases distintas de sistemas de comunicaciones de banda lateral. Algunos de ellos conservan el ancho de banda, algunos conservan la potencia y otros más conservan ambas cosas. La fig. siguiente compara los espectros de frecuencia y las distribuciones relativas de potencia en la AM convencional, y en algunos de los sistemas más frecuentes de banda lateral única (SSB, de single-sideband).

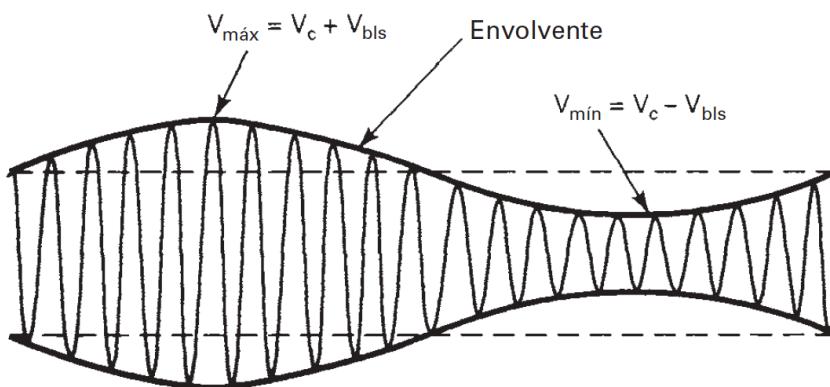


**Fig. 7.26.** Sistemas de banda lateral única (SSB): (a) DSBFC de AM convencional; (b) banda lateral única con portadora de máxima potencia; (c) banda lateral única con portadora suprimida; (d) banda lateral única con portadora reducida; (e) banda lateral independiente; (f) banda lateral residual. [9].

#### 7.4.4.1. AM de banda lateral única y portadora de máxima potencia, SSBFC

La AM de banda lateral única y portadora de máxima potencia (SSBFC, de single-sideband full carrier) es una forma de modulación de amplitud en la que la portadora se transmite con potencia máxima, pero sólo se transmite una de las bandas laterales. En consecuencia, las transmisiones SSBFC sólo necesitan la mitad del ancho de banda que la AM convencional con doble banda lateral.

En la fig. 7.26.b se ven el espectro de frecuencias y la distribución relativa de potencia en el sistema SSBFC.



**Fig. 7.27.** Forma de onda SSBFC, con 100% de modulación [9]

Nótese que con 100% de modulación, la potencia de la portadora ( $P_c$ ) constituye las cuatro quintas partes (el 80%) de la potencia total transmitida  $P_t$ , y sólo la quinta parte (20%) de la potencia total está en la banda lateral. En la AM convencional con doble banda lateral, dos terceras partes (67%) de la potencia total transmitida está en la portadora y un tercio (33%) está en las bandas laterales. Por lo anterior, aunque en el sistema SSBFC se requiere menos potencia, en realidad se usa menor porcentaje de esa potencia en la parte de la señal que es portadora de información.

La fig. 7.27 muestra la forma de una onda SSBFC modulada 100%, con una sola señal moduladora.

La envolvente 100% modulada de portadora de máxima potencia y banda lateral única parece idéntica a una 50% modulada de banda lateral doble y portadora de máxima potencia.

Recuérdese que en el capítulo 3 se explicó que los picos máximos positivos y negativos de una onda DSBFC de AM se presentan cuando la portadora y las dos bandas laterales llegan a sus máximos respectivos al mismo tiempo, y el cambio máximo en la envolvente es igual a la suma de las amplitudes de las frecuencias laterales superior e inferior. En la transmisión de banda lateral única, sólo hay una banda lateral, que puede ser la superior o la inferior, que se suma a la portadora.

Por consiguiente, el cambio máximo en la envolvente es la mitad del que hay en la transmisión con doble banda lateral. Así, con transmisión de banda lateral única y portadora de máxima potencia, las señales demoduladas sólo tienen la mitad de la amplitud que una onda demodulada con doble banda lateral. Por lo anterior es necesario hacer un compromiso. El SSBFC requiere menos ancho de banda que el DSBFC, pero también produce una señal demodulada con amplitud menor. Sin embargo, cuando baja el ancho de banda a la mitad, también se reduce a la mitad la potencia de ruido (es decir, se reduce 3 dB), y si se elimina una banda lateral, la potencia en la parte de información de la onda también baja a la mitad. En consecuencia, las relaciones de señal a ruido con banda lateral única y doble banda lateral son iguales.

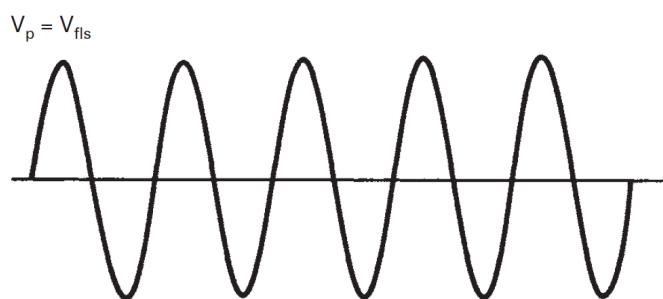
Con el sistema SSBFC, la frecuencia de repetición de la envolvente es igual a la frecuencia de la señal

moduladora, y el grado de modulación es proporcional a la amplitud de la señal moduladora. Por lo anterior, como en la transmisión con doble banda lateral, la información está en la envolvente de la señal modulada con portadora de máxima potencia.

#### 7.4.4.2. AM de banda lateral única y portadora suprimida SSB SC

La AM de banda lateral única y portadora suprimida (SSBSC, de single-sideband suppressed carrier) es una forma de modulación de amplitud en la que la portadora se suprime en su totalidad y se quita una de las bandas laterales. Por consiguiente, en el SSBSC se requiere la mitad del ancho de banda que en la AM convencional de doble banda lateral, y bastante menos potencia de transmisión.

El espectro de frecuencias y la distribución de potencia relativa en un SSBSC con transmisión de banda lateral superior se ven en la fig. 7.26.c. Se puede apreciar que la potencia de la banda lateral es el 100% de la potencia total transmitida. En la fig. 7.28 se ve una forma de onda de SSBSC cuando la señal moduladora es de una sola frecuencia. Se ve que la forma de onda no es una envolvente, simplemente es una senoide de una sola frecuencia, igual a la frecuencia de la portadora más la frecuencia de la señal moduladora, o la frecuencia de la portadora menos la frecuencia de la señal moduladora, dependiendo de cuál banda lateral se transmite.



**Fig. 7.28.** Forma de onda SSBSC [9]

#### 7.4.4.3. AM de banda lateral única y portadora reducida SSB RC

La AM de banda lateral única y portadora reducida (SSBRC, de single-sideband reduced carrier) es una forma de modulación de amplitud, en la que se quita totalmente una banda lateral y el voltaje de la portadora se reduce más o menos hasta el 10% de su amplitud no modulada. En consecuencia, hasta el 96% de la potencia total transmitida está en la banda lateral no suprimida.

Para producir un componente reducido de portadora, se suprime totalmente la portadora durante la modulación y después se vuelve a insertar con una amplitud reducida. Por lo anterior, a veces se dice que el sistema SSBRC es de banda lateral única y portadora reinsertada. Con frecuencia se llama portadora piloto a la portadora reinsertada, y se reinserta para fines de demodulación; eso se explicará más adelante en este capítulo. El espectro de frecuencias y la distribución relativa de potencia para el SSBRC se ven en la fig. 7.26 d. Allí se ve que la potencia de la portadora constituye casi el 100% de la potencia transmitida. Como en el caso de la AM de portadora de máxima potencia y doble banda lateral, la rapidez de repetición de la envolvente es igual a la frecuencia de la señal moduladora. Para demodular una forma de onda con portadora reducida mediante un detector convencional de picos, la portadora se debe separar, amplificar y después reinsertar con intensidad mayor en el receptor. En consecuencia, a veces a la transmisión con portadora reducida se le llama portadora

incrementada, porque se eleva en el receptor antes de la demodulación. Con la detección de portadora incrementada, la amplificación de la portadora en el receptor debe ser suficiente para aumentar su amplitud hasta un valor mayor que el de la señal de banda lateral. En el sistema SSBRC se requiere la mitad del ancho de banda que en la AM convencional y, como la portadora se transmite a un nivel reducido, también economiza mucha potencia.

#### 7.4.4.4. AM de banda lateral independiente ISB

La AM de banda lateral independiente (ISB, de independent sideband) es una forma de modulación de amplitud en la que una sola frecuencia de portadora se modula en forma independiente con dos señales moduladoras diferentes. En esencia, el sistema ISB es una forma de transmisión de doble banda lateral en el que el transmisor consiste en dos moduladores independientes de banda lateral única y portadora suprimida. Un modulador sólo produce la banda lateral superior y el otro sólo la banda lateral inferior. Las señales de salida de banda lateral única procedentes de los dos moduladores se combinan para formar una señal de doble banda lateral, en la que las dos bandas laterales son totalmente independientes entre sí, excepto que son simétricas respecto a una frecuencia portadora común. Una banda lateral está arriba de la portadora, en el espectro de frecuencias, y una está abajo. Para fines de demodulación, se reinserta la portadora generalmente con un nivel reducido, como en la transmisión SSBRC. La fig. 7.26.e muestra el espectro de frecuencias y la distribución de potencia en ISB, y la fig. 7.29 muestra la forma de onda transmitida para dos señales de información independientes, de una frecuencia ( $f_{m1}$  y  $f_{m2}$ ). Las dos señales de información tienen la misma frecuencia y, por consiguiente, la forma de onda es idéntica a la de una de doble banda lateral y portadora suprimida, pero con una rapidez de repetición igual a dos veces la frecuencia de la señal moduladora. En el ISB se conservan tanto la potencia de transmisión como el ancho de banda, porque se transmiten dos fuentes de información dentro del mismo espectro de frecuencias que se necesitaría para una sola fuente con el uso de transmisión convencional de doble banda lateral. El ISB es una técnica que se usa en Estados Unidos para transmisión estereofónica en AM. Un canal (el izquierdo) se transmite en la banda lateral inferior, y el otro (el derecho) en la banda lateral superior.

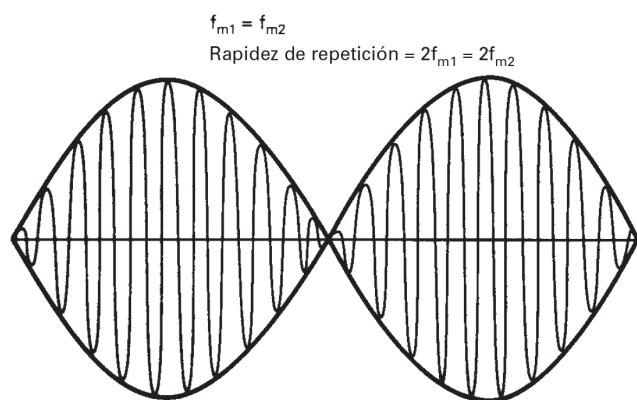


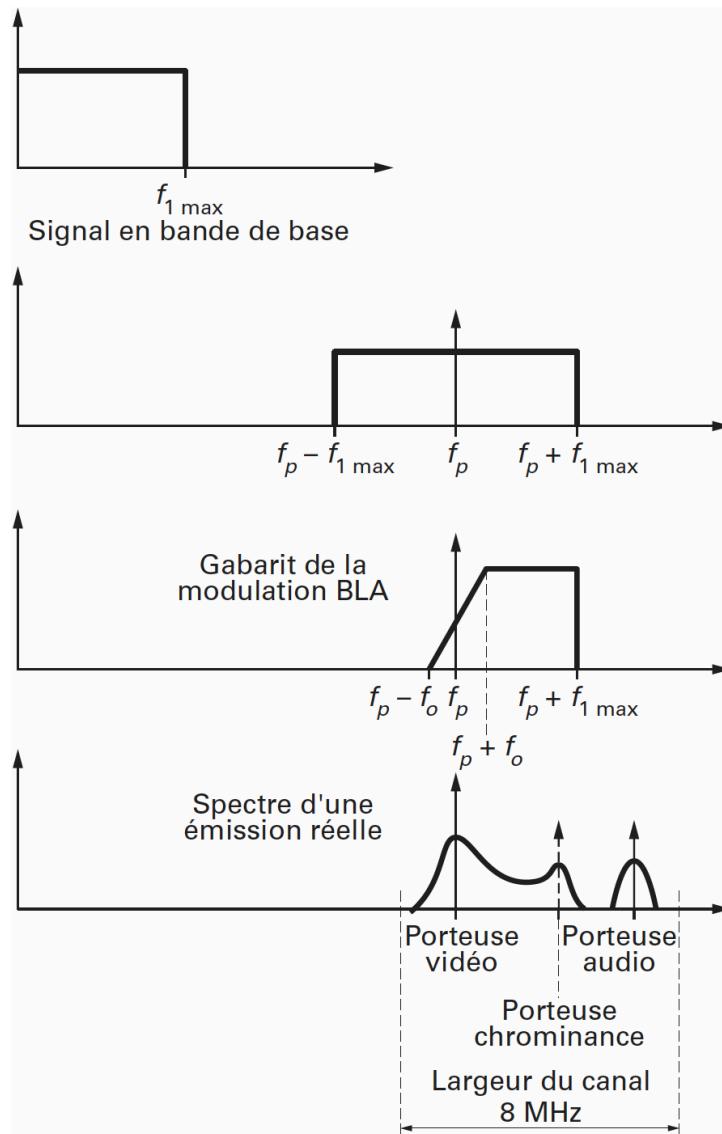
Fig. 7.29. Forma de onda de ISB [9]

#### 7.4.4.5. AM de banda lateral vestigial VSB

La AM de banda lateral vestigial (VSB, de vestigial sideband) es una forma de modulación de amplitud donde se transmiten la portadora y una banda lateral de máxima potencia, pero sólo una parte de la segunda banda lateral. La portadora se transmite con potencia máxima. En el sistema VSB, las señales moduladoras de menor

frecuencia se transmiten en doble banda lateral, y las de mayor frecuencia se transmiten en banda lateral única. Se adopta así un compromiso entre el DSB FC y el SSB.

En consecuencia, las frecuencias menores pueden tener el 100% de modulación, mientras que las mayores no pueden alcanzar efecto mayor que el 50% de modulación. Así, las frecuencias moduladoras menores se hacen destacar y producen señales de mayor amplitud en el demodulador que las altas frecuencias. El espectro de frecuencias y la distribución relativa de potencias en el sistema VSB se ven en la figura 7.26.f. Es probable que el sistema VSB más conocido es el de la parte de imagen en las señales de televisión comercial, la FCC designa a ese sistema como A5C. La Fig. siguiente muestra el espectro de la modulación en VSB.



**Fig. 7.30.** Forma de onda de VSB [1]

La Fig. 7.30 muestra que la señal VSB modulada se obtiene por modulación de amplitud convencional seguido de un filtrado. El filtro es por lo general un filtro de onda de superficie y presente  $f_p - f_p + f_0$  a  $f_0$ , un costado de la simetría de la  $f_p$  de frecuencia que se debilita la señal media, el llamado flanco de Nyquist.

El caso de la televisión es interesante porque de acuerdo a la norma correspondiente, se incluye una combinación de diferentes tipos de modulación.

La modulación VSB ayudó a reducir significativamente la distribución espectral a costa de una mayor complejidad en el transmisor.

#### 7.4.4.6. Modulación en VSB

La Fig. 7.31 muestra el diagrama de bloques de un modulador frecuencia BLA con doble cambio de frecuencia. Supongamos que queremos hacer un modulador o transmisor, cubriendo todas las Bandas IV y V, los canales 21 (471.25MHz) a 69 (855.25MHz). El espectro de la señal de salida debe ser de banda lateral única.

Una mala solución es llevar a cabo una modulación de amplitud y la colocación de salida como filtros comutados es canales se deseen. A costa de un aumento de la complejidad, el diagrama de bloques de la figura siguiente resuelve el problema.

Un primer modulador de amplitud, que recibe la señal de vídeo, y un oscilador a la frecuencia fija de 38,9 MHz proporcionan una señal cuyo espectro se muestra S1. Un filtro de onda acústica de superficie (SAW) da este espectro en S2, correspondiente a una modulación VSB en torno a 38,9 MHz, conservando la banda lateral inferior. Un primer mezclador que recibe la señal de un oscilador local en 911,1 MHz transpone el espectro S2 en dos bandas laterales en torno a 911,1 MHz de espectro S3. Un filtro pasabanda selecciona la banda de 940 hasta 960 MHz con el espectro S4. Un segundo mezclador transpone S4, con un oscilador variable entre 1.421,25 MHz y 1805,25 MHz. La señal de salida es entonces una señal de transmisión VSB en las bandas IV y V requeridas.

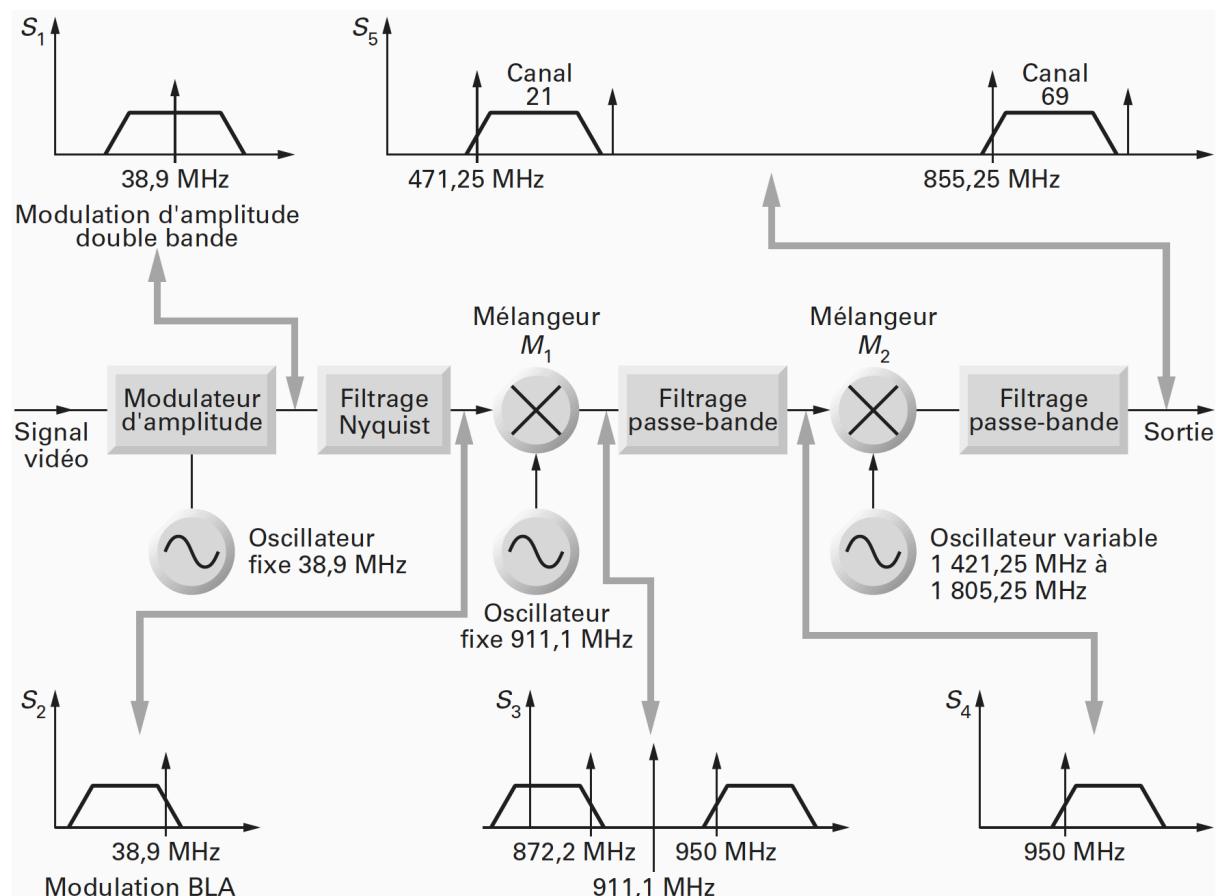


Fig. 7.31. Esquema sinóptico de un modulador VSB (o BLA) con doble cambio de frecuencia [1]

Si la frecuencia del segundo oscilador es 1421,25 MHz, el producto útil la mezcla resultante se encuentra en M2:  $1421.25 - 950 = 471.25$  MHz, que corresponde al canal 21.

El producto imagen no deseado es de 2 371,25 MHz.

Si la frecuencia del segundo oscilador es 1805,25 MHz, el producto útil producida por la mezcla en M2 es:  $1805.25 - 950 = 855,25$  MHz, el canal 69.

El producto imagen no deseado es de 2 755,25 MHz.

Un filtro paso bajos a la salida permite mantener las señales útiles en el 471,25 MHz - 855,25 MHz y elimina la imagen entre 2.371,25 MHz y 2755,25 MHz. En esta estructura, se apreciará que el indicador de la emisión VSB está dada por el filtro situado inmediatamente después de la moduladora de amplitud.

Este ejemplo es interesante porque muestra que la ganancia en el espacio espectral aumenta sustancialmente la complejidad del modulador o transmisor.

#### 7.4.4.7. Demodulación en VSB

En VSB, como de doble banda de modulación de amplitud con portadora, se puede optar por dos tipos de demodulación:

- Demodulación por rectificación y filtrado, detección de envolvente;
- La demodulación coherente con recuperación de la portadora y la multiplicación.

Las ventajas de la VSB son principalmente una reducción en el espacio espectral y demodulación posiblemente simplificada. Dan lugar a aumento de la complejidad del transmisor.

#### 7.4.4.8. Comparación de AM de banda lateral única con AM de doble banda lateral

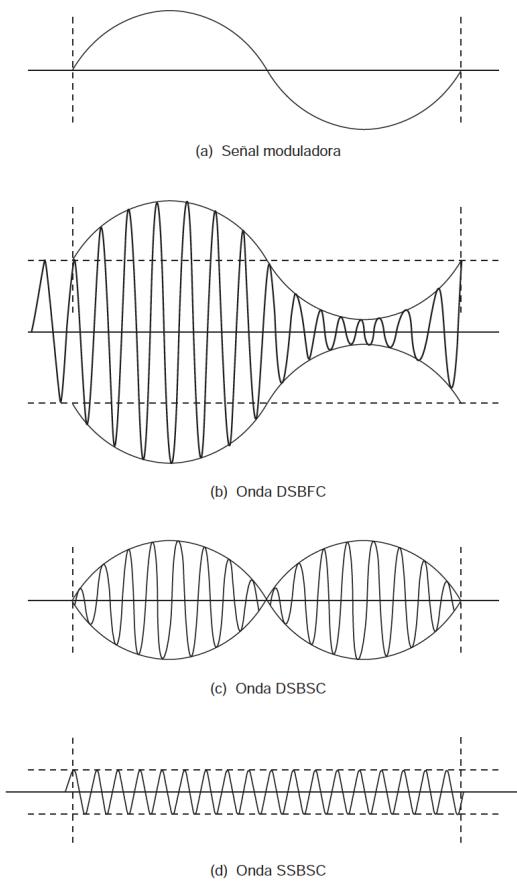
Según la descripción anterior y la fig. 7.26, se puede ver que los ahorros de ancho de banda y de potencia son ventajas obvias de la transmisión con banda lateral única y portadora suprimida o reducida, en comparación con la transmisión convencional con doble banda lateral y portadora de máxima potencia (es decir, la AM convencional). En la transmisión de banda lateral única sólo se requiere la mitad del ancho de banda que el de la banda lateral doble, y en las transmisiones con portadora suprimida y reducida se requiere bastante menos potencia total de transmisión que en la AM de portadora de máxima potencia.

La potencia total transmitida necesaria para producir determinada relación de señal a ruido en la salida de un receptor es un medio cómodo y útil para comparar los requisitos de potencia y la eficiencia relativa de los sistemas de banda lateral única y los convencionales de AM. La relación de señal a ruido determina el grado de inteligibilidad de una señal recibida.

La fig. 7.32 es un resumen de las formas de onda producida para determinada señal moduladora, con tres de los sistemas más comunes de transmisión por AM: doble banda lateral y portadora de máxima potencia (DSBFC), doble banda lateral y portadora suprimida (DSBSC) y banda lateral única, portadora suprimida (SSBSC). Como se ve en la figura, la rapidez de repetición en la envolvente de DSBFC es igual a la frecuencia de la señal moduladora; en la envolvente de DSBSC es igual al doble de la señal moduladora, y en la forma de onda de SSBSC no es portadora alguna, sino más bien una senoide de una sola frecuencia, igual a la frecuencia de la banda lateral no suprimida, es decir, la frecuencia lateral superior o inferior.

Una onda de AM convencional con 100% de modulación contiene 1 unidad de potencia de portadora y 0.25

unidades de potencia en cada banda lateral, lo que hacen un total de 1.5 unidades de potencia total transmitida máxima. Un transmisor de banda lateral única con potencia nominal de 0.5 unidades produce la misma relación de señal a ruido a la salida del receptor que 1.5 unidades de potencia de portadora más banda lateral en una señal de doble banda lateral y portadora de máxima potencia. En otras palabras, se tiene la misma eficiencia con el sistema SSBSC usando sólo un tercio de la potencia transmitida y la mitad del ancho de banda. En la tabla 5-1 se compara la AM convencional con la de banda lateral única y portadora suprimida, para una señal moduladora de frecuencia única. La potencia máxima de envolvente (PEP, de peak envelope power) es la potencia rms desarrollada en la cresta de la envolvente de modulación, es decir, cuando los componentes de señal moduladora tienen sus amplitudes máximas.



**Fig. 7.32.** Comparación de tres sistemas comunes de transmisión de AM: (a) señal moduladora; (b) onda DSBFC; (c) onda DSBSC; (d) onda SSBSC [9]

También se ven los vectores de voltaje para las potencias requeridas mencionadas. Se ve que en la AM convencional se requiere 0.5 unidad de voltaje por banda lateral, y 1 unidad para la portadora, haciendo un total de 2 volts máximos de envolvente (PEV, de peak envelope volts), y sólo 0.707 PEV para la banda lateral única. También se muestran las envolventes de RF, que corresponden a las relaciones de voltaje y potencia descritas arriba. La señal demodulada en la salida de un receptor convencional de AM es proporcional a la suma de cuadrados de los voltajes de las señales de banda lateral superior e inferior, que es igual a 1 unidad de PEV. Para recepción con banda lateral única, la señal demodulada tiene  $0.707 \times 1 = 0.707$  PEV. Si se escoge arbitrariamente que el voltaje de ruido para la AM convencional sea 0.1 V/kHz, el voltaje de ruido para la señal de banda lateral única con la mitad del ancho de banda, es 0.0707 V/kHz. En consecuencia, la eficiencia del

sistema SSBSC en cuanto a señal/ruido, es igual a la de la AM convencional.

#### 7.4.4.9. Ventajas de la transmisión con banda lateral única

A continuación se describen las cuatro ventajas principales de la transmisión con banda lateral única y portadora suprimida o reducida, respecto a la transmisión con portadora de máxima potencia y doble banda lateral.

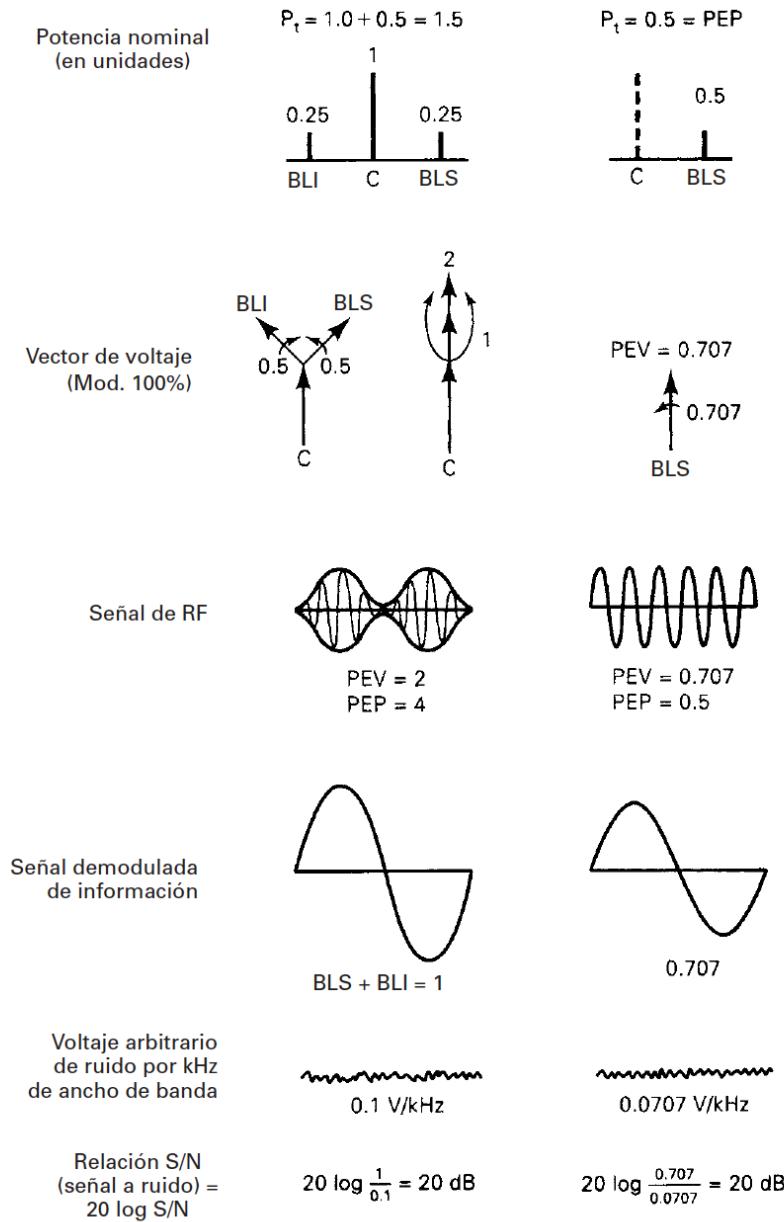


Fig. 7.33. Comparación de AM convencional y banda lateral única

#### Ahorro de energía.

En el caso normal, con transmisión de banda lateral única, sólo se transmite una banda lateral, y la portadora se suprime o se reduce bastante. En consecuencia, se necesita mucho menor potencia transmitida para producir esencialmente la misma calidad de señal en el receptor que la que se alcanza con la transmisión con portadora de máxima potencia y doble banda lateral. En la portadora están al menos las dos terceras partes de la potencia de una señal normal de AM con doble banda lateral y portadora de máxima potencia, y la potencia máxima

contenida en cualquiera de las bandas laterales sólo es la sexta parte de la potencia total.

#### ***Ahorro de ancho de banda.***

En la transmisión de banda lateral única se requiere la mitad de ancho de banda que en la trasmisión convencional de AM con doble banda lateral. Esto es una ventaja de bastante importancia en la actualidad, cuando el espectro de radiofrecuencias ya está sobresaturado. Al eliminar una banda lateral se reduce en realidad el ancho de banda necesario en un factor mayor que dos, porque la mayoría de las señales moduladoras, incluyendo las de audio, casi nunca llegan a 0 Hz (cd). Un límite inferior más práctico para las señales de audio es el de 300 Hz; así, un canal de audio de 3 kHz en realidad tiene un ancho de banda aproximado de 2700 Hz (300 a 3000 Hz). En consecuencia, un canal de audio de 2700 Hz transmitido por un sistema de AM de doble banda lateral requeriría un ancho de banda de 6 kHz, mientras que la misma información de audio sólo requeriría 2700 Hz de ancho de banda, con un sistema de banda lateral única. Por consiguiente, el sistema con banda lateral única que se describió tiene un mejoramiento de ancho de banda igual a  $10 \log(6000/2700)$ , o sea una reducción de 3.5 dB en la potencia de ruido. Una aproximación general del lado de la seguridad es que el ancho de banda se reduce 50% con la banda lateral única, respecto a la banda lateral doble, y eso significa un mejoramiento de 3 dB en la relación de señal a ruido. Si se combina el mejoramiento de ancho de banda logrado al transmitir sólo una banda lateral, y la ventaja de eliminar la portadora, en términos de potencia, el mejoramiento general en la relación de señal a ruido al usar portadora suprimida y banda lateral única, es más o menos 7.8 dB (3 + 4.8), mejor que con portadora de máxima potencia y doble banda lateral.

#### ***Desvanecimiento selectivo.***

En la transmisión con doble banda lateral, las dos bandas laterales y la portadora se pueden propagar con distintas trayectorias a través de los medios de transmisión y, en consecuencia, pueden sufrir distintos deterioros por transmisión. A este caso se le llama desvanecimiento selectivo. Un tipo de desvanecimiento selectivo se llama desvanecimiento de banda lateral. En ese caso se atenúa mucho una banda lateral. Esta pérdida da como resultado menor amplitud de señal a la salida del demodulador del receptor y, en consecuencia, una relación de señal a ruido menor en 3 dB. Esta pérdida causa cierta distorsión, pero no es muy perjudicial a la señal, porque las dos bandas laterales contienen la misma información.

La forma más común y más grave de desvanecimiento selectivo es el desvanecimiento de amplitud de la portadora. La reducción de la intensidad de la portadora en una onda 100% modulada causa que el voltaje de portadora sea menor que la suma vectorial de las dos bandas laterales.

En consecuencia, la envolvente parece la de una sobremodulación y causa distorsión grave en la señal demodulada.

Una tercera causa de desvanecimiento selectivo es el desplazamiento de fase de la portadora o de la banda lateral. Cuando cambian las posiciones relativas de los vectores de la portadora y de la banda lateral en la señal recibida, se produce un cambio notable en la forma de la portadora, que causa una señal demodulada muy distorsionada.

Cuando se transmite sólo una banda lateral con portadora reducida o suprimida, no se pueden presentar el desplazamiento de fase ni el desvanecimiento de la portadora, y el desvanecimiento de la banda lateral sólo cambia la respuesta de amplitud y frecuencia de la señal demodulada.

En general, estos cambios no producen distorsión suficiente para causar pérdida de inteligibilidad en la señal recibida. En la transmisión con banda lateral única no es necesario mantener determinada relación de amplitud o

fase entre las señales de portadora y de banda lateral.

#### ***Reducción de ruido.***

En vista de que un sistema de banda lateral única usa la mitad del ancho de banda que la AM convencional, la potencia de ruido térmico se reduce a la mitad de la de un sistema con doble banda lateral. Si se toma en cuenta tanto la reducción de ancho de banda como la inmunidad frente al desvanecimiento selectivo, los sistemas SSB tienen una ventaja en relación de señal a ruido de unos 12 dB respecto a la AM convencional; es decir, un sistema convencional de AM debe transmitir una señal 12 dB más potente, para alcanzar el mismo desempeño que un sistema comparable de banda lateral única.

#### **7.4.4.10. Desventajas de la transmisión con banda lateral única.**

A continuación se describen dos desventajas principales de la transmisión con banda lateral única y portadora reducida o suprimida, en comparación con la transmisión con doble banda lateral y portadora de máxima potencia.

##### ***Receptores complicados.***

Los sistemas de banda lateral única requieren receptores más complejos y costosos que los convencionales de AM, porque la mayoría de las transmisiones con banda lateral única tienen portadora reducida o suprimida. Por lo anterior, no se puede usar detección de envolvente a menos que se regenere la portadora a un nivel suficiente. Los receptores de banda lateral única requieren un circuito de recuperación y sincronización de la portadora, como por ejemplo un sintetizador de frecuencias PLL, que aumenta su costo, complejidad y tamaño.

##### ***Dificultades de sintonización.***

Los receptores de banda lateral única requieren una sintonización más compleja y precisa que los receptores convencionales de AM. Esto es una desventaja para el usuario promedio. Esta desventaja se puede superar usando circuitos de sintonía más exactos, complejos y costosos.

#### **7.4.4.11. Análisis matemático de la AM con portadora suprimida**

Un modulador de AM es un modulador de producto; la señal de salida es el producto de la señal moduladora y de la portadora. En esencia, la portadora se multiplica por la señal moduladora.

Si la ecuación de AM se describe como sigue

$$v_{AM} = [1 + m \operatorname{sen}(2\pi f_m t)] [E_c \operatorname{sen}(2\pi f_c t)] \quad (7.52)$$

en donde

$$[1 + m \operatorname{sen}(2\pi f_m t)] = \text{constante} + \text{señal modulante}$$

$$[E_c \operatorname{sen}(2\pi f_c t)] = \text{portadora no modulada}$$

Si se elimina el componente constante de la señal moduladora, entonces

$$v_{AM} = [m \operatorname{sen}(2\pi f_m t)] [E_c \operatorname{sen}(2\pi f_c t)] \quad (7.53)$$

Al hacer la multiplicación se obtiene

$$v_{AM} = -\frac{mE_c}{2} \cos[2\pi(f_c + f_m)t] + \frac{mE_c}{2} \cos[2\pi(f_c - f_m)t] \quad (7.54)$$

en donde

$$-\frac{mE_c}{2} \cos[2\pi(f_c + f_m)t] = \text{componente de frecuencia de lado superior}$$

$$\frac{mE_c}{2} \cos[2\pi(f_c - f_m)t] = \text{componente de frecuencia de lado inferior}$$

Se puede ver en la operación matemática anterior que, si se quita el componente constante antes de hacer la multiplicación, el componente de portadora se quita de la onda modulada, y la señal de salida está formada tan sólo por dos ondas cosenoideales, una en la frecuencia de suma ( $f_c + f_m = f_{usf}$ ) y la otra en la frecuencia de diferencia ( $f_c - f_m = f_{lsf}$ ). En el modulador se ha suprimido la portadora. Para convertir a banda lateral única sólo se quita la frecuencia de suma o la de diferencia.

#### 7.4.4.12. Generación de banda lateral única

En las secciones anteriores se demostró que en la mayoría de los sistemas de banda lateral única, la portadora se suprime totalmente o se reduce a tan sólo una fracción de su valor original, y se quita una banda lateral. Es en extremo difícil, si no imposible, quitar la portadora de la onda modulada, o reducir su amplitud, usando filtros convencionales de banda angosta, porque esos filtros simplemente no tienen factores Q suficientes como para quitar la portadora sin quitar también una parte de la banda lateral. Sin embargo, también se indicó que al quitar la componente constante se suprimía la portadora en el modulador mismo. En consecuencia, se han desarrollado circuitos moduladores que en forma inherente quitan la portadora durante el proceso de modulación.

Esos circuitos se llaman moduladores de portadora suprimida y doble banda lateral (DSBSC, de double-sideband suppressed-carrier). Se mostrará más adelante en este capítulo cómo se puede quitar una de las bandas laterales una vez que se ha suprimido la portadora.

Un circuito que produce una señal DSBSC es un modulador balanceado. El modulador balanceado ha llegado a ser rápidamente uno de los circuitos más útiles y muy usados en las comunicaciones electrónicas. Además de usarse en los sistemas AM con portadora suprimida, se usan mucho en sistemas de modulación de fase y frecuencia, así como en los sistemas de modulación digital, como por ejemplo en la modulación por conmutación fase y en la modulación de amplitud en cuadratura.

#### 7.4.4.12.1. Modulador de anillo balanceado

Las figs. 7.34 y 7.35 muestran los diagramas y las formas de onda de un modulador de anillo balanceado. El esquema de la fig. 7.34a se forma con diodos y transformadores. Los diodos de semiconductor son ideales para usarse en los circuitos de modulador balanceado, porque son estables, no requieren fuente externa de energía, tienen larga vida y virtualmente no requieren mantenimiento alguno. El modulador de anillo balanceado se llama a veces modulador de red balanceada o simplemente modulador balanceado. Un modulador balanceado tiene dos entradas: una portadora de frecuencia única y la señal moduladora, que puede ser de una frecuencia o una forma compleja de onda. Para que trabaje bien un modulador balanceado, la amplitud de la portadora debe ser mayor que la amplitud de la señal moduladora, de seis a siete veces mayor. Así se asegura que la portadora sea la que

controle el estado activado o desactivado (encendido o apagado) de los cuatro comutadores de diodo (D1 a D4), y no la señal moduladora.

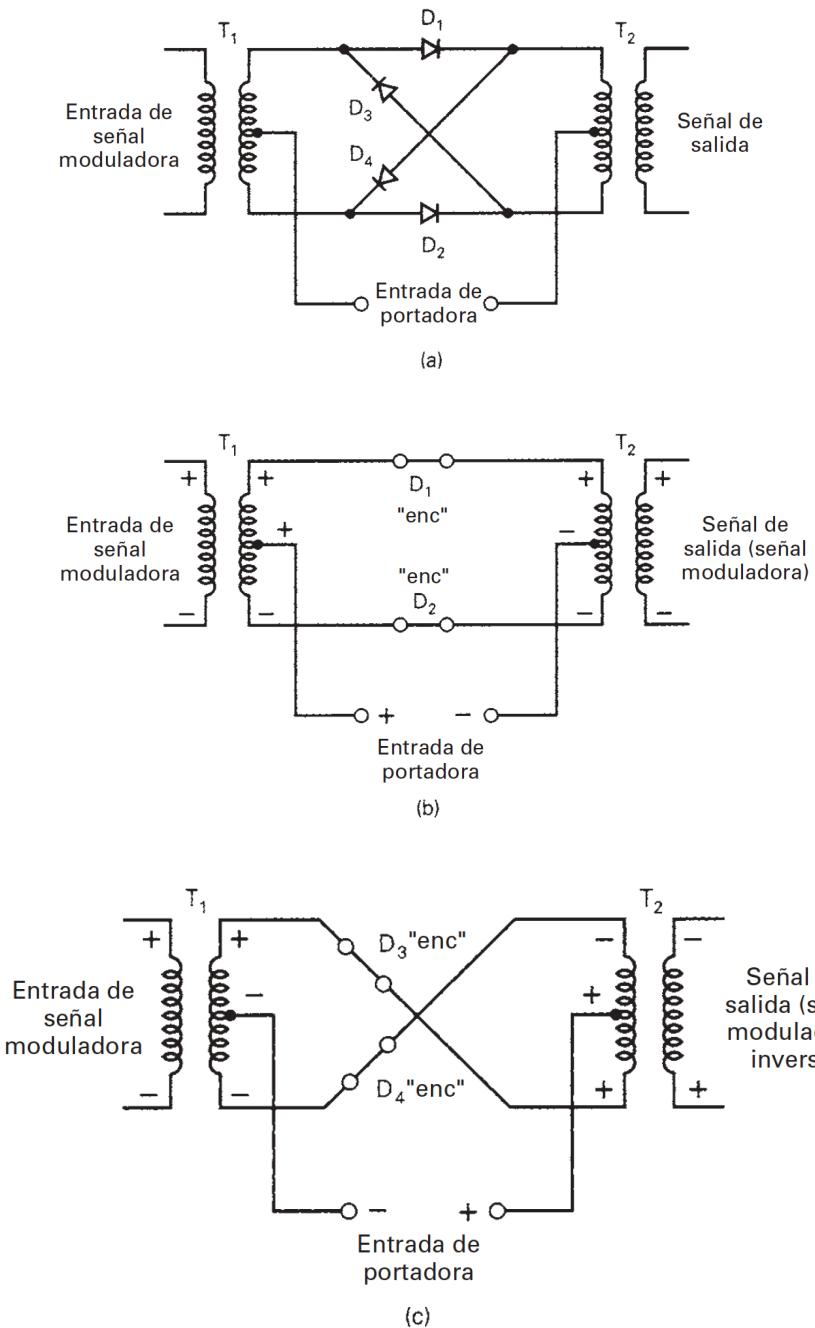


Fig. 7.34. Comparación de AM convencional y banda lateral única [9]

#### Funcionamiento del circuito.

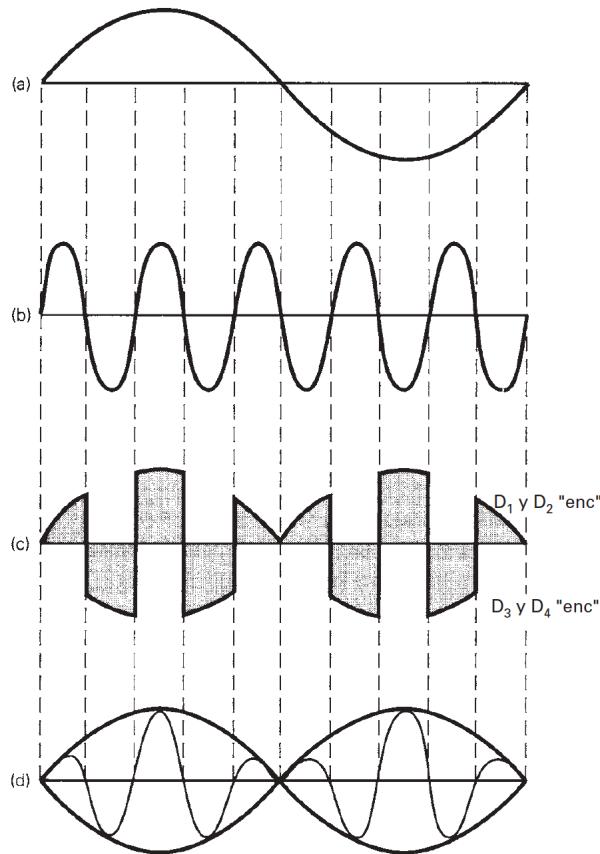
En esencia, los diodos D1 a D4 son comutadores electrónicos que controlan si pasa la señal moduladora del transformador de entrada T1 al transformador de salida T2, y está encendida con 180° de desplazamiento de fase. Con la polaridad de la portadora que se indica en la fig. 7.34b, los interruptores de diodo D1 y D2 tienen polarización directa y están encendidos, mientras que los interruptores de diodo D3 y D4 tienen polarización inversa y están apagados. En consecuencia, la señal moduladora pasa a través de los interruptores cerrados a T2 sin invertir su fase. Cuando se invierte la polaridad de la portadora, como se ve en la fig. 7.34c, los interruptores de diodo D1 y D2 tienen polarización inversa y están apagados, mientras que los interruptores de diodo D3 y D4

tienen polarización directa y están encendidos.

En consecuencia, la señal moduladora sufre una inversión de fase de  $180^\circ$  antes de llegar a T2.

La corriente de la portadora pasa desde su fuente hasta las tomas centrales de T1 y T2, donde se divide y va en direcciones opuestas a través de las mitades superior e inferior de los transformadores.

Así, sus campos magnéticos se anulan en los devanados secundarios del transformador, y se suprime la portadora. Si los diodos no están perfectamente equilibrados, o si las tomas de los transformadores no están exactamente en el centro, el circuito está fuera de balance y la portadora no se suprime totalmente. Es virtualmente imposible alcanzar un balance perfecto y, por tanto, siempre hay un pequeño componente de portadora en la señal de salida. A esto se le suele llamar fuga de portadora. La cantidad normal de supresión de portadora va de 40 a 60 dB.



**Fig. 7.35.** Comparación de AM convencional y banda lateral única

La fig. 7.35 muestra las formas de onda de entrada y salida asociadas con un modulador balanceado, para una señal moduladora de una sola frecuencia. Se ve que D1 y D2 sólo conducen durante los medios ciclos positivos de la señal portadora de entrada, y que D3 y D4 sólo conducen durante los medios ciclos negativos. La salida de un modulador balanceado consiste en una serie de impulsos de RF, cuya frecuencia de repetición queda determinada por la frecuencia de conmutación de la portadora de RF, y la amplitud se controla con el nivel de la señal moduladora.

En consecuencia, la forma de onda de salida toma la forma de la señal moduladora, excepto con polaridades alternas positivas y negativas que corresponden a la polaridad de la señal portadora.

#### 7.4.4.12.2. Modulador balanceado en contrafase (push-pull) con FET

La fig. 7.36 muestra un diagrama de un modulador balanceado que usa FET y no diodos, como elementos no lineales. Un FET es un dispositivo no lineal que tiene propiedades de ley cuadrática y sólo produce frecuencias de producto cruzado de segundo orden. Como un modulador de diodo balanceado, uno de FET es modulador de producto, y sólo produce las bandas laterales en su salida, y suprime la portadora. El modulador balanceado de FET se parece a un amplificador normal en contrafase, excepto que el circuito modulador tiene dos entradas (la portadora y la señal moduladora).

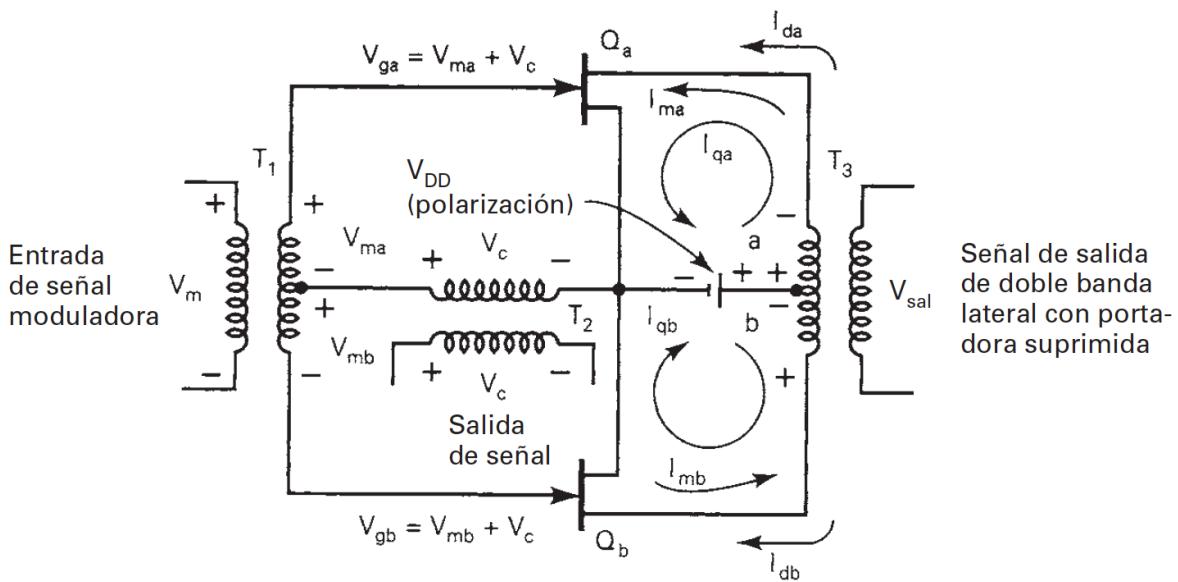


Fig. 7.36. Modulador balanceado con FET. Para las polaridades indicadas [9]

$$I_{ta} = I_{qa} + I_{da} + I_{ma}$$

$$I_{tb} = -I_{Qb} - I_{db} + I_{mb}$$

$$I_t = I_{ma} + I_{mb} = -2I_m$$

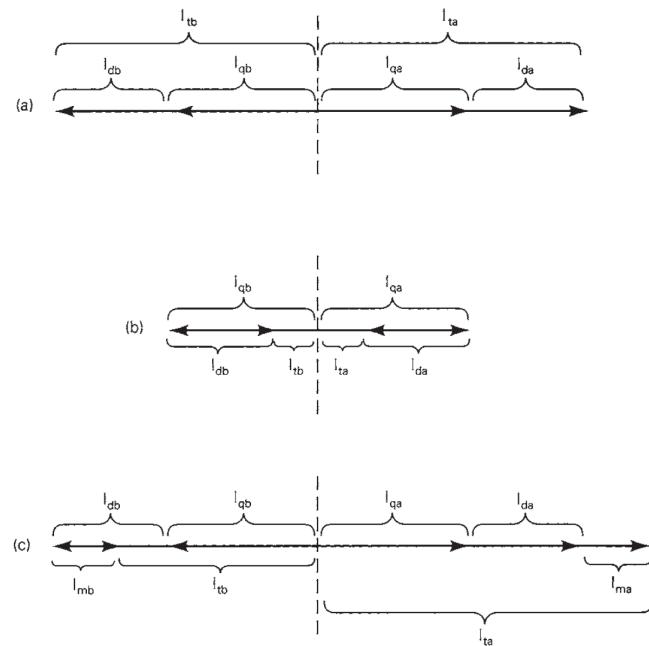
$V_{sal}$  es proporcional a la corriente modulante ( $I_{ma}$  e  $I_{mb}$ ).

#### Funcionamiento del circuito.

La portadora entra al circuito de tal manera que se aplica en forma simultánea y en fase a las compuertas de ambos amplificadores FET (Q1 y Q2). La portadora produce corrientes en las mitades superior e inferior del transformador de salida T3, iguales en magnitud, pero desfasadas 180°. Por consiguiente, se anulan y no aparece componente de portadora en la forma de onda de salida. La señal moduladora se aplica al circuito de tal manera que entra en forma simultánea a las compuertas de los dos FETs, 180° fuera de fase. La señal moduladora causa un aumento en la corriente de drenaje en un FET, y una disminución de la corriente de drenaje en el otro FET.

La fig. 7.37 muestra el diagrama fasorial de las corrientes producidas en el transformador de salida de un modulador balanceado con FET. En la fig. 7.37.a se ve que las corrientes cd de drenaje en reposo de Qa y Qb ( $I_{qa}$  e  $I_{qb}$ ) pasan por sus respectivas mitades del devanado primario de T3 desfasadas 180° entre sí. La fig. 7.37.a también muestra que un aumento en la corriente de drenaje, debido a la señal de portadora ( $I_{da}$  e  $I_{db}$ ) se suma a la corriente en reposo en ambas mitades de los devanados del transformador, y produce corrientes iguales,  $I_{qa}$  e  $I_{qb}$ , que son sólo la suma de las corrientes de reposo y de portadora. Las corrientes  $I_{qa}$  e  $I_{qb}$  son

iguales, pero tienen direcciones opuestas; en consecuencia se anulan entre sí.



**Fig. 7.37.** Diagramas fasoriales de un modulador balanceado con FET: (a) suma enfasada de las corrientes cd y de portadora; (b) suma desfasada de cd y corrientes de portadora; (c) suma de las corrientes de cd, portadora y señal moduladora [9]

La fig. 7.37.b muestra la suma fasorial de las corrientes de reposo y de portadora cuando las corrientes de portadora van en dirección contraria a las corrientes de reposo. Las corrientes totales en ambas mitades de los devanados siguen siendo de igual magnitud, pero ahora son iguales a la diferencia entre las corrientes de reposo y de portadora. La fig. 7.35.c muestra el diagrama fasorial cuando se suma un componente de corriente debido a una señal moduladora. Las corrientes de señal moduladora,  $I_{ma}$  e  $I_{mb}$ , producen corrientes en sus respectivas mitades del transformador de salida, que están en fase entre sí. Sin embargo, se puede ver que en una mitad de los devanados, la corriente total es igual a la diferencia entre las corrientes de cd y de portadora, y la corriente de señal moduladora, y en la otra mitad del devanado, la corriente total es igual a la suma de las corrientes de cd, de portadora y de señal moduladora. Así, las corrientes cd y de portadora se anulan en los devanados secundarios, mientras que los componentes de diferencia se suman. Las corrientes de portadora y de señal moduladora, en cambio continuo, producen las frecuencias de producto cruzado.

Las polaridades de las señales de portadora y moduladora que muestra la fig. 7.36 producen una corriente de salida que es proporcional a los voltajes de esas señales. La señal de portadora ( $V_c$ ) produce una corriente en ambos FET ( $I_{da}$  e  $I_{db}$ ) que tiene la misma dirección que las corrientes en reposo ( $I_{qa}$  e  $I_{qb}$ ). La señal moduladora ( $V_{ma}$  y  $V_{mb}$ ) produce una corriente  $I_{ma}$  en  $Q_a$  que tiene la misma dirección que  $I_{da}$  e  $I_{qa}$ , y una corriente  $I_{mb}$  en  $Q_b$  que tiene dirección contraria a la de  $I_{db}$  e  $I_{qb}$ . Por lo anterior, la corriente total a través del lado a de  $T_3$  es  $I_{ta} = I_{da} + I_{qa} + I_{ma}$ , y la corriente total por el lado b de  $T_3$  es  $I_{tb} = -I_{db} - I_{qb} + I_{mb}$ . Así, la corriente neta que pasa por el devanado primario de  $T_3$  es  $I_{ta} + I_{tb} = I_{ma} + I_{mb}$ . Para una señal moduladora con polaridad opuesta, la corriente de drenaje en  $Q_b$  aumenta, y disminuye en  $Q_a$ . Sin tener en cuenta la

corriente  $cd$  en reposo,  $Iqa$  e  $Iqb$ , la corriente de drenaje en un FET es la suma de las corrientes de portadora y de señal moduladora,  $Id + Im$ , y la corriente de drenaje en el otro FET es la diferencia,  $Id - Im$ .

$T_1$  es un transformador de audio, mientras que  $T_2$  y  $T_3$  son transformadores de radiofrecuencia.

En consecuencia, cualquier componente de audio que aparezca en los circuitos de drenaje de  $Q_1$  y  $Q_2$  no pasa a la salida. Para lograr una supresión total de portadora,  $Q_a$  y  $Q_b$  deben ser iguales, y  $T_1$  y  $T_3$  deben tener una derivación exactamente al centro. Como en el caso de los moduladores de diodo balanceados, el modulador balanceado de FET suele agregar de 40 a 60 dB de atenuación a la portadora.

#### 7.4.4.12.3. Modulador de puente balanceado

La fig. 7.38 a muestra el diagrama de un modulador de puente balanceado. El funcionamiento del modulador de puente como el del modulador de anillo balanceado, depende por completo de la acción de conmutación de los diodos  $D_1$  a  $D_4$ , bajo la influencia de los voltajes de la portadora y de la señal moduladora. De nuevo, el voltaje de la portadora controla el estado encendido o apagado de los diodos y, en consecuencia, debe ser bastante mayor que el voltaje de la señal moduladora.

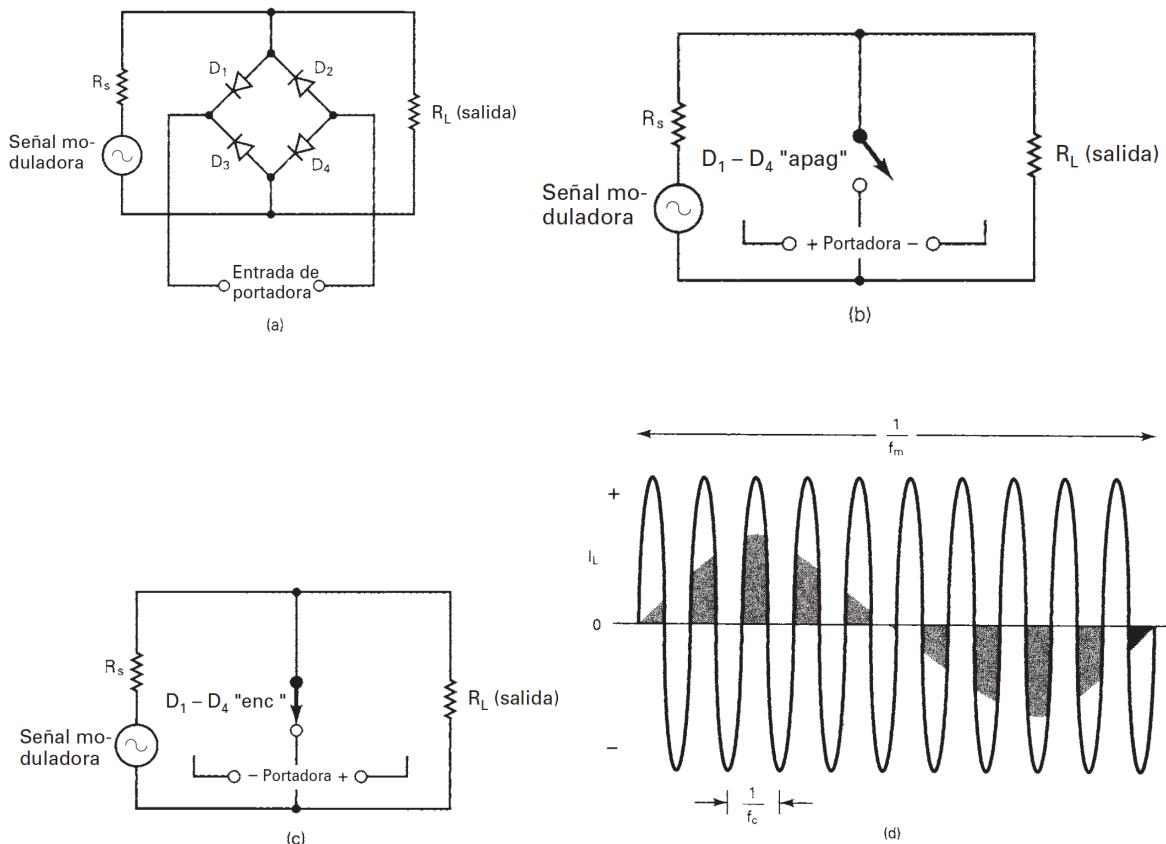


Fig. 7.38. Modulador de puente balanceado: (a) esquema; (b) diodos polarizados en forma inversa; (c) diodos polarizados en forma directa; (d) forma de onda de salida [9]

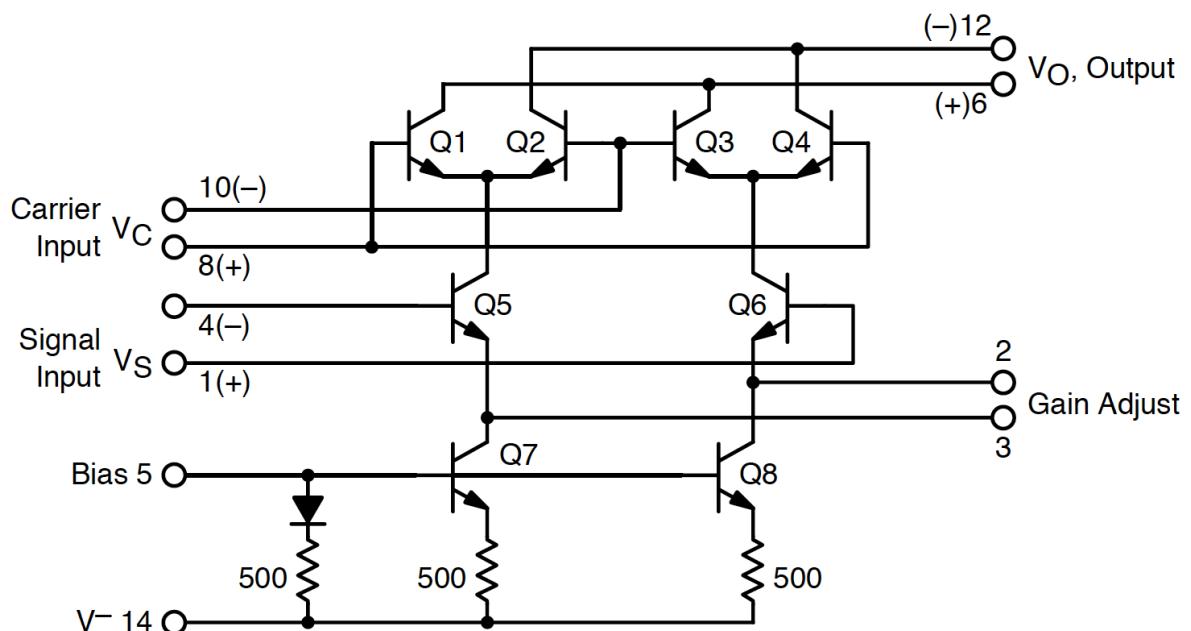
#### Funcionamiento del circuito.

Para las polaridades de portadora de la fig. 7.38.b, los cuatro diodos tienen polarización inversa y están apagados. En consecuencia, el voltaje de señal de audio pasa en forma directa al resistor de carga  $RL$ . La fig.

7.38.c muestra el circuito equivalente para una portadora con polaridad opuesta. Los cuatro diodos tienen polarización directa y están activos, y el resistor de carga se pone en corto. Al cambiar el voltaje de portadora de positivo a negativo y viceversa, la forma de onda de salida contiene una serie de pulsos formada principalmente por frecuencias de banda lateral superior e inferior. La forma de onda de salida se ve en la fig. 7.38.d. La serie de pulsos se indica allí como área sombreada.

#### 7.4.4.12.4. Moduladores balanceados en circuito integrado lineal

Los moduladores balanceados en circuito integrado lineal (CI lineal) se consiguen hasta para 100 MHz, como por ejemplo el LM1496/1596, que puede proporcionar supresión de portadora de 50 dB a 10 MHz, y hasta 65 dB a 500 kHz. Este modulador balanceado en circuito integrado lineal es un modulador/demodulador doblemente balanceado, que produce una señal de salida que es proporcional al producto de sus señales de entrada. Los circuitos integrados son ideales para aplicaciones donde se requiere una operación balanceada.



**Fig. 7.39. MC1496 Schematic**

La Fig. 7.39 muestra un diagrama esquemático del MC1496. Para los propósitos del análisis, las siguientes suposiciones convencionales se han hecho para simplificar: (1) Dispositivos de geometría similar dentro de un chip monolítico se suponen idénticos y combinar cuando sea necesario, y (2) corrientes de base transistor se ignoran con respecto a la magnitud de corrientes de colector; por lo tanto, las corrientes de colector y emisor se suponen iguales.

Haciendo referencia a las figuras 1 y 2, el MC1496 consta de amplificador diferencial Q5 Q6 la conducción de un amplificador diferencial doble compuesto por los transistores Q1, Q2, Q3 y Q4. Los transistores Q7 y Q8 y circuitos de sesgo asociado forman fuentes de corriente constante para el menor amplificador diferencial Q5-Q6. El análisis de funcionamiento de la MC1496 se basa en la capacidad del dispositivo para entregar una salida que es proporcional al producto del tensiones de entrada  $V_x$  y  $V_y$ . Esto es cierto cuando las magnitudes de  $V_x$  y  $V_y$  se mantienen dentro de los límites de funcionamiento lineal de los tres amplificadores diferenciales en el

dispositivo. Expresado matemáticamente, la tensión de salida (corriente de salida en realidad, que se convierte en una tensión de salida por una resistencia de carga externa),  $V_O$  está dada por

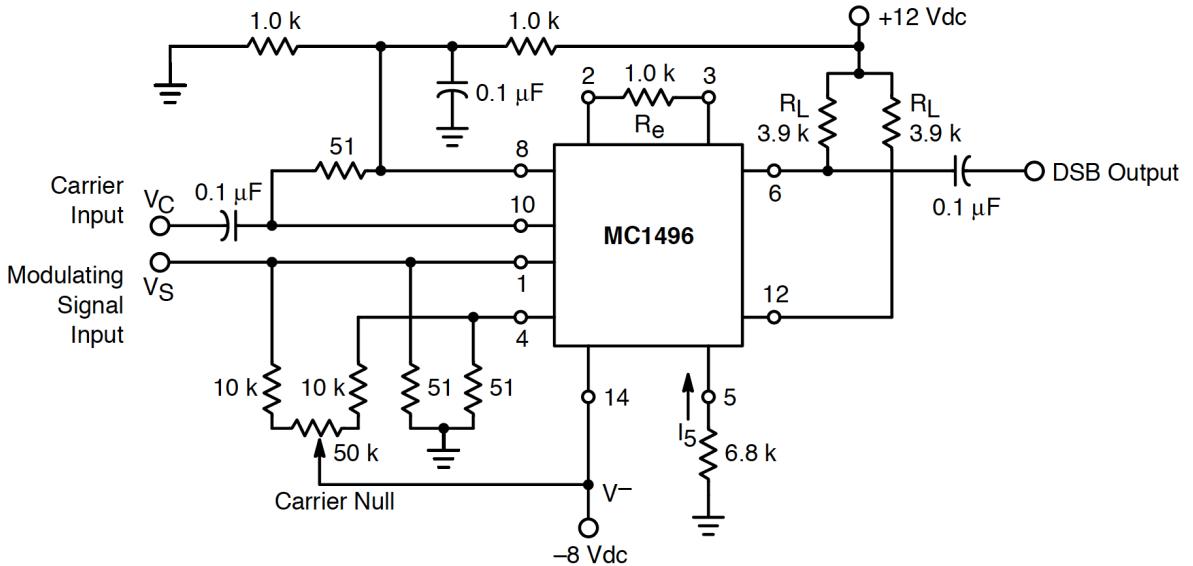
$$V_O = K V_X V_Y$$


Fig. 7.40. MC1496 Balanced Modulator Circuit

La Fig. 7.40 muestra el MC1496 en un circuito modulador equilibrado operando con +12 y suministros -8 voltios. Excelente ganancia y supresión de la portadora se pueden obtener con este circuito por el funcionamiento de los amplificadores superior (portadora) diferenciales en un nivel saturado y el amplificador diferencial inferior en un modo lineal. Los niveles de señal de entrada recomendadas son de 60 mV rms para el transportista y 300 mV rms para los niveles de señal de modulación máximo.

La señal de modulación debe mantenerse a un nivel para asegurar un funcionamiento lineal de baja amplificador diferencial Q5-Q6. Si el nivel de entrada de la señal es demasiado alta, armónicos de la señal de modulación se generan y aparecen en la salida como bandas laterales espurias de la portadora suprimida. Para entrada máxima señal de modulación de 300 mV rms, la supresión de estas bandas laterales espurias es típicamente 55 dB a una frecuencia portadora de 500 kHz.

Operando con una entrada de la portadora de alto nivel tiene la ventaja de la maximización de ganancia del dispositivo y asegurar que cualquier variaciones de amplitud presentes en el portador no aparecen en las bandas laterales de salida. Tiene el inconveniente de aumentar algunas de las señales espurias.

Ánalisis de Fourier para una forma de onda de conmutación de ciclo de trabajo 50% en los amplificadores diferenciales compaña predice ni siquiera armónicos de la portadora (Apéndice). Sin embargo, el segundo armónico de la portadora se suprime sólo alrededor de 20 dB en el LF y el rango de HF con un nivel de inyección 60 portadora mV, al parecer debido a factores tales como la forma de onda no ser una onda cuadrada perfecta y ligero desajuste entre transistores. Si la señal portadora de onda sinusoidal se sustituye con una 300 mV de onda de pico a pico de la plaza, un adicional de 15 dB portador, se consigue la supresión del segundo armónico.

El intento de conseguir el mismo resultado mediante el aumento amplitud de la portadora sinusoidal degradada supresión de la portadora debido a la conexión de interfaz con soporte adicional, sin embargo, ningún aumento en los niveles de salida de banda lateral deseados.

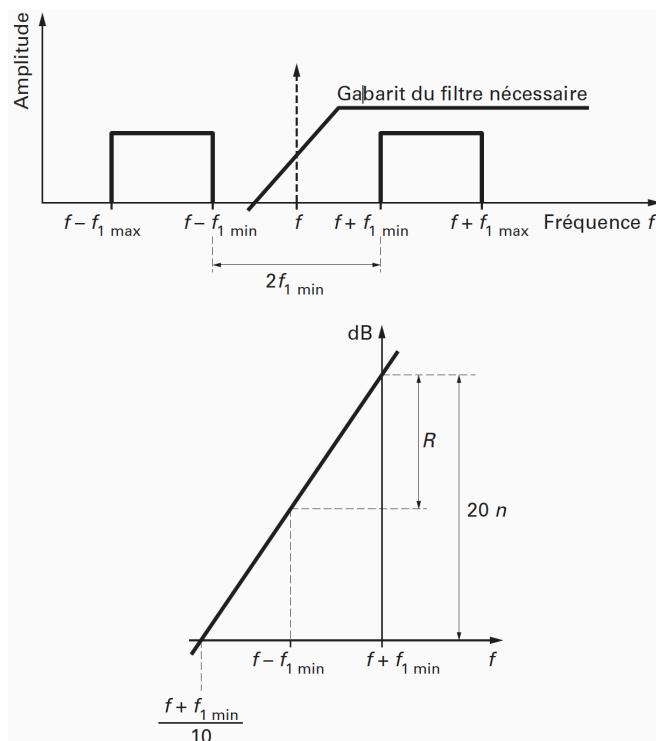
Funcionamiento con los amplificadores diferenciales portadora en un modo lineal en teoría debería producir sólo el deseado bandas laterales sin salidas falsas. Tal operación lineal es logrado mediante la reducción del nivel de entrada de la portadora a 15 mV rms o Menos.

#### 7.4.4.12.5. Modulador de amplitud en BLU por método de filtrado

Para generar una solución de modulación SSB que parece la más sencilla es eliminar una de las bandas laterales de filtrado. El filtro puede ser un filtro LC, un cuarzo o un filtro de onda acústica de superficie.

Es el espectro de amplitud de la portadora una señal modulada suprimido de la Fig. 7.41. Las dos tiras laterales están espaciados  $2f_{1\text{min}}$ . Nos interesamos en la máscara de filtro necesario para seleccionar la banda lateral superior.

R es el rechazo en dB en el filtro a la frecuencia  $f - f_{1\text{min}}$ .



**Fig. 7.41.** Selección de una banda lateral por filtrado

Considere un filtro de paso alto de orden n. Fuera de atenuación de la banda viene dado por su pendiente. La pendiente es de 20 dB por década de orden 1 y  $20n$  dB de orden n.

De la fig. 7.41, podemos mirar a la orden n requerida para obtener un rechazo R dado de acuerdo a las frecuencias  $f_1$  y  $f$ .

El orden del filtro de paso alto necesario se obtiene por la ecuación:

$$n = \frac{9R(f + f_{1\text{min}})}{400 f_{1\text{min}}} \quad (7.55)$$

Cuando mas elevada sea la frecuencia  $f$ , mas importante deberá ser ese orden y, cuanto mas baja es la frecuencia  $f_{1\text{min}}$ , mayor también deberá ser ese orden.

En algunos casos, la selección de una sola banda lateral no puede ser realizado por un solo filtro. Así, uno procede por una serie de filtrado y frecuencia de transposición. El diagrama de bloques de la cadena de procesamiento que se muestra esta operación en la Fig. 7.42. La señal de banda base y un oscilador local a la frecuencia  $f$  se suministran a un primer mezclador  $M_1$ . La salida del primer mezclador, un filtro selecciona una de las dos bandas laterales, por ejemplo la banda lateral superior.

Esta señal y un  $f_3$  frecuencia del oscilador local se envían a un segundo mezclador  $M_2$ . En la salida del  $M_2$ , hay dos bandas laterales centradas alrededor de  $f_3$ .

Un segundo filtro se utiliza para mantener una o las otras bandas laterales.

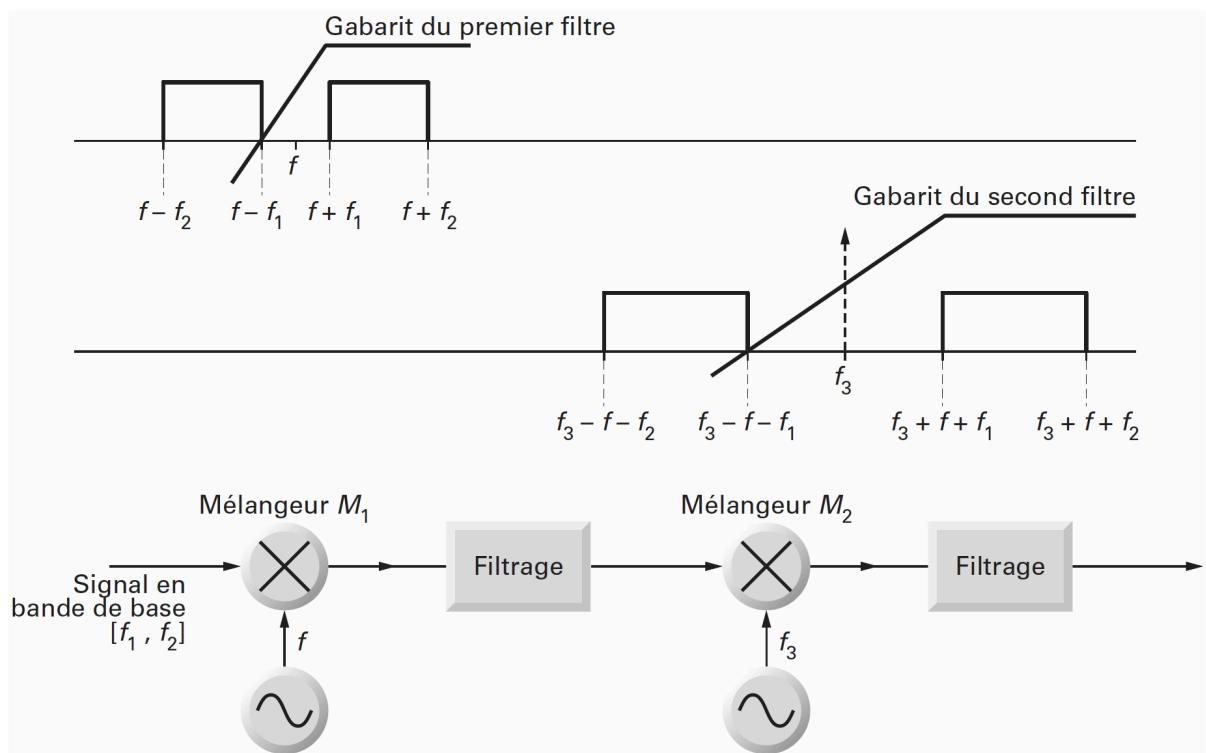


Fig. 7.42. Selección de una banda lateral por filtrado de transposición [1]

El orden  $n_1$  de filtro requerido viene dado por la ecuación:

$$n_1 = \frac{9R(f_3 + f + f_1)}{400(f + f_1)} \quad (7.56)$$

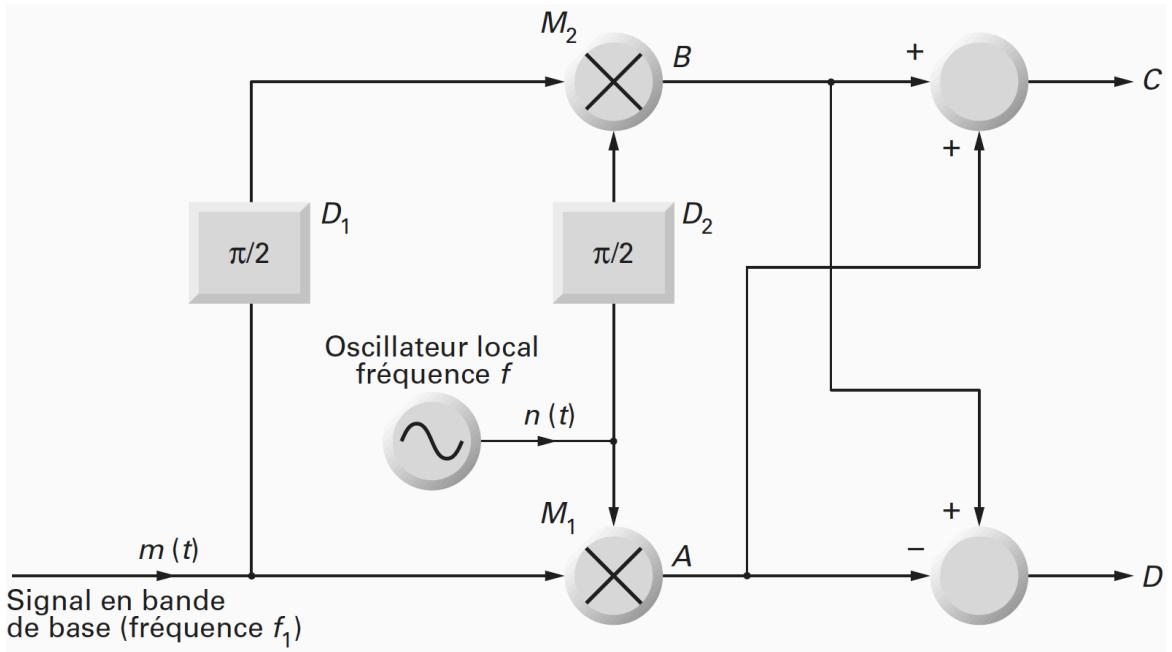
Para ser utilizable el filtro, esta operación debe repetirse hasta que la frecuencia deseada, uno, dos o tres veces más.

Estas operaciones no son muy fáciles y con frecuencia es la solución preferida se muestra en el diagrama de bloques de la figura siguiente.

El mezclador equilibrado recibe la portadora y la señal moduladora, y después efectúa el producto de ambas. Es decir:

$$m(t) = \sin \omega_1 t \quad (7.57)$$

$$n(t) = \sin \omega t \quad (7.58)$$



**Fig. 7.43.** Generación directa de las dos bandas laterales.  
Modulador con “rechazo de la frecuencia imagen” [1]

La señal de salida A del mezclador M1 vale:

$$A = \frac{1}{2} \cos(\omega - \omega_1)t - \frac{1}{2} \cos(\omega + \omega_1)t \quad (7.59)$$

El mezclador equilibrado M2 recibe la portadora y la señal desfasada  $\pi/2$  y después efectúa su producto. La señal resultante B vale:

$$B = \frac{1}{2} \cos(\omega + \omega_1)t + \frac{1}{2} \cos(\omega - \omega_1)t \quad (7.60)$$

A continuación se calcula, ya sea A+B o A-B, y se obtienen las señales C y D:

$$C = \cos(\omega - \omega_1)t \quad (7.61)$$

$$D = \cos(\omega + \omega_1)t \quad (7.62)$$

Estas corresponden a las dos bandas laterales.

El desfasador de fase D2 funciona a la frecuencia portadora. Si esta frecuencia es constante, la realización del desfasador de fase no presenta ninguna dificultad. En caso contrario, el desfasador D1 es un problema real.

Supongamos que queremos transmitir mensajes de audio comprendido entre 300 y 3400 Hz.

El desfasador de fase D1 deberá mantener una desfasaje de 90 grados más o menos un grado en toda la banda.

Un error de fase en uno de los dos desfasadores de fase disminuye la eliminación de la banda lateral no deseada.

Por un error de 1 grado, la supresión es de 40 dB.

Para un error de 2 grados, la supresión es de 35 dB.

Por un error de 3 grados, la supresión es de 30 dB.

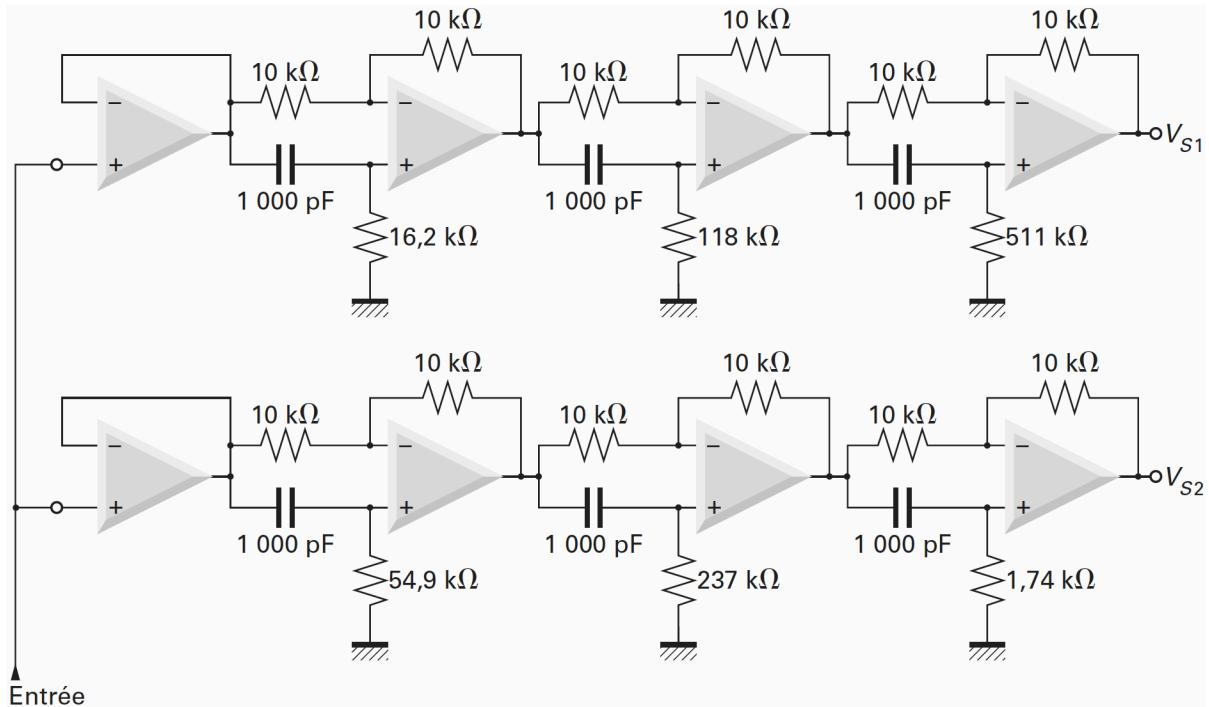
Las amplitudes de las señales de fase se deben ajustar de manera tan precisa como su fase.

Una diferencia de 1% reduce la supresión de 45 dB.

Una diferencia de 2% redujo a 40 dB de supresión.

Una diferencia de 4% de eliminación reduce a 35 dB.

La Fig. 7.44 muestra un ejemplo de circuito desfasador de fase de 90 grados utilizado en la ruta de audio. Esto es de hecho una sucesión de redes de desplazamiento de fase construidos alrededor de los amplificadores operacionales.  $R$  es la resistencia conectada entre la entrada no inversora y el cero eléctrico y  $C$  es la capacitancia conectada entre la entrada no inversora y la entrada del circuito.

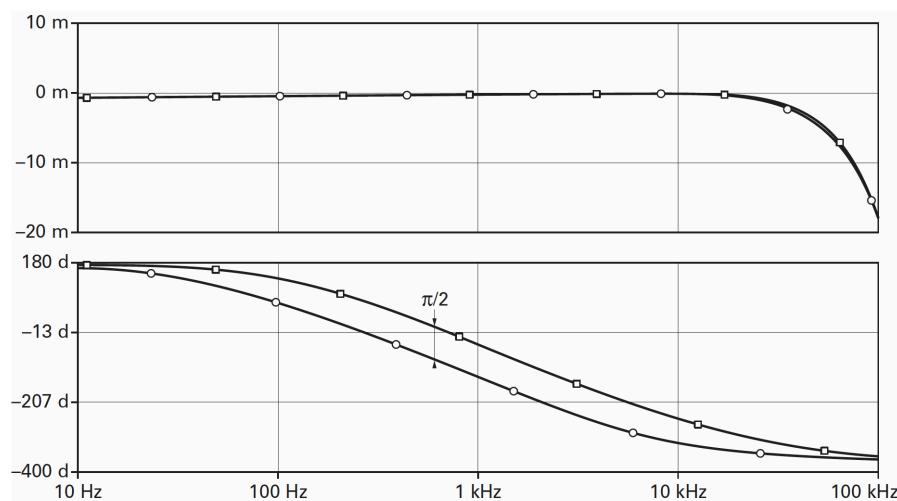


**Fig. 7.44.** Ejemplo de circuito desfasador en la banda de audio[1]

La función de transferencia de cada etapa es:

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{RCs - 1}{RCs + 1} \quad (7.63)$$

El módulo de esta función de transferencia es constante y la fase varía de  $-\pi$  a  $2\pi$ .



**Fig. 7.45.** Amplitud y fase de circuito desfasador en la banda de audio[1]

Las curvas en la Fig. 7.45 muestran que la amplitud es constante en la banda de entre 10 Hz y 20 kHz. El desplazamiento de fase es  $\phi / 2 = 90$  grados en la banda de audio de 300 a 3.400 Hz al menos. Un desplazamiento de fase constante dentro de un grado requerirá un ajuste preciso de los elementos. Esta solución es técnicamente interesante, pero difícil de implementar.

#### 7.4.4.13. Demodulación de banda lateral única

Al igual que para la demodulación de amplitud con supresión de la portadora demodulación, la tendencia se orienta hacia una demodulación coherente. Por lo tanto, se está regenerando de forma local una frecuencia portadora y la fase idéntica a la utilizada en la emisión.

$$n'(t) = \cos(\omega t + \varphi) \quad (7.64)$$

En BLU, por definición, cualquier información relativa a la portadora ha desaparecido. Si se toma el caso de la banda lateral superior, la señal recibida vale:

$$x(t) = \cos(\omega + \omega_l)t \quad (7.65)$$

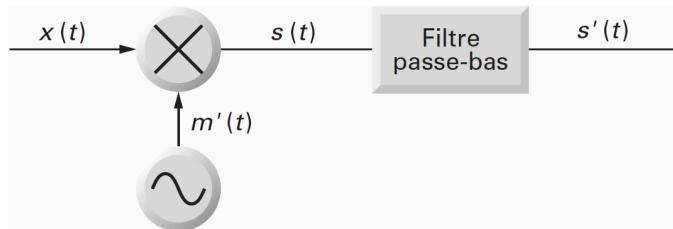
Un multiplicador o mezclador equilibrado realiza el producto de  $x(t)$  y  $n'(t)$ .

El diagrama de bloques del demodulador de SSB se muestra en la Figura siguiente.

La señal de salida del multiplicador es:

$$s(t) = \cos(\omega t + \varphi) \cos(\omega + \omega_l)t \quad (7.66)$$

$$s(t) = \frac{1}{2} \cos[(2\omega + \omega_l)t + \varphi] + \frac{1}{2} \cos(\omega_l t + \varphi) \quad (7.67)$$



**Fig. 7.46.** Demodulador BLU[1]

Un filtro pasa bajo permite eliminar la componente para el impulso  $2\omega + \omega_l$ , conservando únicamente el término en banda base.

$$s'(t) = \frac{1}{2} \cos(\omega_l t + \varphi) \quad (7.68)$$

Si la señal regenerada localmente no es exactamente la misma fase que la portadora transmitida, todos los componentes del mensaje están fuera de fase por un valor  $\varphi$ .

En el caso de una transmisión de audio, este cambio de fase no importa. Por esta razón, la SSB es principalmente utilizado para las conexiones de audio cuando los criterios de funcionamiento del transmisor y el espacio espectral son esenciales. Este es el caso de la transmisión telefónica vía satélite.

Si la portadora regenerada localmente no tiene exactamente la misma frecuencia y diferente de  $\Delta\omega$ , el término banda base se convierte en:

$$s'(t) = \frac{1}{2} \cos[(\omega + \Delta\omega_l)t + \varphi] \quad (7.69)$$

En la práctica, y en el caso de una emisión de audio, un desfasaje superior a 20Hz hace que el mensaje sea ininteligible.

#### 7.4.4.14. Relación señal/ruido en BLU (SSB). Comparación.

La relación señal ruido tras la demodulación es:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_S SSB = \frac{P_{BL}}{N} \quad (7.70)$$

En esta relación,  $P_{BL}$  es la potencia contenida en la banda lateral, y  $N$  es el ruido en las dos bandas laterales.

$$N = kTB \quad (7.71)$$

$$B = 2f_{l\_max} \quad (7.72)$$

T es la temperatura expresada en grados Kelvin,

k es la constante de Boltzmann,  $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J} \cdot \text{K}^{-1}$

B es el ancho de banda en Hz.

Si tomamos una AM con supresión de la portadora, con una potencia  $\frac{P_{BL}}{2}$  en cada banda, la relación señal/ruido a la salida del demodulador será:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_S AM DSBSC = 2 \frac{P_{BL}}{N} \quad (7.73)$$

Comparando las relaciones S/N en el caso de BLU y AM DSBSC:

La potencia emitida es constante e igual a  $P_{BL}$ .

En BLU tenemos una banda con  $P_{BL}$ .

En AM DSBSC tenemos dos bandas con  $\frac{P_{BL}}{2}$ .

$$\left(\frac{S}{N}\right)_S SSB = 2 \left(\frac{S}{N}\right)_S AM DSBSC \text{ con potencia emitida idéntica} \quad (7.74)$$

Si de lo que se trata no es más que de un filtrado en la emisión, la señal SSB transporta  $\frac{P_{BL}}{2}$  y la señal en doble

banda sin portadora transporta dos veces  $\frac{P_{BL}}{2}$ . En este caso, se obtiene

$$\left(\frac{S}{N}\right)_S SSB = \left(\frac{S}{N}\right)_S AM DSBSC \quad (7.75)$$

Es decir, idéntica potencia contenida en la banda lateral. Las relaciones S/N son, por lo tanto, idénticas.

#### 7.4.4.15. Comparación de diferentes tipos de modulación de amplitud

Para que exista la comparación, es necesario fijar una cantidad de referencia.

Este valor de referencia a menudo difiere de un autor a otro. Para este propósito, se opta por dos comparaciones,

la primera, teniendo en cuenta la potencia de una banda lateral constante  $\frac{P_{BL}}{2}$  y la segunda, teniendo en cuenta

una potencia total transmitida constante. Por supuesto, las conclusiones son diferentes y estas diferencias se deben al valor de referencia, potencia en una banda o potencia total constante.

##### *Comparación con potencia constante en una banda lateral*

**Tabla 7.1.** Comparación de las diferentes AM con potencia constante en una banda lateral

	Spectre	Bruit à l'entrée du démodulateur	Puissance dans une bande latérale	Puissance totale émise	Rapport signal sur bruit en sortie du démodulateur
AMDB		$2kTB$	$\frac{P_{BL}}{2}$	$P_{BL} \frac{2 + m_A^2}{m_A^2}$	$\frac{P_{BL}}{2kTB} = \frac{m_A^2 / 2 P_{tot}}{2 + m_A^2 kTB}$
AMDB-SP		$2kTB$	$\frac{P_{BL}}{2}$	$P_{BL}$	$\frac{P_{BL}}{2kTB}$
AM-BLU		$kTB$	$\frac{P_{BL}}{2}$	$P_{BL}$	$\frac{P_{BL}}{2kTB}$

En este caso es absolutamente sin cuidado la potencia total consumida o emitida por el transmisor. Por tanto, es claro que la señal a ruido para modulaciones de amplitud con o sin portadora son idénticos. La presencia de la portadora no hace nada para mejorar la relación señal-ruido. Una banda lateral única, la relación señal a ruido es la misma, puesto que la banda de ruido se reduce a la mitad. La presencia de la portadora sólo permite que la demodulación sea simple.

##### *Comparación con potencia total emitida constante*

La Tabla 7.2 incluye las tres modulaciones de amplitud cuando la potencia total transmitida es constante.

En este caso, la relación señal a ruido SSB es el doble que en modulación de doble banda con portadora suprimida. La relación señal a ruido en la modulación de amplitud es entonces siempre menor que la tercera de las otras dos modulaciones. Tomamos el caso más favorable con  $m_A = 1$ .

Esto es comprensible, ya que la portadora que no está involucrada en la relación señal-ruido, y transporta los dos tercios de la potencia.

**Tabla 7.2.** Comparación de las diferentes AM con potencia total emitida constante

	Ruido	Potencia	SNR		
	Spectre	Bruit à l'entrée du démodulateur	Puissance dans une bande latérale	Puissance totale émise	Rapport signal sur bruit en sortie du démodulateur
AMDB		$2kTB$	$P_{BL} \frac{m_A^2}{2(2+m_A^2)}$	$P_{BL}$	$\frac{P_{BL}}{kTB} \frac{m_A^2}{2+m_A^2}$
AMDB-SP		$2kTB$	$\frac{P_{BL}}{2}$	$P_{BL}$	$\frac{P_{BL}}{kTB}$
AM-BLU		$kTB$	$P_{BL}$	$P_{BL}$	$\frac{P_{BL}}{kTB}$

#### 7.4.4.16. Elección del tipo de modulador

**Tabla 7.3.** Resumen de la complejidad de realización de las diferentes modulaciones en amplitud

Type de modulation	Largeur de bande	Démodulation	Complexité
AMDB	$2B$	Détection d'enveloppe démodulation cohérente	Émission : faible Réception : faible Global : faible
AMDB-SP	$2B$	Démodulation cohérente uniquement	Émission : faible Réception : importante Global : moyenne
AM-BLU	$B$	Démodulation cohérente uniquement	Émission : importante Réception : importante Global : importante
AM-BLR	$B(1+\epsilon)$	Détection d'enveloppe démodulation cohérente	Émission : importante Réception : faible Global : moyenne

Antes de hacer la elección de uno u otro tipo de modulación de amplitud, se debe hacer una orden en el que los parámetros esenciales:

- Distribución espectral;
- SNR en la salida del demodulador;
- Potencia consumida o emitida;

- La complejidad y el coste de los transmisores y receptores.

La Tabla 7.3 da una idea de la complejidad dependiendo del tipo de modulación-demodulación.

Los dos extremos son evidentes: la modulación de amplitud de banda dual con portadora es simple pero ineficiente en términos de distribución espectral, la potencia radiada y relación señal-ruido; El demodulador SSB tiene una SNR óptima, la distribución espectral y mejor rendimiento pero su aplicación es compleja tanto en transmisión y recepción.

#### 7.4.5. compresión y expansión de amplitud de banda lateral única

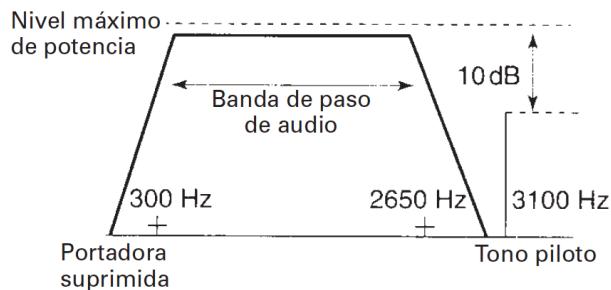
Los sistemas de compresión y expansión de amplitud de banda lateral única (ACSSB, de amplitude compandoring single-sideband) proporcionan comunicaciones de voz en banda angosta, para servicios móviles terrestres casi con la calidad que se logra en los sistemas de FM, y lo hacen usando menos de la tercera parte del ancho de banda. Con ACSSB, las señales de audio se comprimen antes de la modulación, amplificando las de mayor magnitud menos que las de menor magnitud. Despues de la demodulación en el receptor, las señales de audio se expanden amplificando las de mayor magnitud más que las de menor magnitud. Un dispositivo que hace compresión y expansión se llama compansor.

Al comprimir y expandir una señal de información se aumenta el intervalo dinámico de un sistema, al reducir el de las señales de información antes de su transmisión, para después expandirlas luego de la demodulación. Por ejemplo, cuando se usa compansión (compresión y expansión), se pueden propagar señales dentro de un intervalo dinámico de 80 dB a través de un sistema de comunicaciones que sólo tenga 50 dB de intervalo dinámico. La compresión y expansión reduce un poco las relaciones de señal a ruido de las señales de gran amplitud, mientras que aumenta mucho las de las señales de baja amplitud.

Los sistemas ACSSB requieren transmitir una señal portadora piloto de amplitud reducida, con las señales de información. El piloto se usa para sincronizar los osciladores en el receptor y proporciona una señal para el CAG, que vigila y ajusta la ganancia del receptor, y lo calla cuando no se recibe piloto.

Con la ACSSB se reduce bastante el intervalo dinámico, permitiendo que las señales de bajo nivel se transmitan con mayor potencia, a la vez que se permanece dentro de los límites de potencia del transmisor cuando hay señales de alto nivel. En consecuencia, se mejora mucho la relación de señal a ruido, para señales de bajo nivel, y se introduce también un aumento insignificante en los niveles de ruido para las señales de más intensidad.

La fig. 5-25 muestra la ubicación y amplitudes relativas de la banda de paso de audio y el tono piloto de un sistema ACSSB. Se ve que la piloto se transmite a 10 dB menos que el nivel máximo de potencia, para señales dentro de la banda de paso de audio.



**Fig. 7.47.** Señal ACSSB [9]

#### **7.4.6. Doble banda lateral con portadora suprimida y multiplexado en división de frecuencias**

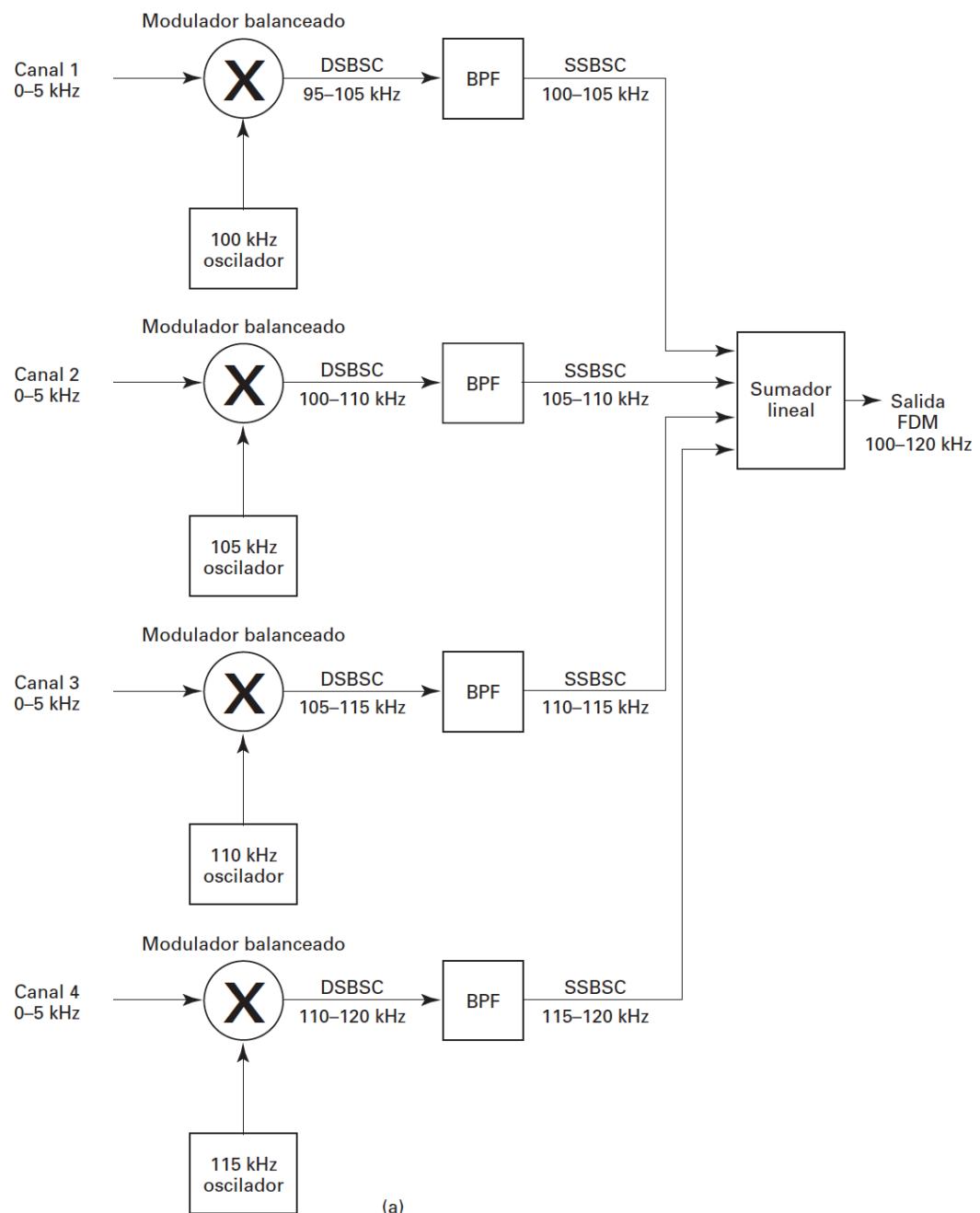
A causa del ancho de banda y las eficiencias de potencia inherentes a la banda lateral única con portadora suprimida, su aplicación más común es el multiplexado por división de frecuencias (FDM, de frequency-division multiplexing). En general el multiplexado, es el proceso de combinar transmisiones procedentes de más de una fuente y transmitirlas en un solo sistema, como por ejemplo un cable metálico o uno de fibra óptica, o por un canal de radiofrecuencia. El multiplexado por división de frecuencia es un método analógico de combinar dos o más fuentes analógicas que ocupaban originalmente la misma banda de frecuencias, de tal manera que los canales no interfieran entre sí. El FDM se usa mucho para combinar muchas fuentes de banda relativamente angosta y formar un solo canal de banda ancha, como por ejemplo en los sistemas telefónicos públicos.

Con el FDM, cada canal de banda angosta pasa a un lugar distinto en el espectro total de frecuencias. Los canales se apilan, esencialmente, uno sobre otro en el dominio de la frecuencia. La fig. 7.48 muestra un sistema FDM sencillo, en el que se multiplexan cuatro canales de 5 kHz, por división de frecuencia, y forman un solo canal combinado de 20 kHz. Como se ve en la fig. 7.48a, las señales del canal 1 modulan a una portadora de 100 kHz en un modulador balanceado, que en forma inherente suprimió la portadora de 100 kHz. La salida del modulador balanceado es una forma de onda con portadora suprimida y doble banda lateral, con ancho de banda de 10 kHz.

La onda DSBSC pasa por un filtro pasabanda (BPF) donde se convierte en señal SSBSC. Para este ejemplo se bloquea la banda lateral inferior, así que la salida del BPF ocupa la banda de frecuencias de 100 a 105 kHz (un ancho de banda de 5 kHz).

Las señales del canal 2 modulan una portadora de 105 kHz en un modulador balanceado, y vuelven a producir una forma de onda DSBSC, que se convierte a SSBSC pasándola por un filtro pasabanda sintonizado para pasar sólo las frecuencias de banda lateral superior. Así, la salida del BPF ocupa una banda de frecuencias de 105 a 110 kHz. Con el mismo proceso se convierten las señales de los canales 3 y 4 a las bandas de frecuencia de 110 a 115 kHz, y de 115 a 120 kHz, respectivamente. El espectro combinado de frecuencias, con las salidas de los cuatro filtros pasabanda, se ve en la fig. 7.48.b. Ahí se ve que el ancho total combinado de banda es igual a 20 kHz, y cada canal ocupa una parte distinta de 5 kHz del ancho total de 20 kHz. Además, las cuatro portadoras se han suprimido y permiten concentrar la potencia disponible en las señales de banda lateral.

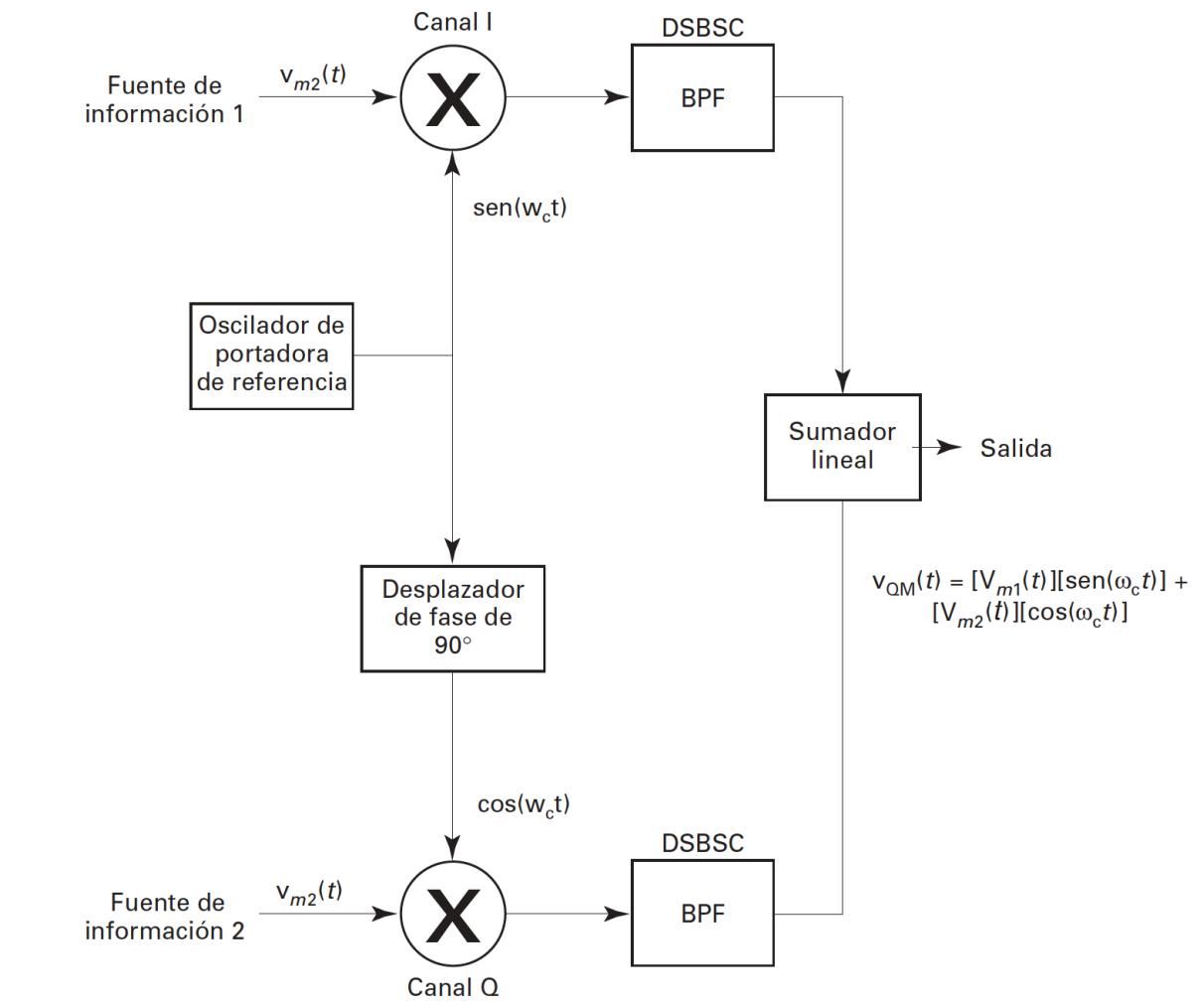
Se puede usar la transmisión de banda lateral única y portadora suprimida para combinar cientos, o hasta miles de canales de banda angosta, como circuitos de voz o de datos de baja velocidad, en un solo canal compuesto de banda ancha, sin que los canales interfieran entre sí.



**Fig. 7.48.** Sistema SSBSC FDM: (a) diagrama de bloques; (b) espectro de frecuencias de salida [9]

#### 7.4.7. Doble banda lateral con portadora suprimida y multiplexado en cuadratura

El multiplexado en cuadratura (QM, de quadrature multiplexing) es un método de multiplexado que usa transmisión de doble banda lateral y portadora suprimida para combinar dos fuentes de información en una sola forma de onda compuesta, que a continuación se transmite por un solo sistema, sin que los dos canales interfieran entre sí.



La fig. 7.49 muestra cómo se combinan dos fuentes de información en un solo canal de comunicaciones, mediante multiplexado en cuadratura. Como allí se ve, la información de cada canal modula la misma señal portadora en moduladores balanceados. La principal diferencia entre los dos moduladores es que la portadora del canal Q se ha desplazado  $90^\circ$  en fase respecto a la portadora del canal 1. Se dice que las dos portadoras están en cuadratura entre sí. Así, la salida del modulador del canal 1 es el producto de las señales de información de la fuente 1 [ $V_{m1}(t)$ ] y la señal de portadora en fase [ $\text{sen}(w_c t)$ ]. La salida del modulador del canal 2 es el producto de las señales de información de la fuente 2 [ $V_{m2}(t)$ ] y una portadora de señal cuya fase se ha desplazado  $90^\circ$  respecto al oscilador de referencia [ $\cos(w_c t)$ ]. Las salidas de los dos filtros pasabanda se combinan en un sumador lineal y producen una forma de onda compuesta, formada por las dos señales ortogonales ( $90^\circ$ ) de

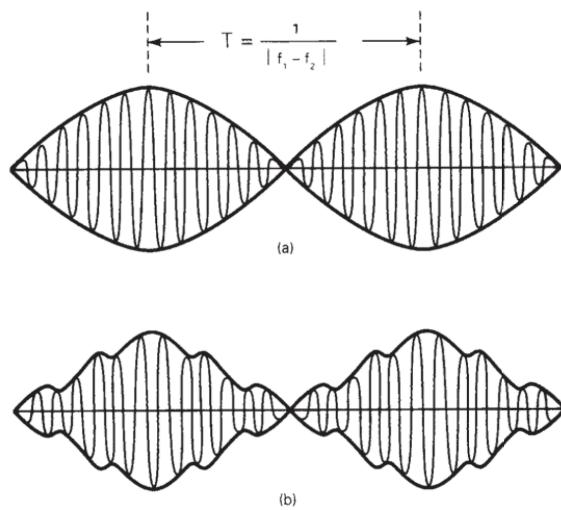
doble banda lateral, simétricas respecto a la misma portadora suprimida,

$V_{QM}(t) = V_{m1}(t)\sin\omega_C t + V_{m2}(t)\cos\omega_C t$ . Así, los dos canales están separados en el dominio de fase. El multiplexado en cuadratura se usa en forma normal para combinar canales de información en módems de datos y para multiplexar señales de color en televisión de banda ancha.

#### 7.4.8. Mediciones de SSB

Los transmisores de banda lateral única se especifican por la potencia máxima de envolvente (PEP, de peak envelope power) y por el voltaje máximo de envolvente (PEV, de peak envelope voltage), y no tan sólo por la potencia y el voltaje efectivos (rms). Para una señal moduladora de frecuencia única, la señal modulada de salida con transmisión de banda lateral única y portadora suprimida no es una envolvente, sino más bien una señal continua de una sola frecuencia.

Una sola frecuencia no representa una señal normal de información. Así, para fines de prueba, se usa una señal de prueba de dos frecuencias, como señal moduladora en la cual los dos tonos tienen amplitudes iguales. La fig. 7.50.a muestra la forma de onda producida en un modulador SSBSC con una señal moduladora de dos tonos. Esta forma de onda es la suma vectorial de las dos frecuencias laterales de igual amplitud, y se parece a la forma de onda de AM convencional, pero la rapidez de repetición es igual a la diferencia de las frecuencias de las dos señales moduladoras. La fig. 7.50.b muestra la envolvente de una señal de prueba de dos tonos, cuando se agrega una portadora piloto de poca amplitud. La envolvente tiene básicamente la misma forma, excepto por la adición de una ondulación senoidal de baja amplitud a la frecuencia de portadora.



**Fig. 7.50.** Señal de prueba SSB de dos tonos: (a) sin portadora reinsertada; (b) con portadora reinsertada [9]

La envolvente de salida de SSB con dos tonos es una consideración importante, porque de esta envolvente se determina la potencia de salida de un transmisor SSB. La PEP de un transmisor SSBSC es análoga a la potencia total de salida de un transmisor convencional de doble banda lateral y portadora de máxima potencia. La PEP nominal es la potencia de salida, medida en el máximo de la envolvente, cuando la entrada es una señal de prueba de dos tonos, y los dos tonos tienen igual magnitud. Con esa señal de salida, la potencia real disipada en

la carga es igual a la mitad de la PEP. Por lo anterior, el voltaje desarrollado a través de la carga es

$$e_{total} = \sqrt{E_1^2 + E_2^2} \quad (7.76)$$

siendo E1 y E2 los voltajes rms de los dos tonos de prueba. Entonces,

$$PEP = \frac{\sqrt{E_1^2 + E_2^2}}{R} \quad (7.77)$$

Si E1 = E2,

$$PEP = \frac{2E^2}{R} \quad (7.78)$$

Sin embargo, la potencia promedio disipada en la carga es igual a la suma de las potencias de los dos tonos:

$$P_{AV} = \frac{E_1^2}{R} + \frac{E_2^2}{R} = 2 \frac{E^2}{R} \quad (7.79)$$

que se simplifica a

$$P_{AV} = \frac{PEP}{2} \quad (7.80)$$

En esta prueba se usan dos tonos de igual amplitud, por las siguientes razones:

1. Un tono produce una salida continua de una sola frecuencia que no produce intermodulación.
2. Una señal de salida de una sola frecuencia no es análoga a una señal normal de información.
3. El análisis es impráctico con más de dos tonos.
4. Dos tonos de igual amplitud imponen al transmisor requisitos más exigentes de los que probablemente se presenten durante la operación normal.

#### **Ejemplo 7.5: PEP.**

Una señal de prueba es de dos tonos, de 1.5 y 3 kHz, y la frecuencia de la portadora es 100 kHz.

Determinar lo siguiente, para una transmisión de banda lateral única con portadora suprimida.

- (a) Espectro de frecuencias de salida si sólo se transmite la banda lateral superior.
- (b) Para E1 = E2 = 5 V, y resistencia de carga de 50 OHM, la PEP y la potencia promedio de salida.

#### **Respuesta:**

- (a) El espectro de frecuencias de salida contiene las dos frecuencias laterales superiores

$$f_{usf1} = 100\text{kHz} + 1.5\text{kHz} = 101.5\text{kHz}$$

$$f_{usf2} = 100\text{kHz} + 3\text{kHz} = 103\text{kHz}$$

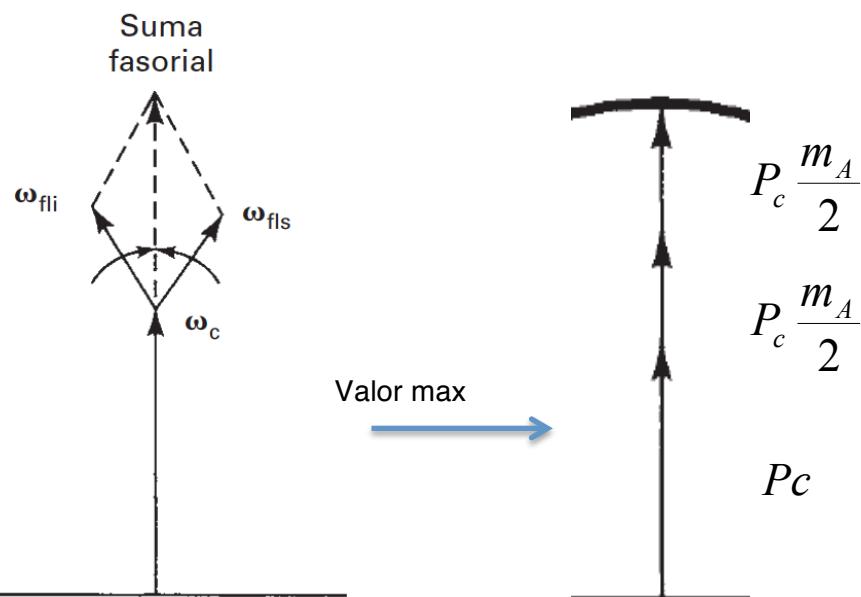
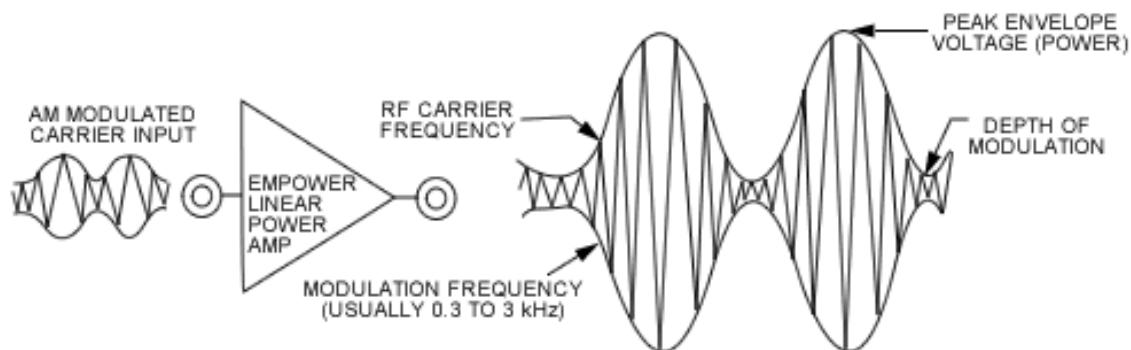
- (b) Al sustituir en la ecuación 7.78 se obtiene

$$PEP = \frac{2E^2}{R} = \frac{2(0.707 * 5)^2}{50} = 0.5W$$

Al sustituir en la ecuación 7.80 se obtiene

$$P_{AV} = \frac{PEP}{2} = 0.25W$$

Del mismo modo, se puede calcular la PEP para una señal modulada en AM.



$$PEP = P_C (1 + m_A)^2$$

#### 7.4.9. Modulaciones angulares

Sea la portadora

$$n(t) = A(\cos \omega t + \varphi) \quad (7.81)$$

Con  $\omega = 2\pi f$

Ahora estamos interesados en una modulación actuando en el parámetro  $\omega$  o en el parámetro  $\varphi$ . Estas modulaciones, frecuencia  $\omega$  o fase  $\varphi$  se les llama modulación angular y son muy parecidos.

La portadora  $n(t)$  puede ser representado por el vector  $\vec{OA}$  de la Fig. 7.51.  $\omega_0$  es la velocidad de rotación del vector y  $\varphi_0$  es la fase en el origen. En un momento  $t_1$  la fase del vector  $\vec{OA}$  se expresa:

$$\varphi_1 = \omega(t_1 - t_0) + \varphi_0 \quad (7.82)$$

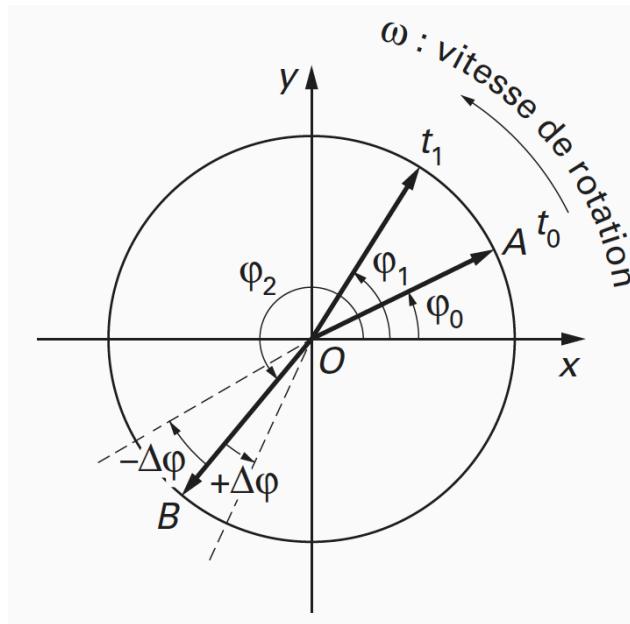


Fig. 7.51. Modulación angular [1]

En la modulación de amplitud, la señal de modulación tiene un efecto sobre la magnitud del vector.

En FM este módulo es constante, pero la señal de modulación tiene una acción sobre  $\omega$ , velocidad de rotación proporcional a la frecuencia de la portadora:  $\omega = 2\pi f$ .

Cualquier variación sobre  $\omega$ , por lo tanto, influirá en la fase  $\varphi$  en el tiempo  $t_1$ . Una modulación de frecuencia está por lo tanto acompañado por una modulación de fase.

En la modulación de frecuencia, se actúa sobre  $\omega$ , y la fase en el instante  $t_1$  pasa de  $\varphi_0$  a  $\varphi_1$ .

En la modulación de fase, actúa directamente en la fase  $\varphi$ , que en el momento  $t_1$  pasa de  $\varphi_0$  a  $\varphi_1$ .

Ambos métodos son extremadamente parecidos. Por esta razón la modulación de fase a veces se llama frecuencia de modulación indirecta.

En la modulación de fase, el vector portador  $\vec{OB}$  se puede representar como en la Fig. 7.51, como un vector de fase  $\varphi'_2$  oscilando en la tasa de modulación  $\pm\Delta\varphi$ .

#### 7.4.9.1. Modulación de frecuencia

##### 7.4.9.1.1. Modulación de frecuencia por una señal senoidal

Sea la modulante  $m(t)$  y una portadora  $n(t)$

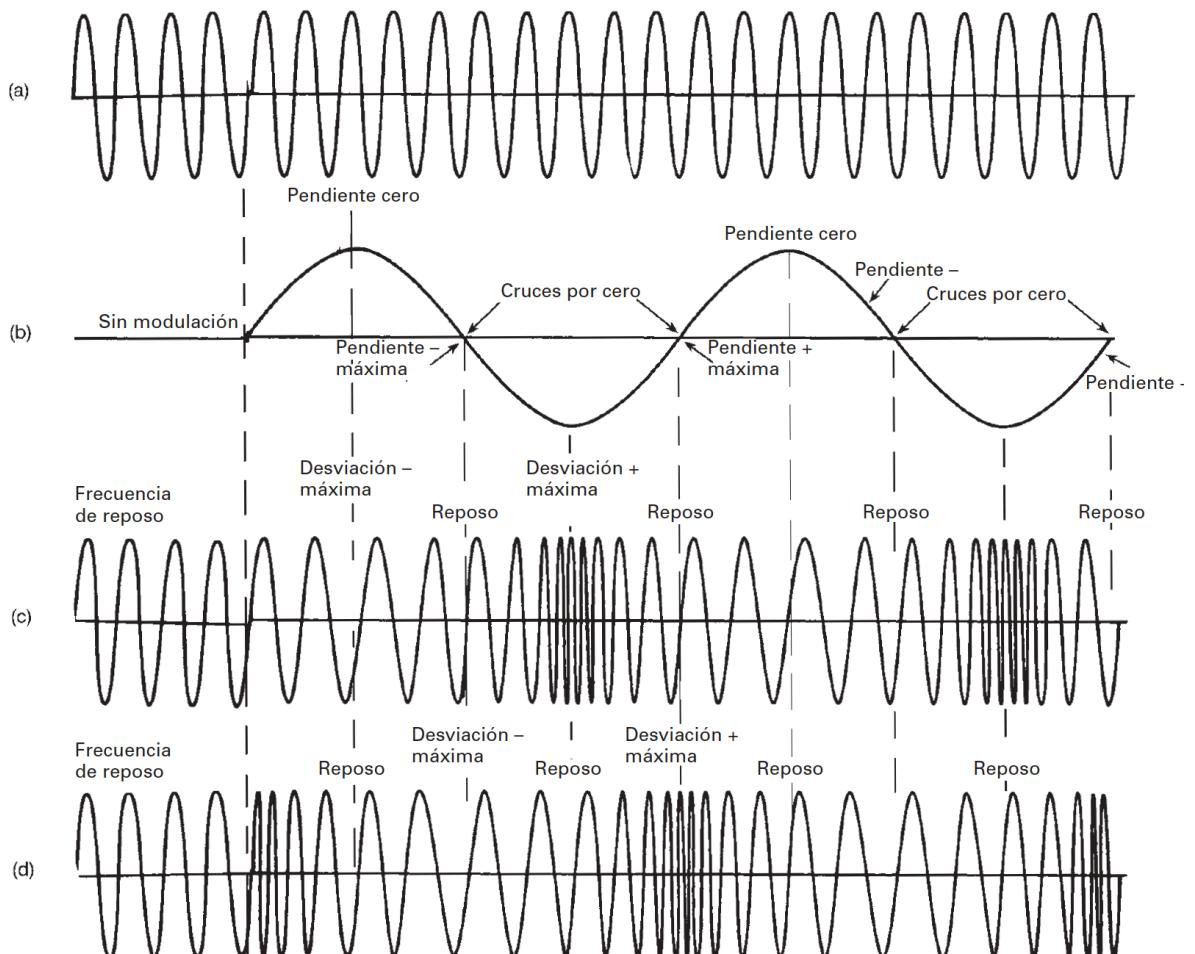
$$m(t) = \cos \omega_1 t \quad (7.83)$$

$$n(t) = A \sin(\omega t + \varphi) \quad (7.84)$$

Con

$$\omega = 2\pi f$$

La Fig. 7.52 muestra el espectro temporal de una portadora modulada en frecuencia.



**Fig. 7.52.** Modulación de fase y de frecuencia de una onda portadora senoidal por una señal de onda senoidal: (a) portadora no modulada; (b) señal moduladora; (c) onda con frecuencia modulada; (d) onda con fase modulada [9]

Si la portadora se modula en frecuencia significa que  $\omega$  varía de forma lineal con la señal modulante  $m(t)$ .

Tenemos:

$$\omega t + \varphi = \delta \quad (7.85)$$

Por definición, la derivada de la fase es la frecuencia:

$$\frac{d\delta}{dt} = \frac{d(\omega t + \varphi)}{dt} = \frac{d(2\pi ft + \varphi)}{dt} \quad (7.86)$$

$$\frac{d\delta}{dt} = 2\pi f \quad (7.87)$$

La frecuencia de la portadora se escribe como:

$$f = \frac{1}{2\pi} \frac{d\delta}{dt} \quad (7.88)$$

Esta frecuencia  $f$  es modulada con  $m(t)$ ; esta es una llamada frecuencia instantánea.

La señal de modulación cambia el valor instantáneo de una cantidad  $\Delta f$ .

$$\frac{1}{2\pi} \frac{d\delta}{dt} = f + \Delta f \cos \omega_l t \quad (7.89)$$

#### *Desviación de frecuencia*

La desviación de frecuencia es el cambio de frecuencia que sucede en la portadora cuando sobre ella actúa la frecuencia de la señal moduladora. Se expresa normalmente como un desplazamiento máximo de frecuencia,  $\Delta f$ , en hertz. La desviación de frecuencia pico a pico,  $2 \Delta f$ , se llama a veces variación de frecuencia.

Para una FM, la sensibilidad a la desviación se suele expresar en hertz por volt. Por consiguiente, la desviación máxima de frecuencia no es más que el producto de la sensibilidad a la desviación y el voltaje máximo de la señal moduladora, y se expresa  $\Delta f$ .

Por integración se obtiene:

$$\delta = 2\pi f t + \frac{\Delta f}{f_1} \sin \omega_l t + \Phi \quad (7.90)$$

Sustituyendo  $\delta$  en la ec. de la portadora  $n(t)$ ,

$$n(t) = A \cos \delta \quad (7.91)$$

$$n(t) = A \cos \left( 2\pi f t + \frac{\Delta f}{f_1} \sin \omega_l t + \Phi \right) \quad (7.92)$$

Si se define índice de modulación al valor:

$$m_F = \frac{K_1 V_m}{\omega_m} = \frac{\Delta f}{f_m} \quad (7.93)$$

$m_F$ = índice de modulación (adimensional)

Donde  $K_1$  =sensibilidad a la desviación (radianes por segundo por volt, o radianes por volt)

$V_m$ =amplitud máxima de la señal moduladora (volts)

$\omega_m$  frecuencia en radianes (radianes por segundo)

$$n(t) = A \cos(2\pi f t + m_F \sin \omega_l t + \Phi) \quad (7.94)$$

$$n(t) = A [\sin(\omega t + \Phi) \cos(m_F \sin \omega_l t) + \sin(m_F \sin \omega_l t) \cos(\omega t + \Phi)] \quad (7.95)$$

Se plantea que  $x = \omega t + \Phi$  e  $y = m_F \sin \omega_l t$ .

Sabiendo que

$$\sin(x+y) = \sin x \cos y + \sin y \cos x \quad (7.96)$$

$$\cos(z \sin \theta) = J_0(z) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(z) \cos(2k\theta) \quad (7.97)$$

$$\sin(z \sin \theta) = 2 \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(z) \sin(2k+1)\theta \quad (7.98)$$

Utilizando las relaciones

$$\cos(x \sin y) = J_0(x) + 2[J_2(x) \cos 2y + J_4(x) \cos 4y + J_6(x) \cos 6y + \dots] \quad (7.99)$$

$$\sin(x \sin y) = 2[J_1(x) \cos y + J_3(x) \cos 3y + J_5(x) \cos 5y + J_7(x) \cos 7y + \dots] \quad (7.100)$$

Donde  $J_n(x)$  son las funciones de Bessel de primera clase, donde  $n$  es el orden y  $x$  el argumento.

Desarrollando  $n(t)$  resulta:

$$\begin{aligned} n(t) = A \{ & J_0(m_F) \sin(\omega t + \Phi) + J_1(m_F) [\sin(\omega t + \omega_l t) - \sin(\omega t - \omega_l t)] \\ & + J_2(m_F) [\sin(\omega t + 2\omega_l t) + \sin(\omega t - 2\omega_l t)] \\ & + J_3(m_F) [\sin(\omega t + 3\omega_l t) - \sin(\omega t - 3\omega_l t)] \\ & + J_4(m_F) [\sin(\omega t + 4\omega_l t) + \sin(\omega t - 4\omega_l t)] + \dots \} \end{aligned} \quad (7.101)$$

$n(t)$  se puede expresar en forma general:

$$n(t) = A \left[ J_0(m_F) \sin(\omega t + \Phi) + J_n(m_F) \left[ \sin(\omega t + n\omega_l t) + (-1)^n \sin(\omega t - n\omega_l t) \right] \right] \quad (7.102)$$

En adelante, lo más importante es aprovechar de la mejor forma posible este resultado, que es apreciablemente más complejo que el obtenido para AM.

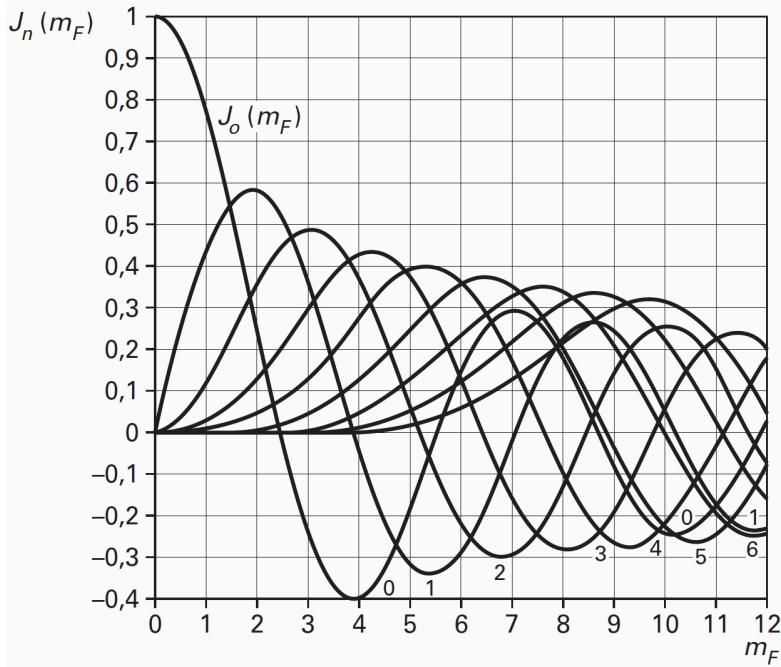
Mediante el análisis de la relación anterior, vemos que el espectro de salida consiste en:

- Una línea en la frecuencia de reposo;
- Un número infinito de líneas laterales con las frecuencias  $f \pm nf_1$ .

El espectro de una señal modulada en frecuencia es teóricamente infinito y es simétrica alrededor de la frecuencia central.

La portadora mostrada en la Fig. 7.52 tiene una amplitud constante, la potencia es constante. Uno puede sacar la primera conclusión interesante:

La suma de las potencias contenidas en cada línea a frecuencias  $f \pm nf_1$  es constante, independientemente del valor de  $f_1$ .



**Fig. 7.53.** Representación de las funciones de Bessel de primera clase [1]

**Tabla 7.4.** Funciones de Bessel de primera clase

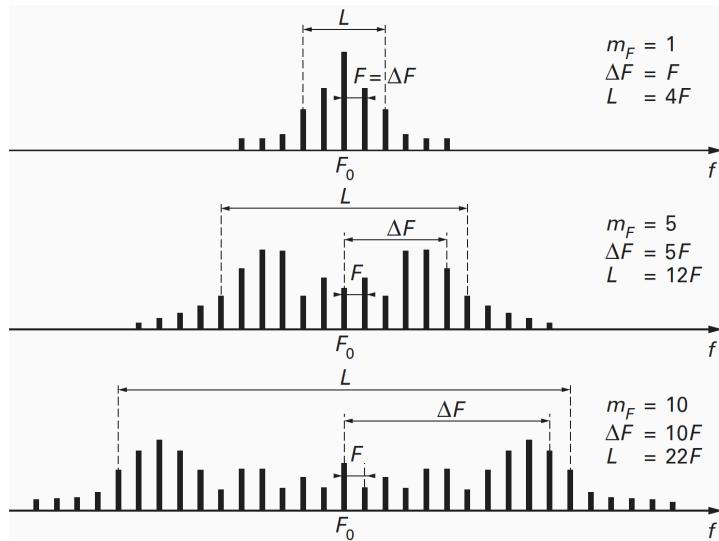
	$J_0$	$J_1$	$J_2$	$J_3$	$J_4$	$J_5$	$J_6$	$J_7$	$J_8$	$J_9$
0	1,00									
0,25	0,98	0,12								
0,5	0,94	0,24	0,03							
1	0,77	0,44	0,03							
1,5	0,51	0,26	0,23	0,01						
2	0,22	0,58	0,35	0,13	0,03					
2,5	-0,05	0,5	0,45	0,22	0,07	0,02				
3,0	-0,26	0,34	0,49	0,31	0,13	0,04	0,01			
4,0	-0,40	-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
8,0	0,17	0,23	-0,11	-0,29	-0,10	0,19	0,34	0,32	0,22	0,13
9,0	-0,09	0,24	0,14	-0,18	-0,27	-0,06	0,20	0,33	0,30	0,21

Las curvas en la Fig. 7.53 da una representación de las funciones de Bessel de primera clase. La amplitud de la línea a la frecuencia en reposo es proporcional a  $J_0(m_F)$ . Para tres valores particulares de  $m_F$  (2.405, 5.52 y 8.654),  $J_0(m_F) = 0$ .

Con una frecuencia de modulación constante  $f_1$  y actuando sobre el parámetro,  $m_F$  la distribución de la potencia en el espectro va a cambiar sin dejar de ser constante.

La Tabla 7.4 da los valores de las funciones de Bessel para órdenes y argumentos entre 0 y 9.

Uno puede, ya sea de las curvas en la Fig. 7.53, o a partir de la Tabla 7.4, hacer una representación gráfica del espectro mediante el establecimiento de los parámetros:  $f$ ,  $f_1$  y  $m_F$ .



**Fig. 7.54.** Ejemplos de espectros de una portadora  $f_0$  modulada en frecuencia [1]

La excursión de frecuencia resultante es, por tanto:

$$\Delta = f_1 m_F \quad (7.103)$$

Obteniéndose entonces, por ejemplo, los espectros de la Fig. 7.54.

#### 7.4.9.1.2. Modulación de frecuencia por dos señales senoidales

Sean las modulantes  $m_1(t)$  y  $m_2(t)$  y una portadora  $n(t)$

$$m_1(t) = A_1 \cos \omega_1 t \quad (7.104)$$

$$m_2(t) = A_2 \cos \omega_2 t \quad (7.105)$$

$$n(t) = A \sin(\omega t + \varphi) \quad (7.106)$$

Con  $\omega = 2\pi f$

La señal modulada es:

$$n(t) = A \sin\left(\omega t + \frac{\Delta f}{f_1} \sin \omega_1 t + \frac{\Delta f}{f_2} \sin \omega_2 t + \Phi\right) \quad (7.107)$$

$$\text{Como } m_{F1} = \frac{\Delta f}{f_1} \text{ y } m_{F2} = \frac{\Delta f}{f_2}$$

Se podría efectuar un desarrollo idéntico al de una portadora modulada por una frecuencia única. El resultado demostraría que el espectro de salida se compone de:

- Una línea de la frecuencia de reposo  $f$  y de amplitud  $A J_0(m_{F1}) J_0(m_{F2})$

- Líneas a las frecuencias  $f \pm \alpha f_1$  de amplitud  $AJ_\alpha(m_{F1})J_\alpha(m_{F2})$
- Líneas a las frecuencias  $f \pm \beta f_2$  de amplitud  $AJ_\beta(m_{F1})J_\beta(m_{F2})$
- Líneas a las frecuencias  $f \pm \alpha f_1 \pm \beta f_2$  de amplitud  $AJ_\alpha(m_{F1})J_\beta(m_{F2})$

$\alpha$  y  $\beta$  son números enteros positivos mayores que o igual a 1.

Se ve así que a pesar de los desarrollos no son tan simples que la modulación de amplitud, es posible obtener la distribución espectral de la portadora de FM. La presencia de las líneas en las frecuencias  $f \pm \alpha f_1 \pm \beta f_2$  muestra que el teorema de superposición no funciona para la modulación en frecuencia y en general para modulaciones angulares. Por esta razón, las modulaciones de amplitud también se dicen modulaciones lineales y las modulaciones angulares, modulaciones no lineales.

Estas relaciones matemáticamente satisfactoria, pero es habitual utilizar una relación aproximada.

#### 7.4.9.1.3. Banda de Carson

J. R. Carson demostró, en 1922, que para determinada frecuencia de señal moduladora, una onda de frecuencia modulada no puede caber en una banda más angosta que una onda de amplitud modulada. El ancho de banda de una onda de modulación angular es una función de la frecuencia de la señal moduladora y del índice de modulación. En la modulación de ángulo se producen varios conjuntos de bandas laterales y, en consecuencia, el ancho de banda puede ser bastante mayor que el de una onda de amplitud modulada con la misma señal moduladora.

En general, las formas de onda con modulación angular se clasifican como de índice bajo, medio o alto. Para el caso de bajo índice, el índice de modulación es menor que 1, y el caso de índice alto se da cuando el índice de modulación es mayor que 10. Los índices de modulación mayores que 1 y menores que 10 se clasifican como índice medio. Se ve, en la tabla 7-4, que con modulación angular de bajo índice, la mayor parte de la información de la señal está contenida en el primer conjunto de bandas laterales, y que el ancho mínimo de banda requerido es aproximadamente igual a dos veces la frecuencia máxima de la señal moduladora. Por esta razón, a los sistemas de FM de bajo índice se les llama de FM de banda angosta. Para una señal de índice alto se puede usar un método llamado cuasi estacionario para determinar el ancho de banda. En ese método se supone que la señal moduladora cambia con mucha lentitud. Por ejemplo, para un modulador de FM con sensibilidad a la desviación  $K_1 = 2 \text{ kHz/V}$  y una señal moduladora de 1 Vp, la desviación máxima de frecuencia es

$\Delta f = 2000 \text{ kHz}$ . Si la frecuencia de la señal moduladora es muy baja, el ancho de banda queda determinado por la desviación de frecuencia pico a pico. Por consiguiente, para grandes índices de modulación, el ancho mínimo de banda requerido para propagar una onda de frecuencia modulada es aproximadamente igual a la desviación de frecuencia pico a pico:  $2 \Delta f$ .

Así, para una modulación de bajo índice, el espectro de frecuencias se asemeja al de la AM de banda lateral doble, y el ancho mínimo de banda es aproximadamente igual a

$$B = 2 f_m [\text{Hz}] \quad (7.108)$$

y para modulación de índice alto, el ancho mínimo de banda aproximado es

$$B = 2 \Delta f [Hz] \quad (7.109)$$

El ancho de banda real, necesario para pasar todas las bandas laterales significativas para una onda con modulación angular es igual a dos por el producto de la máxima frecuencia de señal moduladora, por la cantidad de bandas laterales significativas determinadas con la tabla de funciones Bessel. La ecuación para determinar el ancho mínimo de banda de una onda con modulación angular, usando la tabla de funciones de Bessel, es

$$B = 2(n * f_m) \quad (7.110)$$

donde n = cantidad de bandas laterales significativas

f<sub>m</sub> = frecuencia de la señal moduladora (hertz)

El objetivo es dar una relación matemática simple y bastante precisa de la ocupación espectral de la señal de frecuencia modulada por cualquier señal.

En principio, el espectro de la señal modulada es infinito, pero en la Tabla 7.4 vemos que los coeficientes J<sub>n</sub>(x) disminuyen muy rápidamente como una función de orden n. De ahí la idea de omitir las líneas con potencia "no significativa". Puede parecer sorprendente para utilizar un criterio subjetivo, pero ese es el caso más simple.

En un memorando no publicado con fecha 28 de agosto de 1939, Carson estableció una regla general para estimar el ancho de banda de todos los sistemas con modulación angular, independiente del índice de modulación. A esto se llama regla de Carson. Enunciada en forma sencilla, esta regla establece el ancho de banda necesario para transmitir una onda con modulación angular, como igual a dos veces la suma de la desviación máxima de frecuencia por la frecuencia máxima de señal moduladora. Es decir,

$$B = 2(m_F + 1)f_{1\max} \quad (7.111)$$

Donde f<sub>1max</sub> es la frecuencia máxima de la señal moduladora y m<sub>F</sub> es el índice de modulación

$$m_F = \frac{\Delta f}{f_{1\max}} \quad (7.112)$$

siendo Δf la excursión de la frecuencia.

La fórmula de Carson también puede escribirse

$$B = 2(\Delta f + f_{1\max}) \quad (7.113)$$

Puesto que el criterio de selección de rayas de amplitud o potencia significativa es arbitrario, en ese caso se modifica por

$$B_1 = 2(\Delta f + \alpha f_{1\max}) \quad (7.114)$$

Siendo α un valor entre 1 y 2.

Para bajos índices de modulación, f<sub>m</sub> es mucho mayor que Δf, y la ecuación 7-113 o 114 se reducen a la ecuación 7.108. Para grandes índices de modulación, Δf, es mucho mayor que f<sub>m</sub>, y la ecuación 7.113 se reduce a la ecuación 7.109.

La regla de Carson es una aproximación que da como resultado anchos de banda un poco menores que los determinados con la tabla de funciones de Bessel y la ecuación 7.110.

La regla de Carson define un ancho de banda que abarca aproximadamente 98% de la potencia total en la onda modulada. El ancho real de banda necesario es una función de la forma de onda de la señal moduladora y de la

calidad de transmisión deseada.

**Ejemplo 7.6:** Modulador de FM 88-108MHz.

Sea el caso de radiodifusión en FM en la banda de 88-108MHz, con las siguientes especificaciones

$$\Delta f = 75\text{kHz}$$

$$f_{l_{\max}} = 15\text{kHz}$$

Calcule la distribución espectral de la onda modulada si  $\alpha$  vale 2.

**Respuesta:**

$$m_F = \frac{\Delta f}{f_{l_{\max}}} = \frac{75}{15} = 5$$

$$B = 2(\Delta f + f_{l_{\max}}) = 2(75 + 15) = 180\text{kHz}$$

$$B_1 = 2(\Delta f + \alpha f_{l_{\max}}) = 2(75 + 2 * 15) = 210\text{kHz}$$

Estos resultados tienen un margen de error de  $180/210=0.857$ , es decir del 15%.

**Ejemplo 7.7:** Modulador de FM

Para un modulador de FM con desviación máxima de frecuencia  $\Delta f = 10\text{kHz}$ , una frecuencia de señal

$f_{l_{\max}} = 10\text{kHz}$  una portadora de 500 kHz, determinar:

- El ancho de banda mínimo y real mediante la tabla de funciones de Bessel.
- El ancho mínimo aproximado de banda, con la regla de Carson.
- Graficar el espectro de frecuencias de salida con la aproximación de Bessel.

**Respuesta:**

$$m_F = \frac{\Delta f}{f_{l_{\max}}} = \frac{10}{10} = 1$$

Según la tabla 7-4, un índice de modulación de 1 produce tres conjuntos de bandas laterales significativas.

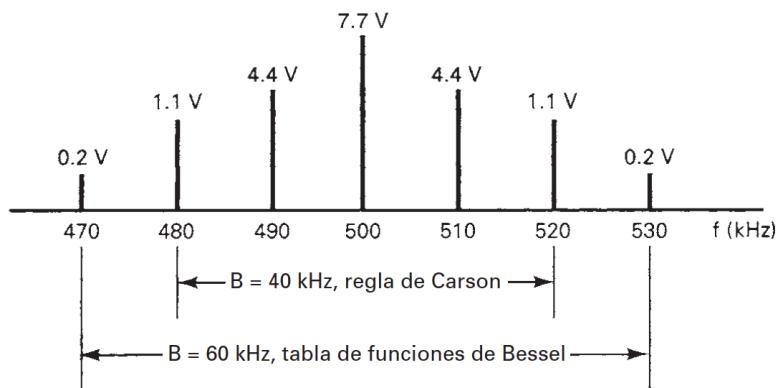
Se sustituye en la ecuación 7.110, y el ancho de banda es

$$B = 2(n * f_m) = 2(3 * 10\text{kHz}) = 60\text{kHz}$$

(b) De acuerdo con la ecuación 7.113, el ancho mínimo de banda es

$$B = 2(\Delta f + f_{l_{\max}}) = 2(10 + 10) = 40\text{kHz}$$

(c) El espectro de frecuencias de salida determinado con la aproximación de Bessel se muestra en la fig. siguiente



**Fig. 7.55.** Ejemplos de espectros de una portadora  $f_0$  modulada en frecuencia [1]

Se puede ver que, según este ejemplo, hay una diferencia apreciable en los anchos de banda mínimos determinados con la regla de Carson y con la tabla de funciones de Bessel. El ancho de banda según la regla de Carson es menor que el ancho de banda mínimo y real requerido para pasar todos los conjuntos de bandas laterales significativas definidos por la tabla de funciones de Bessel. Por consiguiente, un sistema que se diseñara con la regla de Carson tendría banda más angosta y, por consiguiente, menor desempeño que uno diseñado con la tabla de funciones de Bessel. Para índices de modulación mayores que 5, la regla de Carson es una buena aproximación al ancho de banda real requerido.

- Si  $m_F < 1$  corresponde a banda estrecha
- Si  $m_F > 1$  corresponde a banda ancha

#### 7.4.9.1.4. Relación de desviación, DR

Para determinado sistema de FM, el ancho mínimo de banda es máximo cuando se obtiene la desviación máxima de frecuencia con la frecuencia máxima de la señal moduladora; es decir, la frecuencia moduladora máxima se presenta con la máxima amplitud permitida. Por definición, la relación de desviación (DR, de deviation ratio) es el índice de modulación en el peor de los casos, y es igual a la desviación máxima de frecuencia máxima dividida entre la frecuencia máxima de señal moduladora. El índice de modulación en el peor de los casos produce el espectro más amplio de frecuencias de salida. Es, por lo anterior,

$$DR = \frac{\Delta f_{\max}}{f_{l\max}} \quad (7.115)$$

donde DR = relación de desviación (adimensional)

$\Delta f_{\max}$  desviación máxima de frecuencia máxima (hertz)

$f_{l\max}$  frecuencia máxima de la señal moduladora (hertz)

Por ejemplo, para la porción de audio de una estación comercial de TV, la FCC establece que la desviación máxima de frecuencia sea 50 kHz, y la frecuencia máxima de la señal moduladora es 15 kHz. Por consiguiente, la relación de desviación para una estación comercial de TV es

$$DR = \frac{\Delta f_{\max}}{f_{1\max}} = \frac{50\text{kHz}}{15\text{kHz}} = 3.33$$

Esto no quiere decir que siempre que haya un índice de modulación de 3.33, también se obtenga al mismo tiempo el máximo ancho de banda. Quiere decir que siempre que haya un índice de modulación de 3.33 para una frecuencia máxima de señal moduladora, se presenta el ancho de banda máximo.

**Ejemplo 7.8:** Modulador de FM, DR

- (a) Determinar la relación de desviación y el ancho de banda para el índice de modulación en el peor de los casos (ancho de banda máximo) en un transmisor en la banda comercial de FM con una desviación máxima de frecuencia de 75 kHz y una frecuencia máxima de señal moduladora de 15 kHz.
- (b) Calcular la relación de desviación y el ancho de banda máximo para un índice igual de modulación, sólo con la mitad de desviación de frecuencia máxima y la frecuencia de la señal moduladora.

**Respuesta:**

- (a) La relación de desviación se calcula sustituyendo en la ecuación 7.115

$$DR = \frac{\Delta f_{\max}}{f_{1\max}} = \frac{75\text{kHz}}{15\text{kHz}} = 5$$

Según la tabla 7.4, un índice de modulación de 5 produce 8 bandas laterales significativas.

Se sustituye en la ecuación 7.110, y el ancho de banda es

$$B = 2(n * f_m) = 2(8 * 15\text{kHz}) = 240\text{kHz}$$

- (b) Para una desviación de frecuencia de 37.5 kHz y una desviación de frecuencia de la señal moduladora  $f_m = 7.5\text{ kHz}$ , el índice de modulación es

$$m_F = \frac{\Delta f}{f_{1\max}} = \frac{37.5}{7.5} = 5$$

$$B = 2(n * f_m) = 2(8 * 7.5\text{kHz}) = 120\text{kHz}$$

En el ejemplo anterior se ve que, aunque se alcanzó el mismo índice de modulación de 5 con dos frecuencias y amplitudes distintas de señal moduladora, se produjeron dos bandas laterales distintas. Hay una cantidad infinita de combinaciones de frecuencia de señal moduladora y desviación de frecuencia que producen un índice de modulación igual a 5. Sin embargo, el caso obtenido a partir de la frecuencia máxima de señal moduladora y la desviación máxima de frecuencia producirá siempre el ancho de banda máximo.

A primera vista, parecerá que un índice de modulación mayor con una frecuencia menor de señal moduladora generaría un ancho de banda mayor, porque se producen más conjuntos de bandas laterales; pero recuérdese que las bandas laterales estarán más cercanas entre sí. Por ejemplo, una señal moduladora de 1 kHz que produzca 10 kHz de desviación de frecuencia tiene un índice de modulación  $m = 10$  y produce 14 conjuntos distintos de bandas laterales. Sin embargo, las bandas laterales sólo están desplazadas 1 kHz entre sí y, en consecuencia, el ancho de banda total es 28,000 Hz [2(14 \* 1000)].

Con la regla de Carson, las mismas condiciones producen el ancho de banda más amplio (el peor de los casos).

Para la desviación máxima de frecuencia y la frecuencia máxima de señal moduladora, el ancho de banda máximo usando la regla de Carson para el ejemplo es

$$B = 2(\Delta f + f_{l\max}) = 2(15 + 15) = 180 \text{ kHz}$$

#### 7.4.9.1.5. Banda comercial de FM

La FCC ha asignado una banda de frecuencias de 20 MHz al servicio de emisiones de FM, que va de los 88 a los 108 MHz. Esta banda de 20 MHz se divide en canales de 100 y 200 kHz de ancho que comienzan en 88.1 MHz; es decir, 88.3 MHz, 88.5 MHz y así sucesivamente. Para obtener una música de alta calidad y confiable, la desviación máxima de frecuencia permitida es 75 kHz con una frecuencia máxima de señal moduladora de 15 kHz.

De acuerdo con la ecuación 6-27, el índice de modulación en el peor de los casos, es decir, la relación de desviación, para un canal comercial es  $75 \text{ kHz} / 15 \text{ kHz} = 5$ . De acuerdo con la tabla de funciones de Bessel, se producen ocho pares de frecuencias laterales significativas cuando el índice de modulación es 5. Por consiguiente, de acuerdo con la ecuación 7.110, el ancho de banda mínimo y necesario para pasar todas las frecuencias laterales significativas es  $B = 2(8 * 15 \text{ Hz}) = 240 \text{ kHz}$ , que es 40 kHz mayor que el ancho de banda asignado por la FCC. En esencia, esto quiere decir que se permite que las frecuencias laterales máximas de un canal entren a canales adyacentes, produciendo una interferencia llamada interferencia por canal adyacente. En general eso no constituye un problema, porque históricamente la FCC sólo ha asignado uno de cada dos canales, es decir, un canal sí y uno no, en un área geográfica dada. Por consiguiente, hay casi siempre una banda de protección de 200 kHz a cada lado de cada canal asignado. Además, el séptimo y octavo conjuntos de frecuencias laterales tienen poca potencia, y también es muy improbable obtener alguna vez la máxima desviación de frecuencia a la frecuencia máxima de señal moduladora. Es interesante ver que, si se usa la aproximación de Carson, el ancho de banda para los canales comerciales es  $2(75 \text{ kHz} * 15 \text{ kHz}) = 180 \text{ kHz}$ , bastante bien dentro de los límites de banda asignados por la FCC.

#### 7.4.9.2. Modulación en fase

Sea la portadora  $n(t)$  modulada en fase por la señal moduladora  $m(t)$

Sea la modulante  $m(t)$  y una portadora  $n(t)$

$$m(t) = \cos \omega_l t \quad (7.116)$$

$$n(t) = A \sin(\omega t + \varphi) \quad (7.117)$$

Con  $\omega = 2\pi f$

La fase de la portadora oscila en torno al valor central  $\varphi$  al ritmo de la modulación, con una diferencia máxima de  $\Delta\theta$ . Las variaciones de fase  $\Delta\varphi$  son iguales a:

$$\Delta\varphi = \Delta\theta_m(t) = \Delta\theta \cos \omega_l t \quad (7.118)$$

La ecuación de la portadora modulada en fase puede escribirse, por lo tanto

$$n(t) = A \sin(\omega t + \Delta\theta \cos \omega_l t + \varphi) \quad (7.119)$$

Al igual que en la modulación de frecuencia, es fundamental conocer primero la distribución espectral de la portadora modulada. Tenemos

$$x = \omega t + \varphi \quad (7.120)$$

$$y = \Delta\theta \cos \omega_l t \quad (7.121)$$

Sabiendo que

$$\sin(x+y) = \sin x \cos y + \sin y \cos x \quad (7.122)$$

$$n(t) = A \sin(\omega t + \varphi) \cos(\Delta\theta \cos \omega_l t) + \sin(\Delta\theta \cos \omega_l t) \cos(\omega t + \varphi) \quad (7.123)$$

Como en FM, hay que utilizar las funciones de Bessel

$$\cos(z \cos \theta) = J_0(z) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(z) \cos(2k\theta) \quad (7.124)$$

$$\sin(z \cos \theta) = 2 \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}(z) \cos(2k+1)\theta \quad (7.125)$$

Es decir:

$$\cos(y) = J_0(\Delta\theta) - 2[J_2(\Delta\theta) \cos 2\omega_l t - J_4(\Delta\theta) \cos 4\omega_l t + J_6(\Delta\theta) \cos 6\omega_l t - \dots + \dots] \quad (7.126)$$

$$\sin(y) = 2[J_1(\Delta\theta) \cos \omega_l t - J_3(\Delta\theta) \cos 3\omega_l t + J_5(\Delta\theta) \cos 5\omega_l t - J_7(\Delta\theta) \cos 7\omega_l t + \dots] \quad (7.127)$$

Desarrollando  $n(t)$  resulta:

$$\begin{aligned} n(t) = A \{ & J_0(\Delta\theta) \sin(\omega t + \varphi) \\ & + J_1(\Delta\theta) [\cos(\omega t + \omega_l t + \varphi) + \cos(\omega t - \omega_l t + \varphi)] \\ & - J_2(\Delta\theta) [\sin(\omega t + 2\omega_l t + \varphi) + \sin(\omega t - 2\omega_l t + \varphi)] \\ & - J_3(\Delta\theta) [\cos(\omega t + 3\omega_l t + \varphi) + \cos(\omega t - 3\omega_l t + \varphi)] \\ & + J_4(\Delta\theta) [\sin(\omega t + 4\omega_l t + \varphi) + \sin(\omega t - 4\omega_l t + \varphi)] + \dots \} \end{aligned} \quad (7.128)$$

Como en modulación de frecuencia, observamos que el espectro de la señal modulada en fase comprende:

- Una línea en la frecuencia de reposo;
- Un número infinito de líneas laterales con las frecuencias  $f \pm nf_1$ .

El espectro de una señal modulada en fase es teóricamente infinito, es simétrica alrededor de la frecuencia central.

Como en modulación de frecuencia, la potencia total contenida en cada banda es igual a la potencia de la portadora no modulada. La relación de Carson también es aplicable y la eficiencia espectral se reduce a una simple fórmula:

$$B = 2(m_p + 1)f_{l_{\max}} \quad (7.129)$$

$$m_p = K v_m \quad (7.130)$$

La diferencia entre FM y PM se comprende con más facilidad si se definen los cuatro términos siguientes teniendo como referencia a la ec. 7.129: desviación instantánea de fase, fase instantánea, desviación instantánea de frecuencia y frecuencia instantánea.

### *1. Desviación instantánea de fase.*

Es el cambio instantáneo de fase de la portadora, en determinado momento, e indica cuánto está cambiando la fase de la portadora con respecto a su fase de referencia. La desviación instantánea de fase se describe matemáticamente como sigue

$$\text{desviación instantánea de fase} = \theta(t) \text{ rad} \quad (7.131)$$

### *2. Fase instantánea.*

Es la fase precisa de la portadora en un momento dado, y se describe matemáticamente como sigue

$$\text{fase instantánea} = \omega_c t + \theta(t) \text{ rad} \quad (7.132)$$

### *3. Desviación instantánea de frecuencia.*

Es el cambio instantáneo en la frecuencia de la portadora, y se define como la primera derivada de la desviación instantánea de fase con respecto al tiempo. Por consiguiente, la desviación instantánea de fase es la primera integral de la desviación instantánea de frecuencia. En términos de la ecuación 6-3, la desviación instantánea de frecuencia se expresa como sigue

$$\text{desviación instantánea de frecuencia} = \theta'(t) \text{ rad/s} \quad (7.133)$$

### *4. Frecuencia instantánea.*

Es la frecuencia precisa de la portadora en determinado momento, y se define como la primera derivada de la fase instantánea respecto al tiempo. En términos de la ecuación 7.132, se expresa como sigue

$$\text{frecuencia instantánea} = \omega_i(t) = \frac{d}{dt} [\omega_c t + \theta(t)] = \omega_c t + \theta'(t) \text{ rad/s} \quad (7.134)$$

#### **Sensibilidad a la desviación**

Se puede definir la modulación de fase como modulación angular en la que la desviación instantánea de fase,  $\theta(t)$ , es proporcional a la amplitud del voltaje de la señal moduladora, y la desviación instantánea de frecuencia es proporcional a la pendiente, es decir, a la primera derivada, de la señal moduladora. En forma parecida, la modulación de frecuencia es la modulación angular en la que la desviación instantánea de frecuencia,  $\theta'(t)$ , es proporcional a la amplitud de la señal moduladora, y la desviación instantánea de fase es proporcional a la integral del voltaje de la señal moduladora.

Para una señal moduladora  $v_m(t)$ , la modulación de fase y la de frecuencia son

$$\text{modulación de fase} = \theta(t) = K v_m(t) \text{ rad} \quad (7.135)$$

$$\text{modulación de frecuencia} = \theta'(t) = K_1 v_m(t) \text{ rad/s} \quad (7.136)$$

siendo  $K$  y  $K_1$  constantes, y son las sensibilidades a la desviación de los moduladores de fase y de frecuencia, respectivamente. Las sensibilidades a la desviación son las funciones de transferencia de salida en función de la entrada de los moduladores, que producen la relación entre qué parámetro de salida cambia con respecto a los cambios especificados de la señal de entrada. Para un modulador de frecuencia, los cambios serían en la señal de salida con respecto a cambios en la amplitud del voltaje de entrada. Para un modulador de fase, los cambios serían en la fase de la frecuencia de salida con respecto a los cambios de amplitud del voltaje de entrada.

La sensibilidad a la desviación de un modulador de fase es

$$K = \frac{\Delta\theta}{\Delta v_m} \text{ rad/V} \quad (7.137)$$

y para un modulador de frecuencia es

$$K_1 = \frac{\Delta\omega}{\Delta v_m} \text{ (rad/s)/V} \quad (7.138)$$

La modulación de fase es la primera integral de la modulación de frecuencia. Por consiguiente, de acuerdo con las ecuaciones 7.135 y 7.136,

$$\text{modulación de fase} = \theta(t) = \int \theta'(t) dt = \int K_1 v_m(t) dt = K_1 \int v_m(t) dt \text{ rad} \quad (7.139)$$

Por consiguiente, sustituyendo una señal moduladora  $v_m = V_m \cos \omega_m t$  en la ecuación general de modulación angular

$$m(t) = V_c \cos(\omega_c t + \theta(t)) \quad (7.140)$$

se obtiene

$$\begin{aligned} \text{Para modulación de fase,} \\ m(t) &= V_c \cos[\omega_c t + \theta(t)] \\ &= V_c \cos[\omega_c t + KV_m \cos(\omega_m t)] \\ \\ \text{Para modulación de frecuencia,} \\ m(t) &= V_c \cos[\omega_c t + \int \theta'(t) dt] \\ &= V_c \cos[\omega_c t + \int K_1 v_m(t) dt] \\ &= V_c \cos[\omega_c t + K_1 \int V_m \cos(\omega_m t) dt] \\ &= V_c \cos\left[\omega_c t + \frac{K_1 V_m}{\omega_m} \sin(\omega_m t)\right] \end{aligned}$$

Las ecuaciones anteriores se resumen en la tabla siguiente. También se presentan las ecuaciones de las ondas de FM y PM que resultan cuando la señal moduladora es una senoidal de frecuencia única.

**Tabla 7.5.** Ecuaciones para portadoras de fase y frecuencia modulada

Tipo de modulación	Señal moduladora	Onda con modulación angular, m(t)
(a) Fase	$v_m(t)$	$V_c \cos[\omega_c t + KV_m(t)]$
(b) Frecuencia	$v_m(t)$	$V_c \cos[\omega_c t + K_1 \int v_m(t) dt]$
(c) Fase	$v_m(t) \cos(\omega_m t)$	$V_c \cos[\omega_c t + K v_m(t) \cos(\omega_m t)]$
(d) Frecuencia	$v_m(t) \cos(\omega_m t)$	$V_c \cos\left[\omega_c t + \frac{K_1 V_m}{\omega_m} \sin(\omega_m t)\right]$

### **Desviación de fase e índice de modulación**

Al comparar las ecuaciones (c) y (d) de la portadora con modulación angular, en la tabla 7-5, se ve que la ecuación de una portadora que se va a modular en fase o en frecuencia mediante una señal moduladora de frecuencia única, se puede escribir en forma general modificando como sigue la ecuación 7.140

$$m(t) = V_c \cos[\omega_c t + m \cos(\omega_m t)] \quad (7.140)$$

en la que  $m \cos(\omega_m t)$  es la desviación instantánea de fase,  $\theta(t)$ . Cuando la señal moduladora es una senoidal de frecuencia única, se ve, en la ecuación 6-12, que el ángulo de fase de la portadora varía en forma senoidal sencilla respecto a su valor no modulado.

En la ecuación 7.140,  $m$  representa la desviación máxima de fase, en radianes, de una portadora con fase modulada. Esta desviación máxima de fase se llama índice de modulación. Una diferencia primaria entre modulación de frecuencia y de fase es la forma en que se define el índice de modulación. Para la PM (Phase modulation), el índice de modulación es proporcional a la amplitud de la señal moduladora e independiente de su frecuencia. El índice de modulación de una portadora con fase modulada se define como sigue

$$m_p = KV_m \quad (7.141)$$

en donde  $m_p$  = índice de modulación y desviación máxima de fase ( $\Delta\theta$ , radianes)

$K$  = sensibilidad a la desviación (radianes por volt)

$V_m$  = amplitud máxima de la señal moduladora (volts)

$$\text{y entonces } m_p = K \left( \frac{\text{radianes}}{\text{volt}} \right) V_m (\text{volts}) = \text{radianes}$$

Por consiguiente, para PM se puede escribir como sigue:

$$m(t) = V_c \cos[\omega_c t + KV_m \cos(\omega_m t)] \quad (7.142.a)$$

$$m(t) = V_c \cos[\omega_c t + \Delta\theta \cos(\omega_m t)] \quad (7.142.b)$$

$$m(t) = V_c \cos[\omega_c t + m_p \cos(\omega_m t)] \quad (7.142.c)$$

Para una portadora con frecuencia modulada, el índice de modulación es directamente proporcional a la amplitud de la señal moduladora, e inversamente proporcional a la frecuencia de la señal moduladora. Así, el índice de modulación para FM es

$$m_F = \frac{K_1 V_m}{\omega_m} \quad (7.143)$$

donde  $m_F$  = índice de modulación (adimensional)

$K_1$  = sensibilidad a la desviación (radianes por segundo por volt, o radianes por volt)

$V_m$  = amplitud máxima de la señal moduladora (volts)

$\omega_m$  = frecuencia en radianes (radianes por segundo)

Se puede ver que, según la ecuación 7.143, el índice de modulación es una relación adimensional para la FM, y sólo se usa para describir la profundidad de modulación lograda en una señal moduladora con determinada amplitud máxima y frecuencia en radianes.

La sensibilidad a la desviación se puede expresar en hertz por volt, si se escribe la ecuación 7.143 en una forma más práctica, como sigue

$$m_F = \frac{K_1 \left( \frac{\text{rad}}{\text{volt-s}} \right) V_m}{\omega_m (\text{rad/s})} \quad (\text{adimensional}) \quad (7.144.\text{a})$$

También se puede escribir

$$m_F = \frac{K_1 V_m}{f_m} \quad (7.144.\text{b})$$

### **Desviación de frecuencia**

La desviación de frecuencia es el cambio de frecuencia que sucede en la portadora cuando sobre ella actúa la frecuencia de la señal moduladora. Se expresa normalmente como un desplazamiento máximo de frecuencia,  $\Delta f$ , en hertz. La desviación de frecuencia pico a pico,  $2\Delta f$ , se llama a veces variación de frecuencia.

$$\Delta f = K_1 V_m (\text{Hz}) \quad (7.145)$$

Se puede sustituir la ecuación 6-17 en la 6-16, para expresar como sigue el índice de modulación en FM

$$m_F = \frac{\Delta f}{f_m} \quad (7.146)$$

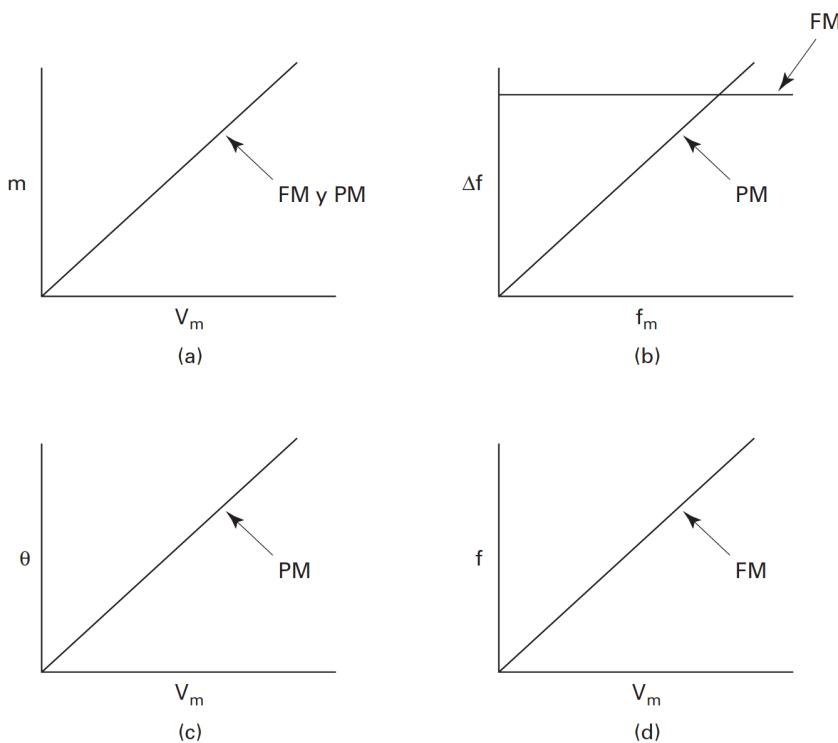
Por consiguiente, para la FM, la ecuación 6-1 se puede escribir como sigue

$$m(t) = V_c \cos \left[ \omega_c t + \frac{KV_m}{f_m} \sin(\omega_m t) \right] \quad (7.147.\text{a})$$

$$m(t) = V_c \cos \left[ \omega_c t + \frac{\Delta f}{f_m} \sin(\omega_m t) \right] \quad (7.147.\text{b})$$

$$m(t) = V_c \cos \left[ \omega_c t + m_F \sin(\omega_m t) \right] \quad (7.147.\text{c})$$

Se puede ver, al examinar las ecuaciones 7.141 y 7.43, que los índices de modulación para FM y PM se relacionan en forma distinta con la señal moduladora. En la PM, tanto el índice de modulación como la desviación máxima de fase son directamente proporcionales a la amplitud de la señal moduladora, y no son afectados por su frecuencia. Sin embargo, en la FM el índice de modulación y la desviación máxima de fase son directamente proporcionales a la amplitud de la señal moduladora, y el índice de modulación es inversamente proporcional a su frecuencia. La fig. 7.56 muestra en forma gráfica la relación entre el índice de modulación y la desviación máxima de fase para PM y para FM con respecto a la amplitud y a la frecuencia de la señal moduladora.



**Fig. 7.56.** Relación entre índice de modulación, desviación de frecuencia y desviación de fase, con respecto a la amplitud y la frecuencia de la señal moduladora: (a) índice de modulación en función de amplitud; (b) desviación de frecuencia en función de la frecuencia de modulación; (c) desviación de fase en función de la amplitud; (d) desviación de frecuencia en función de la amplitud [9]

**Tabla 7.6.** Comparación entre FM y PM [1]

	<b>Modulation de fréquence FM</b>	<b>Modulation de phase ΦM</b>
Indice de modulation	$\frac{\Delta F}{f_{1\max}}$	$\Delta\theta$
Déviation de fréquence	$\Delta F$	$f_{1\max} \Delta\theta$
Schéma synoptique avec modulateur de phase	BF  Modulateur de phase	BF  Modulateur de phase
Schéma synoptique avec modulateur de fréquence	BF  Modulateur de fréquence	BF  Modulateur de fréquence

#### 7.4.9.2.1. Relación señal/ruido en un modulador en frecuencia

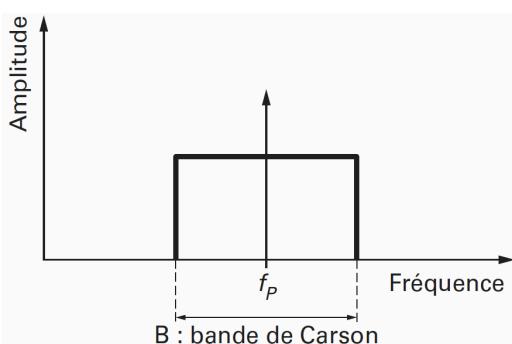
El cálculo de la relación señal/ruido en modulación de frecuencia es bastante complejo, por lo que se utilizarán sólo los resultados.

El ruido a la entrada del modulador de frecuencia es un ruido blanco limitado en la banda de Carson y representado por la Fig. 7.57.

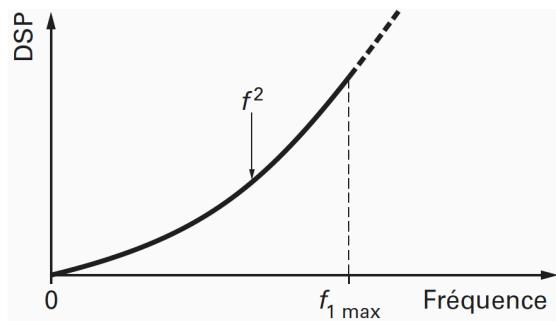
$$N = kTB \quad (7.148)$$

y

$$B = 2(\Delta f + f_{1\max}) \quad (7.149)$$



**Fig. 7.57.** Espectro de ruido blanco en la entrada del demodulador de frecuencia.



**Fig. 7.58.** Densidad espectral de ruido a la salida del demodulador de frecuencia

Como se muestra en la Fig. 7.58, a la salida del demodulador de frecuencia, la densidad espectral de ruido (power spectral density (PSD)) crece con el cuadrado de la frecuencia. Esta característica se debe únicamente al demodulador. La banda de ruido se restringe a la salida del demodulador con un filtro pasa bajos.

Aquí,  $f_{1\max}$  es la frecuencia máxima de la señal en banda base que se puede transmitir.

A la salida del demodulador, la potencia de la portadora C es constante y es igual a la potencia de la portadora sin modular.

La relación señal/ruido a la salida del demodulador se expresa:

$$\left(\frac{S}{B}\right)_S FM = 3m_F^2(m_F + 1) \left(\frac{C}{N}\right) \quad (7.150)$$

Donde N es la potencia de ruido a la entrada anteriormente definida.

La relación señal/ruido también se puede expresar de la forma:

$$\left(\frac{S}{B}\right)_S FM = \frac{3}{2} m_F^2 \frac{C}{kTf_{1\max}} \quad (7.151)$$

#### 7.4.9.3. Relación señal/ruido en un modulador en fase

En modulación de fase, la relación señal/ruido se expresa:

$$\left(\frac{S}{B}\right)_S PM = m_F^2(m_F + 1) \left(\frac{C}{N}\right) \quad (7.152)$$

La regla de Carson sigue siendo aplicable, y se tiene que:

$$N = 2kT(m_F +)f_{1\max} \quad (7.153)$$

Lo que nos lleva a:

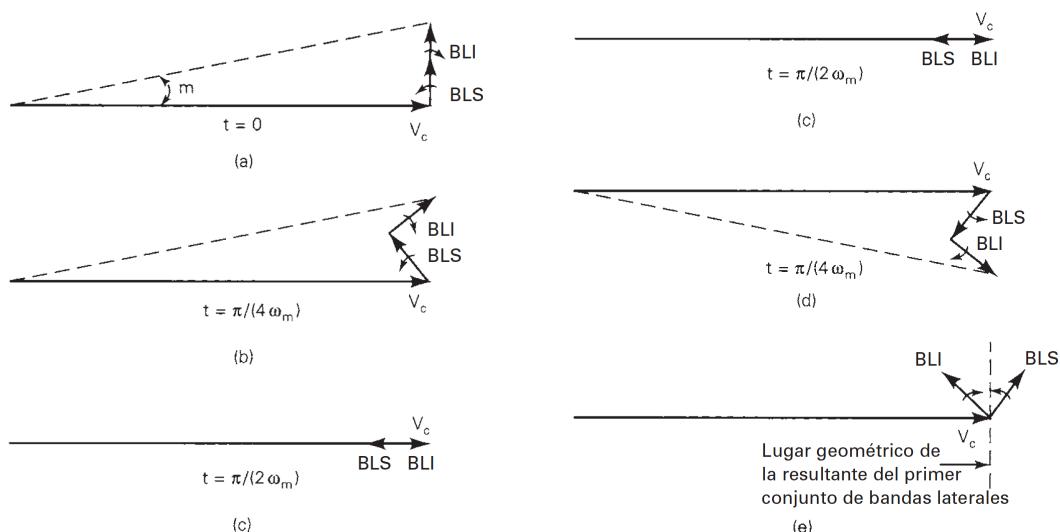
$$\left(\frac{S}{B}\right)_S PM = \frac{m_F^2}{2} \frac{C}{kTf_{1\max}} \quad (7.154)$$

#### 7.4.9.4. Representación fasorial de una onda con modulación angular

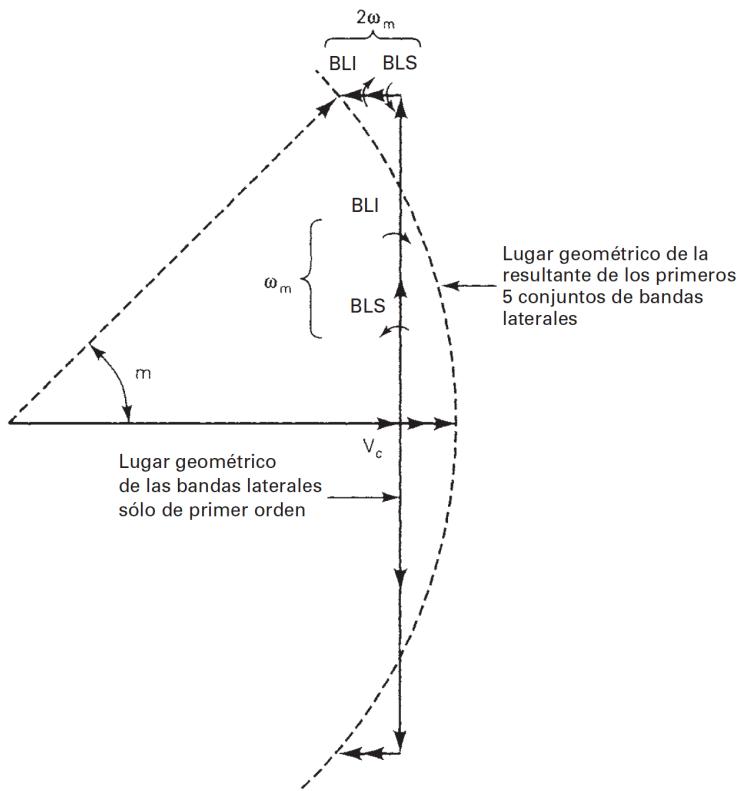
Como en la modulación de amplitud, se puede representar fasorialmente una onda con modulación de ángulo. El diagrama fasorial para una onda de modulación angular de bajo índice, con señal moduladora de una sola frecuencia, se muestra en la fig. 6-8. Para este caso especial de  $m < 1$ , sólo se considera el primer conjunto de pares de bandas laterales, y el diagrama fasorial se parece mucho al de una onda de AM, excepto que una de las frecuencias laterales tiene inversión de fase. El vector resultante tiene una amplitud cercana a la unidad, siempre, y una desviación máxima de fase de  $m$  radianes. Es importante observar que si se incluyeran las frecuencias laterales debidas a los términos de orden superior, el vector no tendría variaciones de amplitud.

La línea interrumpida de la fig. 7.59.e es el lugar geométrico de la resultante, formada por la portadora y el primer conjunto de frecuencias laterales.

La fig. 7.60 muestra el diagrama fasorial de una onda con modulación angular, de alto índice, con cinco conjuntos de frecuencias laterales; para simplificar sólo se muestran los vectores de los dos primeros conjuntos. El vector resultante es la suma del componente de portadora y de los componentes de las frecuencias laterales significativas, con sus magnitudes ajustadas de acuerdo con la tabla de funciones de Bessel. Cada frecuencia lateral se desplaza otros  $90^\circ$  respecto a la frecuencia lateral precedente. El lugar geométrico de la aproximación resultante para cinco componentes es curvo y sigue de cerca al lugar geométrico de la señal. Por definición, el lugar geométrico es un segmento del círculo cuyo radio es igual a la amplitud de la portadora no modulada. Se debe notar que la amplitud de la señal resultante y, en consecuencia, la potencia de la señal, permanecen constantes.



**Fig. 7.59.** Representación fasorial de la modulación angular, bajo índice de modulación [9]



**Fig. 7.60.** Representación fasorial de la modulación angular, alto índice de modulación [9].

#### 7.4.9.5. Demodulación en fase

La demodulación de fase no se utiliza. En general, se trata de una etapa intermedia en la elaboración de un modulador en FM. Por consiguiente, la demodulación se reduce a una simple demodulación en frecuencia.

Una demodulación en fase puede llevarse a cabo demodulando en frecuencia y luego derivando.

#### 7.4.10. Moduladores de frecuencia

##### 7.4.10.1. Moduladores de frecuencia por oscilador LC

Cualquier tipo de oscilador - un oscilador LC por ejemplo - se puede cambiar por el oscilador de control de tensión. Esta operación consiste en la sustitución de una o más capacidades fijas en la determinación de la frecuencia de oscilación por uno o más varactores: varicap.

La Fig. 7.61 muestra esta operación. Para el oscilador de frecuencia fija, la frecuencia de oscilación está en función de los valores de L y C.

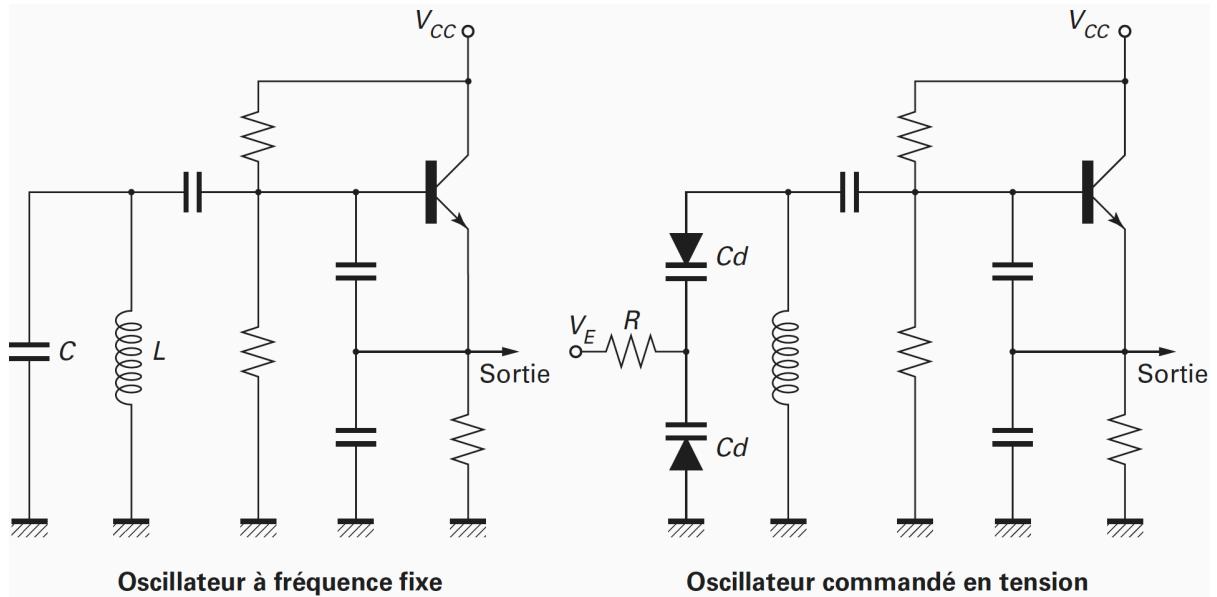


Fig. 7.61. Oscilador de frecuencia fija y oscilador VCO [1].

En el caso del oscilador controlado por tensión, la capacidad  $C$  se sustituye por dos diodos de capacidad variable. El valor de la capacidad de  $Cd$  es una función de la tensión inversa aplicada a sus terminales. La tensión de  $V_E$  es la suma de una tensión de polarización positiva y la señal de modulación  $m(t)$ :

$$v_E = V_0 + m(t) \quad (7.155)$$

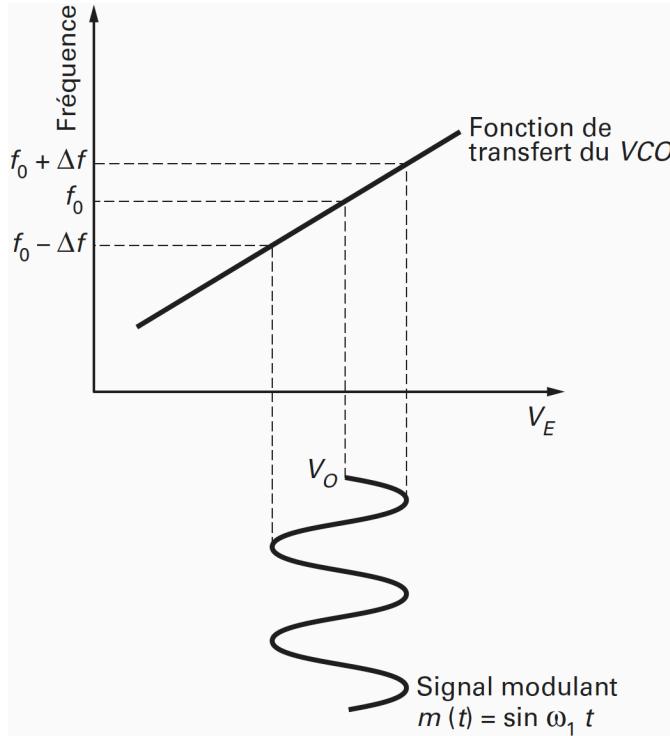


Fig. 7.62. Función de transferencia del VCO y modulación por  $m(t)$  [1].

La curva en la Fig. 7.62 muestra la función de transferencia del VCO, y en este caso, se muestra lineal:

Frecuencia = f (tensión de control)

La pendiente de la función de transferencia, denotado por K, también se denomina ganancia del VCO y se expresa en Hz / V.

Cuando se aplica una orden de voltaje DC  $V_o$ , la frecuencia suministrada por el VCO es  $f_0$ .

El VCO es modulado cuando se añade una señal de modulación  $m(t)$  para la tensión de polarización  $V_o$ .

Para la entrada de control y la modulación, el ancho de banda sólo está limitada por la resistencia R y la capacidad resultante de la conexión en paralelo de los diodos varicap que constituyen un filtro de paso bajo cuya frecuencia de corte es  $f_s$ :

$$f_s = \frac{1}{4\pi R C_d} \quad (7.156)$$

La componente continua está incluida en la banda de modulación [0,  $f_s$ ].

Si  $\Delta f \ll f_0$ , las variaciones en torno a la frecuencia central son pequeñas y se puede admitir que la relación es lineal. Para  $\Delta f$  constante, la linealidad aumenta cuando  $f_0$  también aumenta.

Las ventajas de la configuración de la Fig. 7.61 es la simplicidad.

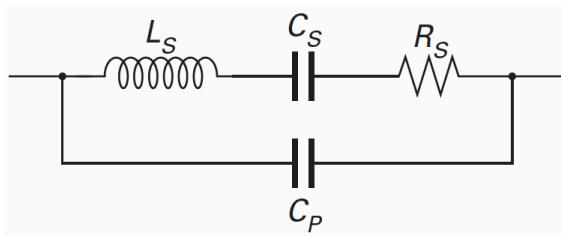
El mayor inconveniente es la falta de estabilización. La frecuencia de salida del oscilador es, por tanto, sujeto a la deriva como función de la temperatura, voltajes de alimentación, polarización, etc.

Este inconveniente hace que esta solución no sea utilizable en la mayoría de los casos.

#### 7.4.10.2. Moduladores de frecuencia por oscilador de cuarzo

Por naturaleza un cuarzo cuyo equivalente circuito diagrama se muestra en la Fig. 7.63 tiene un alto factor Q.

Por lo tanto, es bastante difícil de cambiar su frecuencia de resonancia.



**Fig. 7.62.** Esquema equivalente de un cuarzo [1].

Por tanto, el VCXO tiene una pendiente  $K_0$  baja.

Con un modo fundamental de cuarzo (hasta 30 MHz):

$K_0 = 2 \text{ kHz/V}$  (valor medio)

Por consiguiente, el índice de modulación es muy pequeño. Sin embargo, esta solución puede ser un paso intermedio para generar una frecuencia portadora de alta frecuencia modulada con un índice de modulación grande. La solución es adoptar la estructura de la Fig. 7.63.

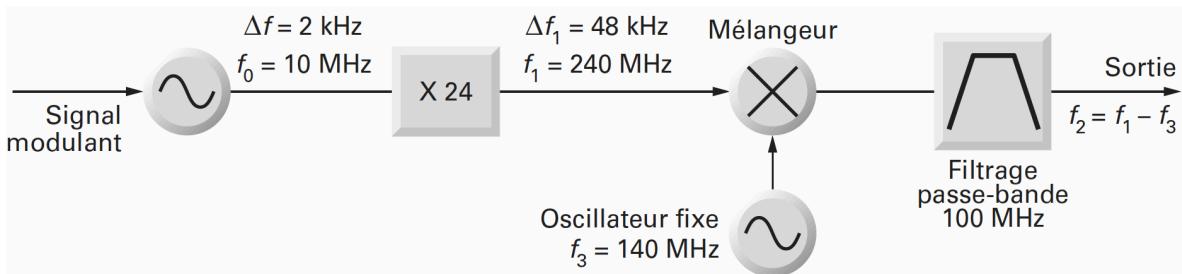
Supongamos que un VCXO que tiene una frecuencia central de  $f_0 = 10 \text{ MHz}$  y  $Df = 2 \text{ kHz}$ .

Se da cuenta de la función de modulación de frecuencia de bajo índice. La señal de salida se envía a una etapa de multiplicador por 24.

La salida de este multiplicador se recupera:

$$f_1 = 240 \text{ MHz}$$

$$\Delta f_1 = 48 \text{ kHz}$$



**Fig. 7.63.** Modulación de frecuencia con un elevado índice por modulación y transposición [1].

Un oscilador fijo y estable  $f_3 = 140 \text{ MHz}$  se inyecta simultáneamente con  $f_1$  en un mezclador.

La mezcla de producto resultante de interés es, por ejemplo  $f_1 - f_3$ , y es seleccionado por filtrado.

Entonces se tiene una portadora  $f_2 = 100 \text{ MHz}$  con  $\Delta f_1 = 48 \text{ kHz}$ .

Esta configuración resuelve los problemas de estabilidad. La frecuencia de salida no puede ser modificada fácilmente en un amplio intervalo, ya que el filtro de salida está sintonizado.

El resultado de la función de multiplicación del cascada de elementos fuertemente no lineales y los filtros.

#### 7.4.10.3. Moduladores de frecuencia por filtro SAW

Este tipo de oscilador tiene las mismas ventajas que el de cristal.

El esquema del resonador SAW es similar al del cuarzo. La principal ventaja de este tipo de resonador es funcionar en el modo fundamental a las frecuencias más altas en el orden del GHz, lo que reduce el número de etapas. Al igual que el de cuarzo, el desplazamiento de frecuencia es limitada.

La principal desventaja de esta solución es debido a la estabilidad en frecuencia deficiente.

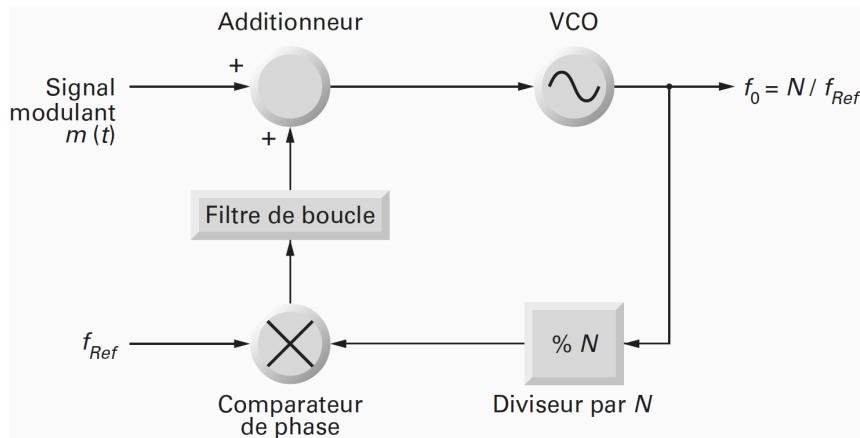
En resumen, esta solución permite la generación directa de la portadora con una precisión baja. El índice de modulación es bajo.

El costo simplicidad y bajo destina naturalmente esta configuración para aplicaciones de telecontrol y teletransmisión remota.

#### 7.4.10.4. Moduladores de frecuencia por VCO y PLL

El único inconveniente de la solución basada en el uso de un VCO era la estabilidad.

Así que podemos considerar la estabilización de la VCO por un PLL (Phase Locked Loop). La Fig. 7.64 muestra el diagrama de bloques de un PLL cuyo VCO es modulado en frecuencia.



**Fig. 7.64.** VCO estabilizado por un PLL y modulado en frecuencia [1].

Los siguientes resultados están basados en los conceptos de PLL.

Sumando la señal moduladora a la señal de salida del filtro sincronizador se obtiene:

$$\varphi_0(s) = \frac{k_0[1 - H(s)]}{s} m(s) \quad (7.157)$$

Siendo la frecuencia derivada de la fase:

$$\omega_0(t) = \frac{d\varphi_0(t)}{dt} \quad (7.158)$$

Por lo tanto

$$\omega_0(s) = K_0[1 - H(s)]m(s) \quad (7.159)$$

Donde  $H(s)$  es la función de transferencia del PLL. Se trata de una función de transferencia análoga a la de un filtro pasa bajos. Por lo tanto,  $1 - H(s)$  es una función de transferencia de un filtro pasa altos. Esto significa que la señal  $m(t)$  no debe contener energía a la frecuencia cero.

En esta configuración, el problema de estabilidad se ha resuelto sacrificando la componente de corriente continua y bajas frecuencias.

El rango de las frecuencias bajas y la componente DC se reserva para la frecuencia y fase del VCO. Esta desventaja prohíbe cualquier modulación del VCO por una señal lógica de tipo NRZ. Ya sea para transmitir esta señal, que se someterá a un pre-codificación, Manchester, duobinaria, HDB 3 o de otra manera, para eliminar el componente DC.

La configuración de la Fig. 7.64, a pesar del inconveniente citado, es probablemente la solución más común, ya que combina la flexibilidad en la elección de diferentes parámetros: frecuencia central y excursión garantizando al mismo tiempo la estabilidad de la frecuencia central.

Si el bucle no es por retorno directo, se intercala una división por  $N$  entre el VCO y el comparador de fase, la frecuencia central se puede ser fácilmente modificada actuando ya sea en  $N$  está en  $F_{REF}$ .

#### 7.4.10.5. Moduladores de frecuencia indirecta

Por último, es un método que fue llamado modulación de frecuencia indirecta. Básicamente se trata de efectuar, después de filtrar la señal de modulación, de realizar una modulación de fase en el bajo índice. Esta operación se

realiza con una frecuencia baja. Una cadena de multiplicación y de filtrado permite llegar a la frecuencia central deseada y a la excursión  $\Delta f$  deseada.

Este caso será discutido en el tratamiento sobre la modulación de fase.

#### 7.4.11. Demoduladores de frecuencia

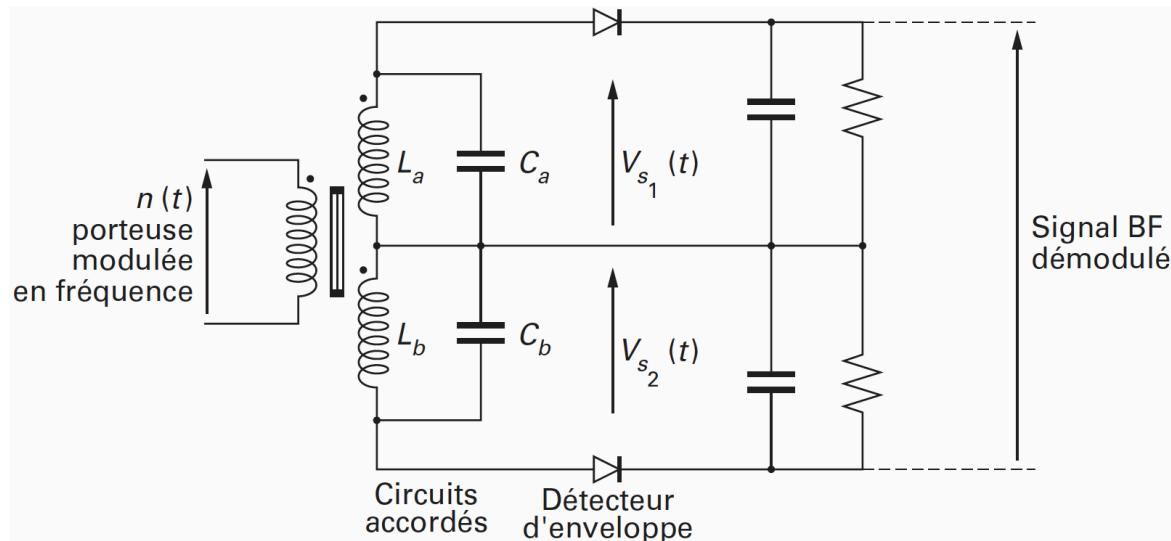
Se plantean tres casos, que son los mas utilizados. Demodulador y discriminador son el mismo término.

##### 7.4.11.1. Discriminador Foster-Seeley

El diagrama de bloques del discriminador de frecuencia Foster-Seeley se muestra en la Fig. 7.65.

Sea la señal de frecuencia modulada:

$$n(t) = A \sin\left(\omega t + \frac{\Delta f}{f_1} \sin \omega_1 t + \Phi\right) \quad (7.160)$$



**Fig. 7.65.** Esquema básico de un discriminador de frecuencia Foster-Seeley [1].

Dado que la señal moduladora es senoidal, resulta:

$$m(t) = \cos \omega_1 t \quad (7.161)$$

Derivando la señal  $n(t)$

$$\frac{dn(t)}{dt} = A \left( \omega + \omega_1 \frac{\Delta f}{f_1} \cos \omega_1 t \right) \cos \left( \omega t + \frac{\Delta f}{f_1} \sin \omega_1 t + \Phi \right) \quad (7.162)$$

La señal resultante sigue siendo una señal de frecuencia modulada cuya envolvente es una función lineal de la señal de modulación  $m(t)$ . Para recuperar el mensaje original enviada, es suficiente con medir la envolvente de esta señal.

Por lo tanto se puede utilizar un método análogo al de la envolvente de detección de modulación de amplitud. En la Fig. 7.65, el circuito  $L_a C_a$  está sintonizado a la frecuencia  $f_a$  y circuito  $L_b C_b$  se sintoniza a la frecuencia

$f_b$ . Las frecuencias  $f_a$  y  $f_b$  están desfasadas y son simétricas con respecto a la frecuencia  $f$ , la frecuencia portadora.

Las curvas en la Fig. 7.66 da la respuesta de frecuencia consta de los dos circuitos sintonizados a las frecuencias  $f_a$  y  $f_b$ . Alrededor de la frecuencia central  $f$ , la respuesta de frecuencia de los dos circuitos sintonizados y montado en oposición de fase se puede comparar a la de un diferenciador ideal. Entonces sólo tiene que colocar dos detectores de envolvente como la modulación de amplitud.

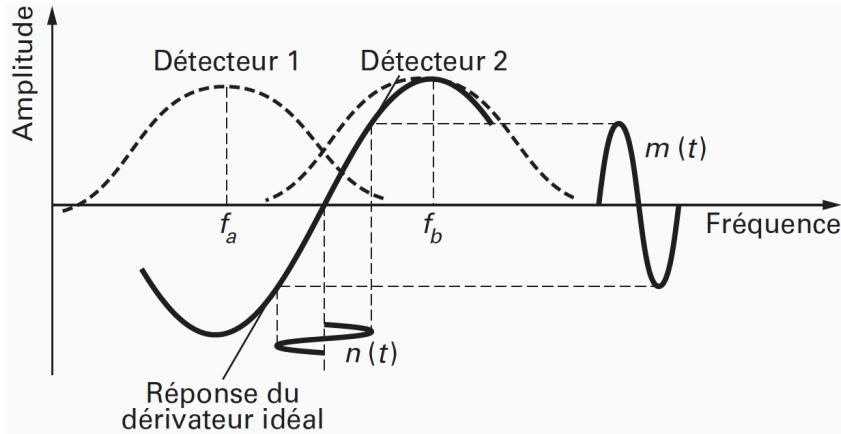


Fig. 7.66. Curvas de respuesta del discriminador Foster-Seeley [1].

El discriminador Foster-Seeley ha sido, en el pasado, ampliamente utilizado. Su principal interés radica en su simplicidad y bajo costo.

El principal inconveniente de este demodulador es la presencia de un transformador que implica probablemente un ajuste. Por otro lado, este componente difícilmente puede ser miniaturizado, de modo que su presencia obstaculiza el intento de integración.

#### 7.4.11.2. Discriminador en cuadratura

El diagrama en bloques del discriminador de cuadratura se muestra en la Fig. 7.67. Toma su nombre de la red defasadora en  $\pi/2$ .

La señal de frecuencia modulada  $n(t)$  se envía directamente a una de las entradas del multiplicador. La segunda entrada del multiplicador recibe una señal de fase de un valor proporcional a la desviación de la frecuencia central.

Sea la señal de frecuencia modulada:

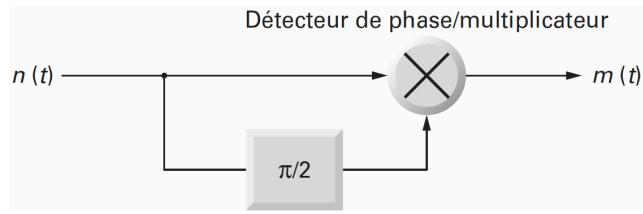
$$n(t) = A \sin\left(\omega t + \frac{\Delta f}{f_1} \sin \omega_l t\right) \quad (7.163)$$

Esta señal se encuentra retardada en un valor  $\theta$ .

$$n_1(t) = A \sin\left(\omega t + \frac{\Delta f}{f_1} \sin \omega_l t + \theta\right) \quad (7.164)$$

El mezclador efectúa el producto de las señales  $n(t)$  y  $n_1(t)$

$$s(t) = n(t)n_1(t) \quad (7.165)$$



**Fig. 7.67.** Discriminador de FM en cuadratura [1].

$$s(t) = A^2 \sin\left(\omega t + \frac{\Delta f}{f_1} \sin \omega_1 t\right) \sin\left(\omega t + \frac{\Delta f}{f_1} \sin \omega_1 t + \theta\right) \quad (7.166)$$

$$s(t) = \frac{A^2}{2} \left[ \cos \theta - \cos\left(2\omega t + 2\frac{\Delta f}{f_1} + \theta\right) \right] \quad (7.167)$$

Si admitimos que el retardo  $\theta$  es una función lineal del mensaje original  $m(t)$ , tenemos:

$$\theta = -\frac{\pi}{2} + \alpha m(t) \quad (7.168)$$

La componente  $\cos 2\omega t$  se elimina por filtrado

$$s(t) = \frac{A^2}{2} \left[ \cos\left(-\frac{\pi}{2} + \alpha m(t)\right) \right] = -\frac{A^2}{2} \sin[\alpha m(t)] \quad (7.169)$$

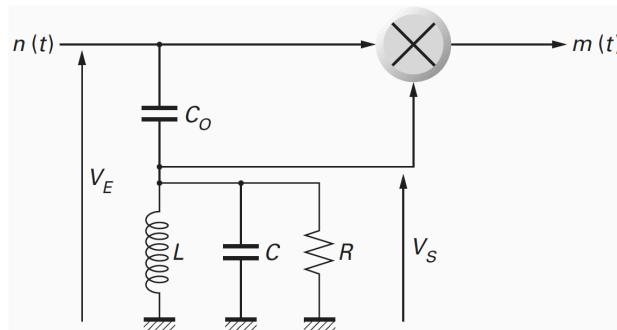
Todas las variaciones están próximas a  $\pi/2$ . Por lo tanto, el término  $\alpha m(t)$  es pequeño.

$$s(t) \approx -\frac{A^2}{2} \alpha m(t) \quad (7.170)$$

Lo que se corresponde bastante con una señal proporcional al mensaje transmitido.

Ahora queda por demostrar que la fase es proporcional a la diferencia de frecuencia y que la relación es lineal.

La fase de retardo se forma generalmente por un circuito RLC tales como el de la Fig. 7.68.



**Fig. 7.68.** Realización del discriminador de FM en cuadratura [1].

En primer lugar, nos ocuparemos de la función de transferencia  $\frac{V_s(s)}{V_E(s)}$

$$\frac{V_s(s)}{V_E(s)} = \frac{C_0}{C+C_0} \frac{L(C+C_0)s^2}{L(C+C_0)s^2 + \frac{L}{R}s + 1} = \frac{C_0}{C+C_0} \frac{s^2/\omega_0^2}{s^2/\omega_0^2 + \frac{1}{Q\omega_0}s + 1} \quad (7.171)$$

Con  $\omega = \frac{1}{\sqrt{L(C+C_0)}}$  y  $Q = \frac{R}{L\omega_0} = R\sqrt{\frac{C+C_0}{L}} = R(C+C_0)\omega$

Se trata de hallar la respuesta en fase del circuito  $R, L, C, C_0$ .

$$\frac{V_s(s)}{V_E(s)} = \left[ -\frac{C_0}{C+C_0} \frac{\omega}{\omega_0} \right] \frac{1}{\left( 1 - \frac{\omega}{\omega_0^2} \right) + j \frac{1}{Q\omega_0} \frac{\omega}{\omega_0}} \quad (7.172)$$

Siendo  $\varphi$  la fase buscada,  $\varphi = \arctg \frac{-\frac{1}{Q\omega_0}\omega}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}$

Dado que  $\omega$  está cerca de  $\omega_0$ , la fase  $\varphi$  está próxima a  $-\frac{\pi}{2}$ .

La fase  $\varphi$  se puede obtener planteando:

$$\varphi = -\frac{\pi}{2} + \alpha, \text{ donde } \tan \alpha = \frac{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}{-\frac{1}{Q\omega_0}\omega}$$

Como  $\alpha$  es chico, se puede aproximar con  $\tan \alpha \approx \alpha$

$$\alpha = \frac{Q(\omega_0^2 - \omega^2)}{\omega\omega_0} = \frac{Q(\omega + \omega_0)(\omega - \omega_0)}{\omega\omega_0} = \frac{2Q(\omega - \omega_0)}{\omega_0} \quad (7.173)$$

Si tenemos que  $\omega + \omega_0 = 2\omega$ ,

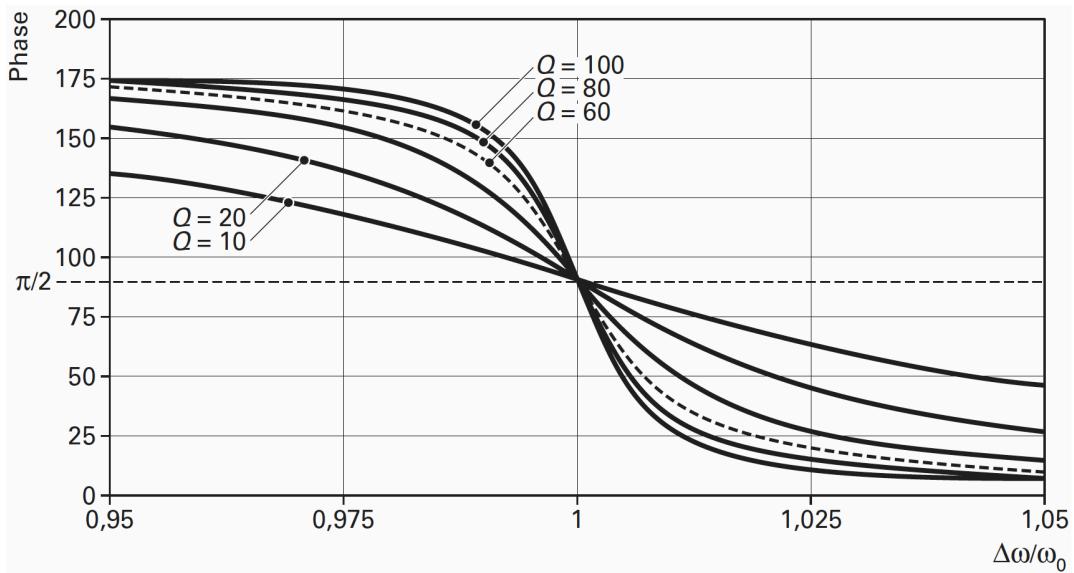
Finalmente se obtiene:

$$\varphi = -\frac{\pi}{2} + \frac{2Q(\omega - \omega_0)}{\omega_0} = -\frac{\pi}{2} + 2Q \frac{\Delta f}{f_0} \quad (7.174)$$

De la ec. 7.174 se puede observar que la fase es proporcional a la diferencia de frecuencia entre la frecuencia central del circuito oscilante y la frecuencia instantánea de la señal modulada. El demodulador en cuadratura funciona de manera lineal.

Las curvas de la Fig. 7.69 representan la fase de la función de transferencia del circuito  $R, L, C, C_0$  para distintos valores de coeficientes  $Q$ . La amplitud de la señal es proporcional a  $Q$ .

Si la modulación de frecuencia es de índice elevado,  $Q$  tiene un valor pequeño y viceversa.



**Fig. 7.69.** Expresión de la fase en función de la relación  $\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}$  [1].

Este tipo discriminador es ahora el tipo más común. Los límites de funcionamiento no puede deberse sólo limita el multiplicador o por las dificultades en la realización de los componentes L y C. Los multiplicadores construidas alrededor de un modulador en anillo se puede ejecutar desde unos pocos MHz a varios GHz (2 GHz modelos eficientes y todavía actual).

La estructura de la Fig. 7.68 se puede usar para cualquier aplicación específica independientemente de la frecuencia central. La elección del multiplicador y el factor Q determina el rendimiento del discriminador. Esta configuración tiene una segunda ventaja. Si el multiplicador es activo (celda Gilbert, por ejemplo) multiplicador, la función puede ser integrada en el circuito.

Por esta razón, la mayoría de los fabricantes de semiconductores incluyen el mismo componente en una función discriminador de cuadratura, donde los amplificadores de limitación se encuentran antes del discriminador. La mayoría de estos circuitos integrados están especializados para aplicaciones específicas.

Hay muchos circuitos para demodular las señales de audio. En general, la demodulación se lleva a cabo a una frecuencia intermedia de 10,7 MHz.

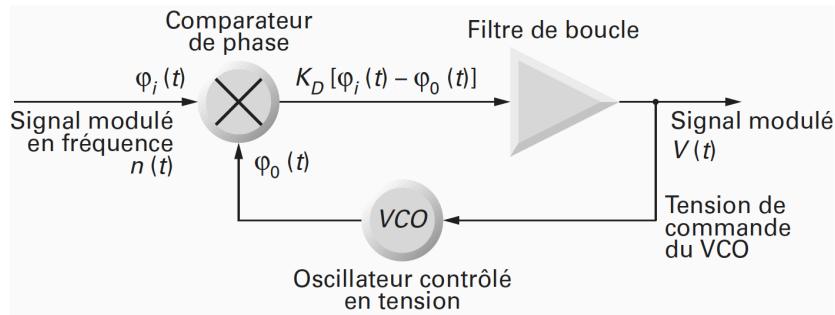
En televisión vía satélite, cuando la transmisión es analógica, la señal de vídeo modula en frecuencia la portadora de la señal. En general, la demodulación se realiza en las proximidades de 480 MHz. Los primeros demoduladores utilizados se basaban en el principio de demodulador en cuadratura. Por esta razón, muchos circuitos especializados están diseñados para funcionar en la gama de 300 a 500 MHz.

Circuitos integrados especializados están diseñados para aplicaciones específicas, y su uso puede ser complicado fuera del alcance inicial esperado. Corresponde al diseñador tomar la decisión mas acertada.

#### 7.4.11.3. Demodulador PLL

El demodulador PLL es una interesante variación de demoduladores de frecuencia. El funcionamiento de un receptor de este tipo se puede entender desde el punto de vista cualitativo.

Supongamos, con la configuración de la Fig. 7.70, que el demodulador recibe la frecuencia portadora no modulada, a la entrada del comparador de fase.



**Fig. 7.70.** Demodulador basado en un PLL [1].

La frecuencia y la fase de la señal recibida son idénticas a la frecuencia y la fase del VCO.

Supongamos ahora que la portadora es modulada por una tensión de DC; la portadora se desplaza entonces a partir de su valor central, y si el modulador es lineal, el desplazamiento de frecuencia es proporcional a la componente de corriente continua.

Para el PLL en recepción, todo ocurre como si recibiera una nueva frecuencia central, de modo que éste se sincroniza de forma que la frecuencia VCO sea igual a la frecuencia incidente.

Esto se traduce en una tensión de DC de control del VCO, desfasada con respecto a la anterior (sólo la frecuencia central). Si el VCO del PLL de la recepción es lineal, a la salida del filtro de bucle, la diferencia entre las dos tensiones es proporcional al desfase de la frecuencia de la transmisión.

Si, en la transmisión, las variaciones de frecuencia son rápidas, la tensión de salida del filtro de bucle, que es también la tensión de control del VCO sigue las variaciones de frecuencia de entrada.

La demodulación se lleva a cabo observándose que la linealidad de la VCO es un factor tan importante como la función de transferencia de sistema sincronizado que limita la respuesta en frecuencia. La señal incidente es una señal de frecuencia modulada.

La frecuencia instantánea  $f(t)$  puede escribirse:

$$f(t) = f_0 + km(t) \quad (7.175)$$

Siendo  $f_0$  la frecuencia central.

Si  $\delta f$  es la desviación con respecto a la frecuencia central,

$$\delta f = km(t) \quad (7.176)$$

La frecuencia instantánea es la derivada de la fase. Por lo tanto tenemos:

$$\frac{d\varphi_i}{dt} = km(t) \quad (7.177)$$

Donde  $\varphi_i$  es la señal enviada al comparador de fase.

Siendo

$$\varphi_i(s) = \frac{k_m(s)}{s} \quad (7.178)$$

En el PLL tenemos:

- Para el comparador de fase:

$$V_D(s) = K_D [\varphi_i(s) - \varphi_o(s)] \quad (7.179)$$

- Para el filtro de bucle:

$$V(s) = F(s)V_D(s) \quad (7.180)$$

- Para el VCO:

$$\varphi_o(s) = \frac{K_0 V(s)}{s} \quad (7.181)$$

Aplicando estas relaciones al esquema de la Fig. 7.70 tenemos:

$$V(s) = F(s)K_D \left[ \frac{k_m(s)}{s} - \frac{K_0(s)}{s} \right] \quad (7.182)$$

lo que da una tensión de salida del demodulador:

$$V(s) = H(s) \frac{k}{K_0} m(s) \quad (7.183)$$

Donde  $H(s)$  es la función de transferencia del PLL demodulador

$$H(s) = \frac{K_0 K_D F(s)}{s + K_0 K_D F(s)} \quad (7.184)$$

Donde  $K_0$  es la ganancia del VCO del PLL

$k$  es la ganancia pendiente del demodulador en la emisión

$m(s)$  es el mensaje que se transmite

Siendo, por lo tanto, la tensión de salida de demodulador proporcional al mensaje que se transmite.

La función de transferencia  $H(s)$  es la de un filtro pasa bajos. Así, la frecuencia natural del bucle  $\omega_n$  limita la respuesta en frecuencia del canal.

Sea  $f_{1\max}$  la frecuencia máxima que se pretende transmitir

$$2\pi f_{1\max} < \omega_n \quad (7.185)$$

Para el PLL, la frecuencia natural del bucle se elige con respecto a la frecuencia de comparación, que en el caso de la Fig. 7.70, es la frecuencia del VCO, que coincide también con la frecuencia central.

En resumen, se tiene la condición

$$f_{1\max} < \frac{\omega_n}{2\pi} \ll f_{VCO}, \text{ o } f_0 \quad (7.186)$$

Donde  $f_{VCO}$  o  $f_0$  es la frecuencia central,

$\omega_n$  es la frecuencia natural del bucle,

$f_{1\max}$  es la frecuencia máxima que se va a transmitir.

#### 7.4.11.4. Comparación de las relaciones S/N en AM y FM

En el caso de AM DSB SC (sin portadora) la S/N se expresa:

$$\left( \frac{S}{B} \right)_S AM DSB SC = \frac{C}{2kTf_{1\max}}, \quad (7.187)$$

En el caso de FM

$$\left(\frac{S}{B}\right)_S FM = 3m_F^2 \left(\frac{S}{B}\right)_S AM DSB SC \quad (7.188)$$

Si tomamos el caso de la radiodifusión en  $m_F = 5$ , la ganancia proporcionada por la frecuencia de modulación es de 75 o alrededor de 18.8 dB. La ventaja es la modulación de frecuencia que proporciona una ganancia significativa a costa de aumentar la franja ocupada.

Las curvas de la Fig. 7.71 representan la relación señal a ruido como una función de la relación C / N en la entrada del demodulador para varios valores de índice de modulación  $m_F$ . Estas curvas se pueden comparar con la curva de modulación de amplitud se obtiene portadora suprimida.

Tenga en cuenta que la expresión que la relación señal a ruido como una función de la relación C / N sólo es aplicable desde el momento en la relación C / N supera un valor que se utiliza para FM y se llama umbral. El valor del umbral de C / N se calcula a veces por una relación aproximada que parece un poco pesimista:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{umbral} = 13 + 10 \log(m_F + 1) \quad (7.189)$$

Con esta relación, C/N viene expresada en dB.

La idea es situarse siempre por encima del umbral.

#### 7.4.11.5. Elección del tipo de modulación

La elección es como siempre, una cuestión de compromisos. Las curvas de la Fig. 7.71 muestran que cuanto más elevado es  $m_F$ , mejor es la ganancia de modulación

$$Ganancia de modulacion = 3m_F^2 \quad (7.190)$$

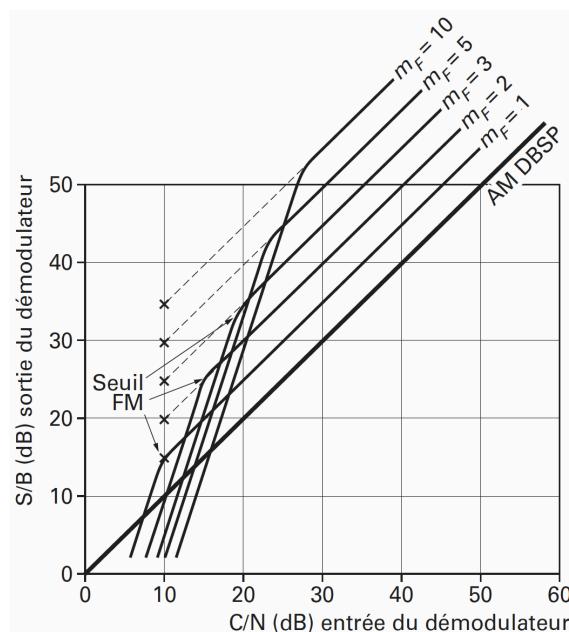


Fig. 7.71. Relación S/B en función de la C/N de entrada [1].

Por otro lado, la banda ocupada por la señal portadora modulada por la señal en banda base sigue la ley dada por la fórmula de Carson:

$$B = 2(m_F + 1)f_{1\max} \quad (7.191)$$

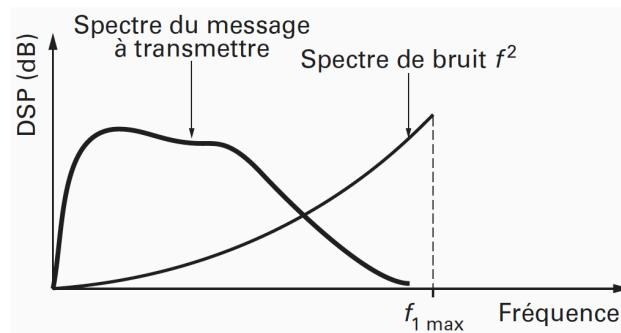
El ruido en esta banda de frecuencias viene dado por la relación  $N=KTB$ .

Incluso si descuidamos la ocupación espectral, está claro que no es posible optar por un valor grande de  $mF$  sin aumentar al mismo tiempo la potencia de transmisión.

Si hay una limitación en el parámetro de potencia transmitida, las curvas en la Fig. 7.71 demuestran que es mejor optar por  $mF = 1$  en lugar de  $mF = 5$  cuando la relación C / N es 15 dB.

#### 7.4.11.6. Pre-éñasis y de-éñasis

La Fig. 7.72 muestra el comportamiento de los espectros de ruido de una señal analógica real para transmitir. El espectro de una señal de audio o una señal de vídeo tiene una estrecha mirada real de la de la Fig. 7.72.



**Fig. 7.72.** Espectro de ruido y mensaje real a la salida de un demodulador de FM [1].

En los casos más prácticos, el espectro es generalmente disminuye en función de la frecuencia. Así, las señales tienen bajo consumo de energía en las bandas de frecuencias en las que, precisamente, el ruido es el mayor. Por tanto, la idea de la pre-éñasis es elevar el nivel de los componentes más altos antes de la modulación.

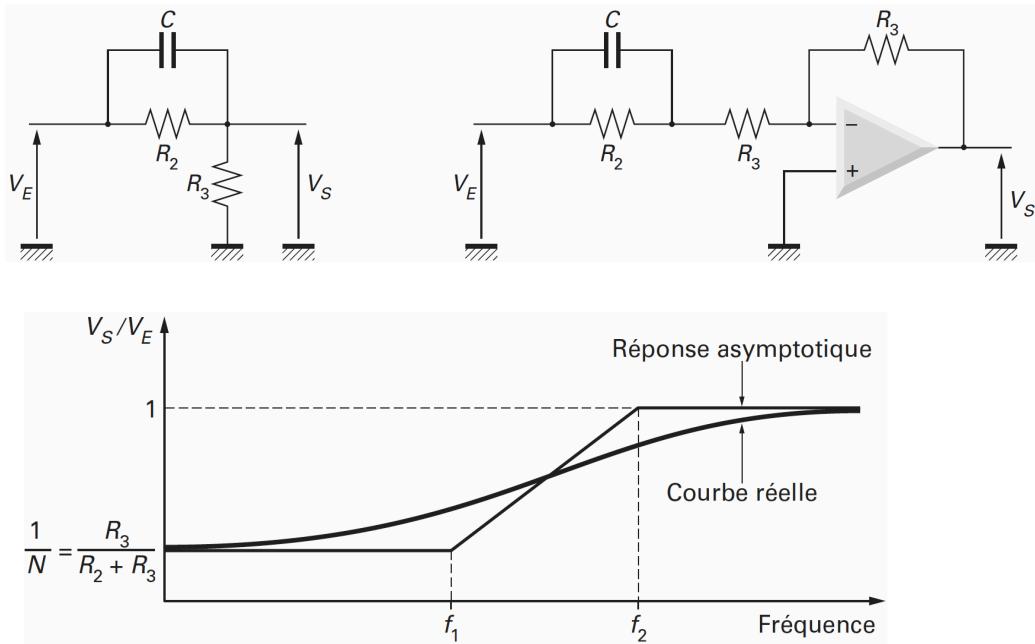
Después de la demodulación, una función inversa de pre-éñasis, de-éñasis se utiliza para recuperar la señal original.

A continuación, se utiliza generalmente la cadena de transmisión de la Fig. 7.73.



**Fig. 7.73.** Pre-éñasis y de-éñasis [1].

### Preenfasis



**Fig. 7.74.** Pre-éñfasis y función de transferencia [1].

$$\frac{V_s}{V_E} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \frac{R_2 C s + 1}{\frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} C s + 1} \quad (7.192)$$

Donde

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R C_2} \quad (7.193)$$

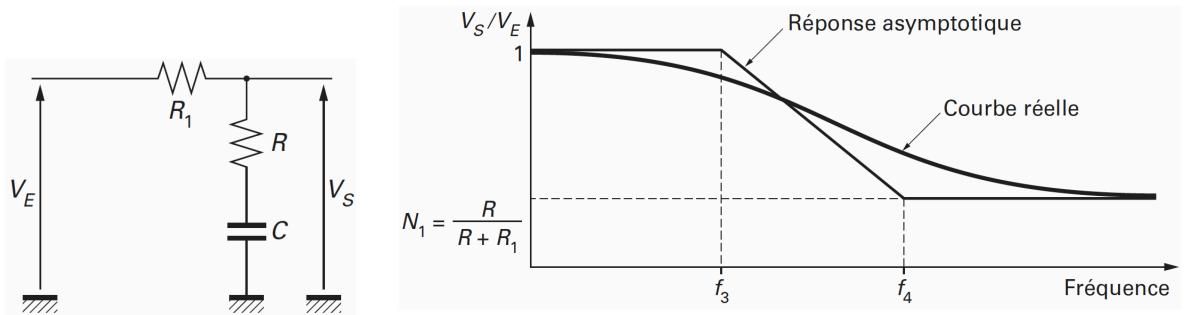
$$f_2 = \frac{1}{2\pi \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} C} \quad (7.194)$$

Para frecuencias altas, se eleva en un nivel N

$$N = 20 \log \frac{R_2 + R_3}{R_3} \quad (7.195)$$

En el caso de radiodifusión acústica, la constante de tiempo \$R\_2 C\$ es de \$50\mu s\$ .

## De-enfasis



**Fig. 7.75.** De-enfasis y función de transferencia [1].

$$\frac{V_s}{V_E} = \frac{RCs + 1}{(R + R_1)Cs + 1} \quad (7.196)$$

Donde las frecuencias de corte son:

$$f_3 = \frac{1}{2\pi(R + R_1)C} \quad (7.197)$$

$$f_4 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (7.198)$$

Para frecuencias altas, se eleva en un factor \$N\_1\$

$$N_1 = 20 \log \frac{R}{R + R_1} \quad (7.199)$$

Para que la célula de de-enfasis en la recepción anule el efecto del de-enfasis en la transmisión, es necesario que

$$\frac{R}{R + R_1} = \frac{R_3}{R_2 + R_3},$$

$$R + R_1 = R_2,$$

$$R = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}$$

De este modo,

$$R + R_1 = R_2,$$

$$R_3 = \frac{R}{R_1}(R + R_1)$$

El valor de \$C\$ es el mismo para los dos casos.

Si se fija la célula de preénfasis (esta es la segunda posibilidad), se halla la célula de de-enfasis correspondiente, obteniéndose:

$$R = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}$$

$$R_1 = \frac{R_2^2}{R_2 + R_3}$$

El valor de C es el mismo para los dos casos.

#### 7.4.12. Tabla comparativa de las características de las modulaciones analógicas

Tabla 7.7. Tabla comparativa de las características de las distintas modulaciones analógicas.

	Rapport S/B	Encombrement spectral bande de base $f_{l\max}$	Complexité modulateur	Ampli de sortie	Étage d'amplification FI en réception	Complexité démodulation	Applications
AM DBSP	1	$2f_{l\max}$	simple : un mélangeur équilibré	A	C.A.G	moyenne réception cohérente	multiplex stéréo FM chrominance PAL NTSC
AM BLU	1	$f_{l\max}$	complexe pour obtenir d'excellentes performances	A	G.A.G.	complexe	téléphonie par satellite radio-amateur
AM DBAB	$\frac{m_A^2}{2 + m_A^2}$	$2f_{l\max}$	simple mélangeur équilibré	A	C.A.G.	simple - réception cohérente - redressement	radiodiffusion qualité moyenne BW < 5 KHz G.O/O.M/O.C
AM BLR	1	$\approx f_{l\max}$	assez simple	A	C.A.G.	simple - réception cohérente - redressement	transmission télévision
FM	$3m_F^2$	$2(m_F + 1)f_{l\max}$	simple - VCO - PLL	C	limiteurs	simple - discriminateur à quadrature - PLL	radiodiffusion audio télévision par satellite

No se trata aquí de examinar un punto en particular, la relación señal-ruido y la eficiencia espectral, como se ha hecho en las descripciones teóricas, sino tener una vista panorámica de las ventajas y desventajas de cada tipo de modulación .

La relación señal-ruido y el espacio espectral tienen un espacio prominente en la Tabla 7.7, pero los otros ajustes no deben ser ignorados.

La complejidad de los criterios deben ser observados cuidadosamente. Aunque la complejidad no es sinónimo de dificultad, pueden producirse dificultades técnicas.

En el caso de la modulación SSB por ejemplo, incluso si se opta por moduladores de rechazo de imagen, el objetivo de la relación de rechazo de imagen no se considera a la ligera. Elegir un Rechazo de 100 dB por ejemplo, conduciría a dificultades técnicas reales. Aparte del caso especial de la BLU, el diseño e implementación de moduladores y demoduladores no plantean ningún problema particular. Aunque sería necesario también integrar los datos que afectan al emisor.

Si la amplitud de modulación, las etapas de salida deben ser lineales, es decir, operan en Clase A o AB.

La operación en la clase A implica un peor rendimiento de la etapa amplificadora, que es 25% en el mejor de los casos. Este parámetro puede ser muy importante si el emisor es autónomo y lo asociamos con los requisitos de peso, tamaño mínimo y la duración de la autonomía.

A la inversa, si se opta por modulación de frecuencia, la etapa de salida puede funcionar en clase C. La linealidad de amplitud es de poca importancia y el rendimiento es óptimo.

En la recepción, la demodulación se lleva a cabo sólo en raras ocasiones a la frecuencia portadora.

La frecuencia de la portadora se desplaza a una frecuencia que generalmente se llama frecuencia intermedia. Esta frecuencia se selecciona generalmente para facilitar la amplificación y la demodulación.

En el caso de modulación de amplitud, como las etapas de salida del transmisor, uno tiene que trabajar en los rangos lineales de los amplificadores para mantener la información de la amplitud. Por tanto, es necesario amplificar para poder procesar la señal, pero evitar la etapa de saturación a la frecuencia intermedia. La saturación completa de una o más etapas se traducirá en la pérdida total del mensaje.

Una compresión en la función de transferencia de entrada / salida distorsionará en el mensaje demodulado.

Será requisito indispensable para controlar la amplitud de la señal recibida por el demodulador y actuar en consecuencia. Es decir, aumentar la ganancia si la amplitud es insuficiente o disminuir la ganancia si la amplitud es demasiado grande. Esta es una función que comúnmente se conoce como control automático de ganancia.

Por el contrario, en modulación de frecuencia, es deseable eliminar cualquier modulación de amplitud residual.

Las etapas de amplificación en la frecuencia intermedia están constituidos de limitadores simples. Un circuito cuya función de transferencia sería  $V_S = k \log V_E$  es comparable a un limitador.

Para completar la visión del responsable de la elección de la modulación, debemos finalmente agregar un aspecto relativo a la regulación o legislación.

Algunas bandas de frecuencia están reservados para aplicaciones específicas en las que el tipo de modulación y por lo tanto el espacio espectral, se congelan.

Los ejemplos abundan en todos los casos Lanzamiento: la difusión, es en AM o FM y la televisión, ya sea terrestre o por satélite AM FM.

Por supuesto, cuando el medio es responsable de la transmisión privada, cable coaxial, fibra óptica, guía de ondas, nada impide la transmisión de una señal de video de frecuencia modulada a 700 MHz, por ejemplo.

En los párrafos anteriores, la relación señal a ruido se expresa en dB.

## 7.5. Bibliografía

- [1] François de Dieuleveult, Olivier Romain; *Électronique Appliquée aux Hautes Fréquences*, Dunod, Paris, 2008
- [2] Michael P. Fitz, *Fundamentals of Communication Systems*, McGraw-Hill, 2007
- [3] Manuel S. Pérez, Belé G. Iragüen, José L. Fernández Jambrina, Manuel S. Castañer, *Electrónica de Comunicaciones*, Pearson Prentice Hall; August 1953
- [4] Paul Tobin, *PSpice for Analog Communications Engineering*, Morgan & Claypool, 2007
- [5] Paul Tobin, *PSpice for Digital Communications Engineering*, Morgan & Claypool, 2007
- [6] Jon B. Hagen, *Radio-Frequency Electronics, Circuits*, Cambridge University Press, 2009
- [7] H.C Krauss, C.W. Bostian, F.H Raab, *Solid State Radio Engineering*, John Wiley & Sons, 1980
- [8] Grahame Smillie, *Analogue and Digital Communication Techniques*; Newnes, 1999
- [9] Wayne Tomasi, *Electronic Communications Systems: Fundamentals Through Advanced, Fourth Edition*; Prentice Hall, 2001