

# Cap. 5.- BANDA LATERAL ÚNICA

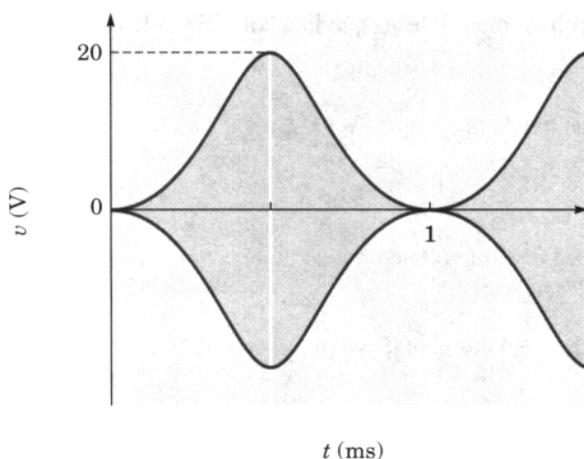
## AM con portadora suprimida

Aunque la AM de portadora completa es simple, no es una forma de modulación particularmente eficiente en términos del ancho de banda o de la relación señal a ruido. Se ha visto que el ancho de banda de la transmisión es dos veces la frecuencia modulante más alta, porque hay dos bandas laterales que contienen la misma información. También observamos que dos tercios o más de la potencia transmitida se encuentran en la portadora, que no contiene información y sólo sirve como ayuda para la demodulación.

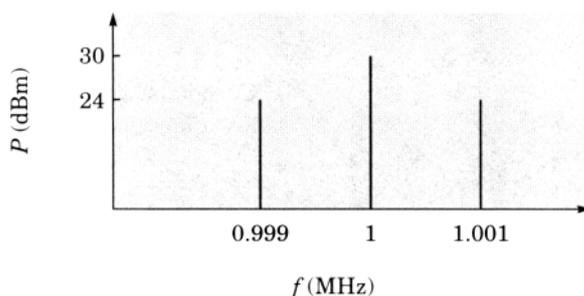
Eliminar la portadora antes que tenga lugar la amplificación de potencia permitiría que toda la potencia del transmisor se destine a las bandas laterales, dando como resultado un incremento sustancial en la potencia de la banda lateral. Eliminar la portadora de una señal de AM completamente modulada (modulación del 100%), cambiaría la potencia disponible para las bandas laterales de un tercio al total de ella. El incremento de potencia en las bandas laterales sería la potencia disponible total dividida entre la potencia en las bandas laterales con la portadora completa:

$$A_p = \frac{P_t}{(1/3)P_t} = 3$$

donde  $A_p$  = Aumento de potencia obtenido al suprimir la portadora



Dominio del tiempo  
(a) AM con portadora completa



Dominio de la frecuencia

**Figura 5.1.- DSBSC en los dominios del tiempo y de la frecuencia**

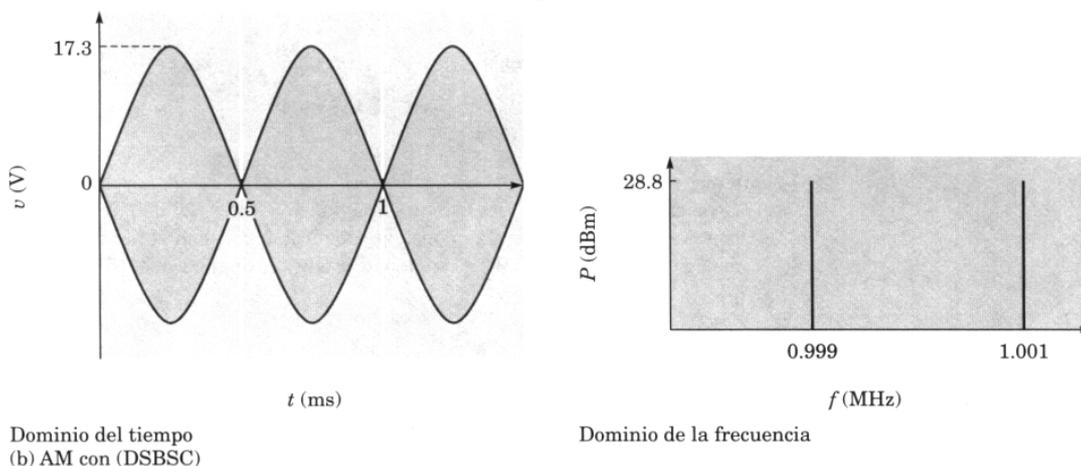
Lo anterior puede expresarse en decibeles:

$$A_p \text{ (dB)} = 10 \log A_p = 4.77 \text{ dB}$$

El aumento de potencia de casi 5 dB dado por la ecuación anterior es un valor mínimo, puesto que un sistema de AM, práctico por lo común, opera a menos de 100% de modulación.

En la *figura 5.2* se observa el efecto de eliminar la portadora de una señal de AM completamente modulada (modulación del 100%), tanto en el dominio del tiempo como de la frecuencia. En la *figura 5.2(a)* se ilustra una portadora de 1 MHz modulada al 100% por una onda seno de 1 KHz y aplicada a una carga de 50 ohm. La potencia de la portadora es 1 W (30 dBm). Cada banda lateral tiene un cuarto de la potencia de la portadora, o 24 dBm. En la *figura 5.2(b)*, se ve el resultado de usar la misma potencia total de la señal (1.5 W) para producir una señal doble de banda lateral con portadora suprimida (DSBSC). Puesto que no hay portadora, cada banda lateral tiene la mitad de la potencia total: 0.75 W (28.8 dBm).

Es evidente que la envolvente de la señal ya no es una representación fiel de la señal moduladora. De hecho, es sólo la suma de las señales de las bandas laterales inferior y superior.



**Figura 5.2.-**

Cuando se suman estas dos ondas seno (una a 0.999 MHz y la otra a 1.001 MHz), hay aumento cuando las dos señales están en fase y cancelación cuando están desfasadas. El resultado es una envolvente con una frecuencia igual a la diferencia entre las frecuencias de las dos bandas laterales; es decir, la frecuencia de la envolvente es dos veces la frecuencia moduladora.

La amplitud máxima de esta señal se determina como sigue. Cada banda lateral tiene una potencia de 0.75 W. En una carga de 50 ohms, el voltaje RMS que corresponde a una banda lateral se determina a partir de

$$\begin{aligned}
 P &= \frac{V_{RMS}^2}{R} \\
 V_{RMS} &= \sqrt{PR} \\
 &= \sqrt{0.75 \text{ W} \times 50 \Omega} \\
 &= 6.12 \text{ V}
 \end{aligned}$$

Se necesita el voltaje máximo o de pico. Puesto que una sola banda lateral es una onda seno, ésta se determina por

$$\begin{aligned}
 V_p \text{ (para una banda lateral)} &= \sqrt{2} V_{RMS} \\
 &= \sqrt{2} \times 6.12 \text{ V} \\
 &= 8.66 \text{ V}
 \end{aligned}$$

Cuando las dos señales están en fase, el voltaje de pico de la envolvente será la suma de los voltajes de pico individuales, o bien

$$\begin{aligned}
 V_p \text{ (para la señal completa)} &= 8.66 \text{ V} + 8.66 \text{ V} \\
 &= 17.3 \text{ V}
 \end{aligned}$$

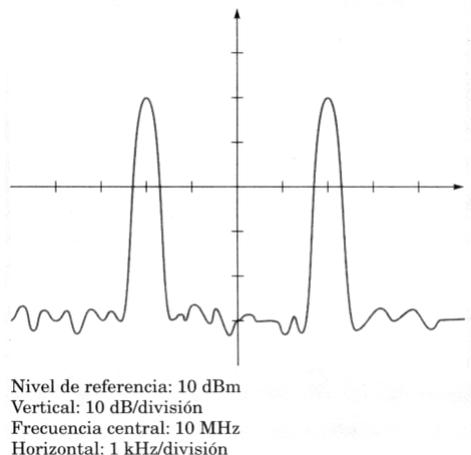
**EJEMPLO.-** Un analizador de espectro conectado a una señal de (DSBSC) presenta la pantalla mostrada en la *figura 5.3.-*

Calcule:

- (a) la potencia total de la señal
- (b) la frecuencia moduladora
- (c) la frecuencia de la portadora

**Solución**

- (a) Cada una de las dos bandas laterales está dos divisiones (20 dB) abajo del nivel de referencia de 10 dBm. Por consiguiente, cada banda lateral tiene una potencia de -10 dBm (100 μW). La potencia total es el doble de esto, 200 microwatt.



**Figura 5.3.- Ejemplo**

Las dos bandas laterales están separadas por cuatro divisiones de 1 KHz por división, o 4 KHz en total. La separación entre las bandas laterales es el doble de la frecuencia de modulación, que debe ser 2 KHz.

Aunque esta señal no tiene portadora, **aún tiene** una frecuencia de portadora. Esta es la frecuencia que la portadora tuvo antes de suprimirla. La frecuencia de la portadora está a la mitad entre las dos bandas laterales, así que es de 10 MHz. La combinación DSBSC AM no suele encontrarse por sí misma como esquema de modulación. Se utiliza como base para la generación de señales de banda lateral única con portadora suprimida (SSBSC, o sólo SSB), que se analizarán en la siguiente sección, y se encuentra también como componente en algunas señales multiplexadas más complejas, como la televisión a color y las señales de FM estéreo, que se describen más adelante en este texto.

## AM de banda lateral única

Las dos bandas laterales de una señal de AM son imágenes espejo entre sí, puesto que una consiste en la suma de las frecuencias de la portadora y la moduladora, y la otra es la diferencia. Así que una banda lateral es redundante, suponiendo que se conoce la frecuencia de la portadora, y debe ser innecesario transmitir ambas a fin de comunicar la información.

Es evidente que quitar una banda lateral reduce el ancho de banda por al menos un factor de dos. Puesto que la señal moduladora pocas veces se extiende justo hasta cc, el aumento de ancho de banda generalmente será mayor que dos. En la figura 5.4 se ilustra este efecto. La banda base, mostrada en la figura 5.4(a), es una señal de voz que se extiende en un intervalo de frecuencia de 300 Hz a 3 KHz. En la figura 5.4(b) se observa transmitida por DSBSC AM con una frecuencia portadora de 1 MHz. El ancho de banda será

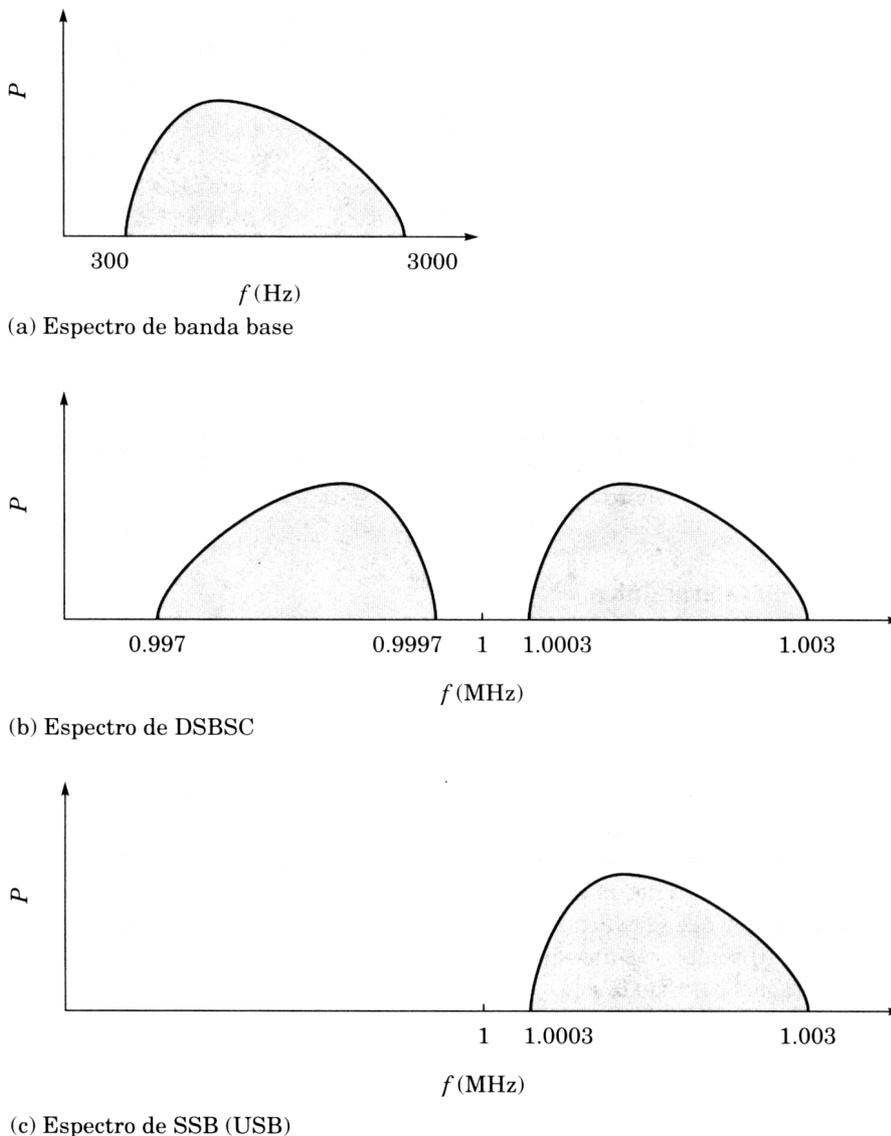
$$\begin{aligned} B &= 2 f_{m(máx)} \\ &= 2 \times 3 \text{ kHz} \\ &= 6 \text{ kHz} \end{aligned}$$

Con la transmisión de SSB, como se muestra en la figura 5.4(c), el ancho de banda de una banda lateral es

$$\begin{aligned} B &= f_{m(máx)} - f_{m(mín)} \\ &= 3 \text{ kHz} - 0.3 \text{ kHz} \\ &= 2.7 \text{ kHz} \end{aligned}$$

Esta reducción de ancho de banda trae dos beneficios. Quizá el más evidente es que la señal ocupa menos espectro. Esto permite transmitir el doble de señales en una determinada asignación de espectro. Sin embargo, no menos importante es el aumento en la relación señal a ruido que se logra al reducir el ancho de banda. Si el ancho de banda de la señal transmitida se reduce en 50%, el ancho de banda del receptor se reduce en una cantidad equivalente. Puesto que la potencia de ruido es *proporcional al ancho de banda*, reducir a la mitad el ancho de banda del receptor elimina la mitad del ruido. Suponiendo que la potencia de señal permanece constante, esto representa un aumento de 3 dB en la relación señal a ruido.

Resulta una onda de BLU cuando una banda de componentes de señal de audio (banda base) se traslada a la banda de RF. El proceso de traducción puede producir inversión de las componentes de frecuencia que comprenden el espectro de audio o no, dependiendo de la banda lateral seleccionada. No hay ninguna alteración del número o relación de los componentes de la señal salvo un cambio en la escala de frecuencias y la inversión de la relación de frecuencia, si la BLI (la banda lateral inferior) es seleccionada.



**Figura 5.4.- Transmisión de DSBSC y SSB(BLU) de una señal de voz**

El aumento de la relación señal a ruido que resulta de la reducción del ancho de banda, es adicional al que se logra al incrementar la potencia transmitida en las bandas laterales. La combinación del aumento de 3 dB de la reducción del ancho de banda con el aumento de 4.77 dB calculado en la ecuación de arriba da un aumento total en la relación señal a ruido de

$$\begin{aligned} \text{Mejora S/R} &= 4.77 \text{ dB} + 3 \text{ dB} \\ &= 7.77 \text{ dB} \end{aligned}$$

en comparación con AM de portadora completa con 100% de modulación. Puesto que las dos bandas laterales de una señal de AM contienen información idéntica, se utiliza tanto la transmisión de banda lateral superior (USB) como de banda lateral inferior (LSB), y ambas se encuentran en la práctica. Las transmisiones de BLU son incluso *más diferentes* a las de AM de portadora completa de lo que lo son las señales de DSBSC.

De hecho, si consideramos una señal de SSB de tono único, se encuentra que no hay envolvente en absoluto. Por ejemplo, considere una señal de USB en la que se modula una portadora de 1 MHz mediante una señal en banda base de 1 KHz. La USB será simplemente una senoide a una frecuencia determinada por

$$\begin{aligned}
 f_{usb} &= f_c + f_m \\
 &= 1.001 \text{ MHz}
 \end{aligned}$$

## La onda de BLU.-

En la Fig. 1-1 se muestran las relaciones de frecuencia presentes en un transmisor para demostrar el concepto que la transmisión de BLU involucra sólo *traslación* de frecuencia. La banda base se representa por una envolvente que puede pensarse de como una línea que une las puntas de amplitud de los componentes de frecuencia de la información en la señal de entrada. La línea cortada muestra la posición de la BLI (banda lateral inferior) mientras la envolvente de línea sólida muestra la posición de la BLS (la banda lateral superior) en el modulador de BLU. En la figura se asume una mezcla de frecuencias suma de modo tal que la BLS es mantenida en cada salida de los mezcladores, aunque podría entenderse que la inversión de la banda base es posible en cada punto de la traslación de frecuencia si la mezcla se hace por diferencia de frecuencias hacia una frecuencia superior. En la recepción, la señal de BLU se traslada hacia atrás del espectro de RF hacia el de AF de modo que se recupera la señal original.

En la FIG. 5.1 se asume una transmisión de voz como una banda compleja de componentes de audio. Realmente, la señal más simple que se puede considerar en un sistema de BLU es una señal única senoidal de audio. Una señal única de audio en un sistema de BLU perfecto permanece sin distorsión en todos los puntos del camino de transmisión. No se la puede distinguir de una señal de RF pura (puede ser una portadora sin modular) puesto que la señal de audio es trasladada idealmente en frecuencia sin cambiar su naturaleza senoidal.

Dos voltajes iguales de audio proveen un test simple y muy útil para un transmisor de BLU.

Cuando esta señal se traslada en frecuencia hacia el espectro de RF, aparece como en la Fig. 5.2A. Esta envolvente de RF se genera por la suma de dos ondas sinusoidales separadas un pequeño porcentaje en frecuencia. En la Fig. 1-2B se muestra cómo dos señales iguales senoidales "a y b" se suman para

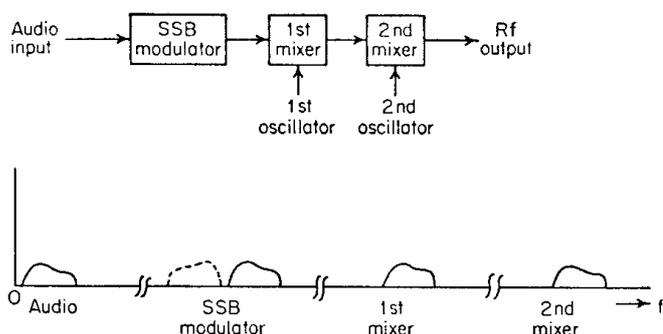
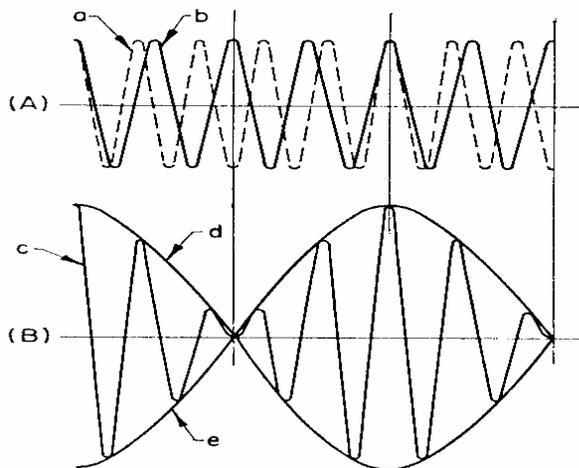


Figura 5.5 Espectros de frecuencia en varias partes de un transmisor

producir el diagrama de amplitud instantánea C. Las puntas de la onda de voltaje resultante trazan las envolventes "d y e", las que son simétricas respecto del eje cero. Las dos ondas senoidales iguales sumadas juntas producen una ondulación variable con el tiempo, cuya frecuencia depende de la diferencia de frecuencias de las dos ondas de entrada. Mientras la figura muestra justamente unos pocos ciclos de cada onda dentro de la envolvente, hay muchos más de modo tal que la envolvente aparece sólida cuando se la ve en un osciloscopio. El pico de la envolvente de las dos frecuencias está limitado por el mismo rango de potencia que para el caso de una sola frecuencia (capacidad del equipo)

Por lo tanto, mientras la potencia promedio es obviamente menor en el caso de las dos frecuencias, la potencia de pico llamada frecuentemente *PEP*, (*potencia envolvente de pico*), es la misma que la que se aplica para una señal de una sola frecuencia. Entonces, con dos tonos iguales, cada uno de ellos no debe exceder la mitad de la amplitud de la onda de una sola frecuencia. **La potencia promedio en cada frecuencia es un cuarto de la potencia de la señal de frecuencia única, y la potencia promedio total para una señal como en la Fig. 5.2B es la mitad de la potencia pico.**

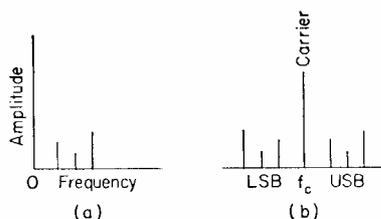
Siguiendo la misma línea de razonamiento, muestra que en un sistema limitado por la potencia de pico en BLU, consistente de *n* componentes de frecuencia



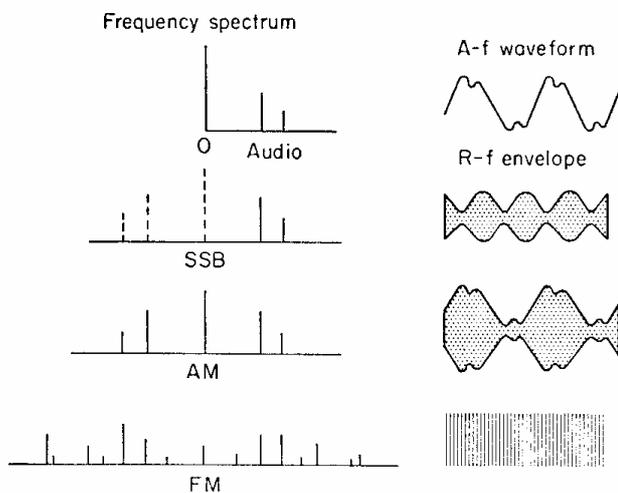
**Figura 5.6** Envolvente de RF para dos voltajes de AF iguales

iguales tiene  $1/n^2$  veces la potencia de pico en cada componente, y la potencia promedio es  $1/n$  veces la potencia de pico.

La modulación de BLU puede ser considerada casi una forma especial de AM. Eliminando una banda lateral y reduciendo o eliminando la portadora resulta en una señal llamada BLU.



**Figura 5.7** Espectro de una portadora de AM (a) Frecuencia de audio; (b) RF



**Ventajas de la transmisión de la banda lateral única.** Hay cuatro ventajas predominantes de la transmisión de la banda lateral única con portadora suprimida o reducida sobre la transmisión de doble banda lateral con portadora completa.

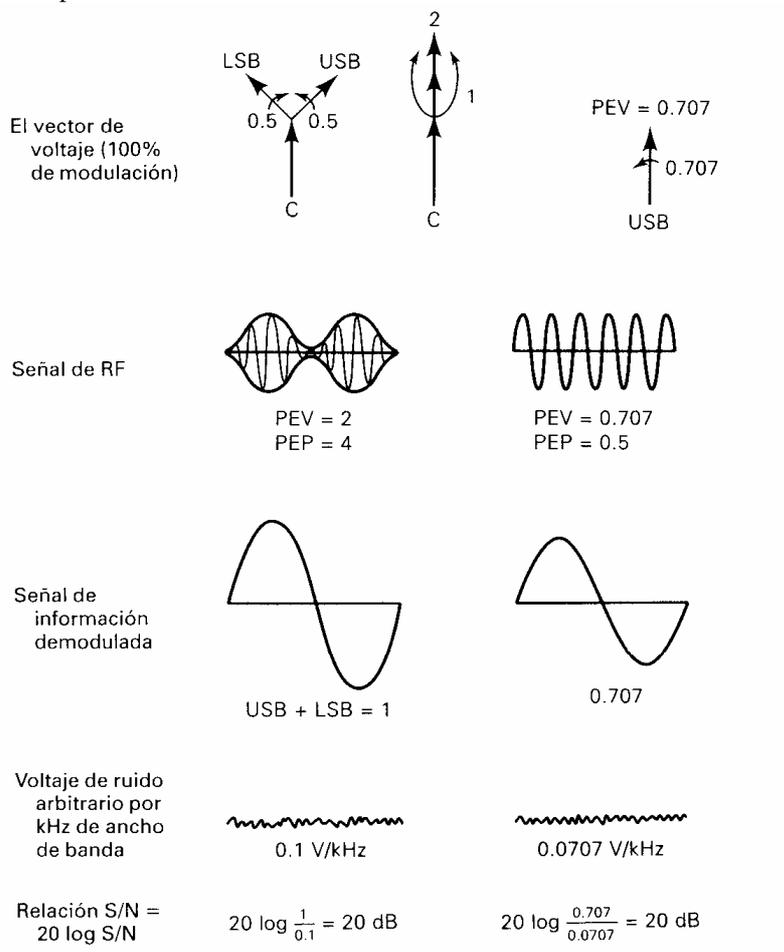


Figura 5.8 y 5.9 Comparación de sistemas de AM y BLU con relaciones señal ruido iguales

1) *Conservación del ancho de banda.* La transmisión de la banda lateral única requiere de la mitad del ancho de la banda, que la transmisión de doble banda lateral de la AM convencional. Esta ventaja es especialmente importante, hoy en día, con un espectro de frecuencias de radio que ya está saturado.

2) *Conservación de potencia.* Con una transmisión de banda lateral única, sólo se transmite una banda lateral y normalmente una portadora suprimida o reducida. Como resultado, se necesita mucho menos potencia total transmitida para producir esencialmente la misma cantidad de señal que se logra con la transmisión de doble banda lateral con portadora completa. En consecuencia, se pueden utilizar transmisores más pequeños y más confiables con la banda lateral única.

3) *Desvanecimiento selectivo.* Con la transmisión de la doble banda lateral, las dos bandas laterales y la portadora pueden propagarse a través del medio de transmisión por diferentes trayectorias y, por lo tanto, pueden experimentar diferentes deterioros en la transmisión. Esta condición se llama desvanecimiento selectivo. Un tipo de desvanecimiento selectivo se llama desvanecimiento de la banda lateral. Con el desvanecimiento de la banda lateral, una banda lateral se atenúa significativamente. Esta pérdida resulta en una amplitud de la señal reducida a la salida del demodulador de receptor y consecuentemente una relación de señal o ruido reducido a -3dB. Esta pérdida causa algo de distorsión, pero no es totalmente perjudicial para 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 la amplitud de la portadora. La reducción del nivel de la portadora, de una onda 100% modulada, hará que el voltaje de la portadora sea menor que la suma del vector de las dos bandas laterales. En consecuencia, la envolvente asemeja una señal sobremodulada, causando una distorsión severa de la señal demodulada.

La tercera causa del desvanecimiento selectivo es un desplazamiento de fase en la banda lateral o de la portadora. Cuando cambian las posiciones relativas de los vectores de la banda lateral y de la portadora de la señal recibida, ocurrirá un cambio definitivo en la forma de la envolvente, causando una señal demodulada severamente distorsionada.

Cuando se transmite sólo una banda lateral y una portadora reducida o totalmente suprimida, el desplazamiento de fase de la portadora y el desvanecimiento de la portadora no pueden ocurrir, y el desvanecimiento de la banda lateral sólo cambia la respuesta de la amplitud y la frecuencia de la señal demodulada. Estos cambios no producen generalmente suficiente distorsión para ocasionar pérdida de inteligibilidad con la señal recibida. Con la transmisión de banda lateral única, no es necesario mantener una relación de amplitud o fase específica entre las señales de la portadora y de la banda lateral.

4) *Reducción de ruido.* Debido a que el sistema de banda lateral única utiliza sólo la mitad del ancho de banda que la AM convencional, la potencia de ruido térmico se reduce a la mitad del sistema de doble banda lateral. Tomando en cuenta la reducción del ancho de banda y la inmunidad al desvanecimiento selectivo, los sistemas SSB gozan de una ventaja en la relación de S/N aproximada a 12 dB sobre la AM convencional (o sea, un sistema convencional de AM tiene que transmitir una señal 12 dB más potente, para alcanzar el mismo rendimiento que un sistema comparable de banda lateral única).

*Desventajas de la transmisión de banda lateral única.* Existen dos desventajas principales de la transmisión de banda lateral única con portadora reducida o suprimida en comparación con transmisión convencional de doble banda lateral con portadora completa.

1. *Receptores complejos.* Los sistemas de banda lateral única requieren de receptores más complejos y costosos que la transmisión de AM convencional. Esto se debe a que la mayoría de las transmisiones de banda lateral única incluyen una portadora reducida o suprimida; por lo tanto, no puede utilizarse la detección de envolvente a no ser que la portadora se regenere a un nivel elevado. Los receptores de la banda lateral única requieren de un circuito de sincronización y de la recuperación de la portadora, como un sintetizador de frecuencias PLL, que eleva su costo, complejidad y tamaño.
2. *Dificultades de sintonización.* Los receptores de banda lateral única requieren una sintonización más compleja y precisa que los receptores de AM convencionales. Esto es indeseable para el usuario normal. Esta desventaja puede superarse utilizando unos circuitos de sintonización más precisos, complejos y costosos.

## **Potencia en Banda Lateral Única (mediciones)**

Otra forma de modulación de SSB que suele utilizarse para mediciones de transmisor es la señal de prueba bitonal. Por ejemplo, vea la figura 5.10. Una portadora de 1 MHz se modula mediante dos frecuencias de banda base, 1 KHz y 3 KHz, produciendo la señal de AM mostrada en la figura 5.10(a). Se suprimen la portadora y la LSB dejando los dos componentes de la USB en 1.001 y 1.003 MHz. Esto es bastante evidente en el dominio de frecuencia, como se ilustra en la figura 5.10(b). En el dominio del tiempo, ilustrado en la figura 5.10(c), la suma de los dos componentes de frecuencia crea una envolvente que es idéntica a la de la señal de DSBSC con modulación de tono único, como se muestra en la figura 5.2.

Los transmisores de banda lateral única se clasifican por la *potencia de envolvente pico (PEP)* y en el voltaje pico de la envolvente (PEV), en lugar de simplemente el voltaje y la potencia rms. Para una señal modulante de frecuencia única, la señal de salida modulada con transmisión de banda lateral única con portadora suprimida *no es una envolvente*, sino una señal de una frecuencia sencilla continua. Una sola frecuencia no es representativa de una señal típica de información. Por lo tanto, para fines de prueba, una señal de prueba de dos frecuencias se utiliza para la señal de modulación para la cual los dos tonos tienen amplitudes iguales. La figura 5-25a muestra la forma de una onda producida por un modulador de SSBSC con una señal modulante de dos tonos. La forma de onda es la suma de los vectores de las dos frecuencias laterales de igual amplitud y es similar a una forma de onda de AM convencional, excepto porque la velocidad de repetición es igual a la diferencia entre las dos frecuencias de la señal modulante. La figura 5-25b muestra la envolvente para una señal de prueba de dos tonos cuando se agrega una portadora piloto de baja amplitud. La envolvente tiene básicamente la misma forma, excepto cuando se agrega una vibración de onda seno con una amplitud baja en la frecuencia de la portadora.

La envolvente del BLU de dos tonos es una consideración importante, porque es de esta envolvente que se determina la potencia de salida para un transmisor de BLU. La PEP para un transmisor de SSBSC es análoga a la potencia total de salida de un transmisor de doble banda lateral con portadora completa. El PEP clasificado es la potencia de salida medida en el pico de la envolvente cuando la entrada es una señal de prueba de dos tonos y los dos tonos son iguales en magnitud.

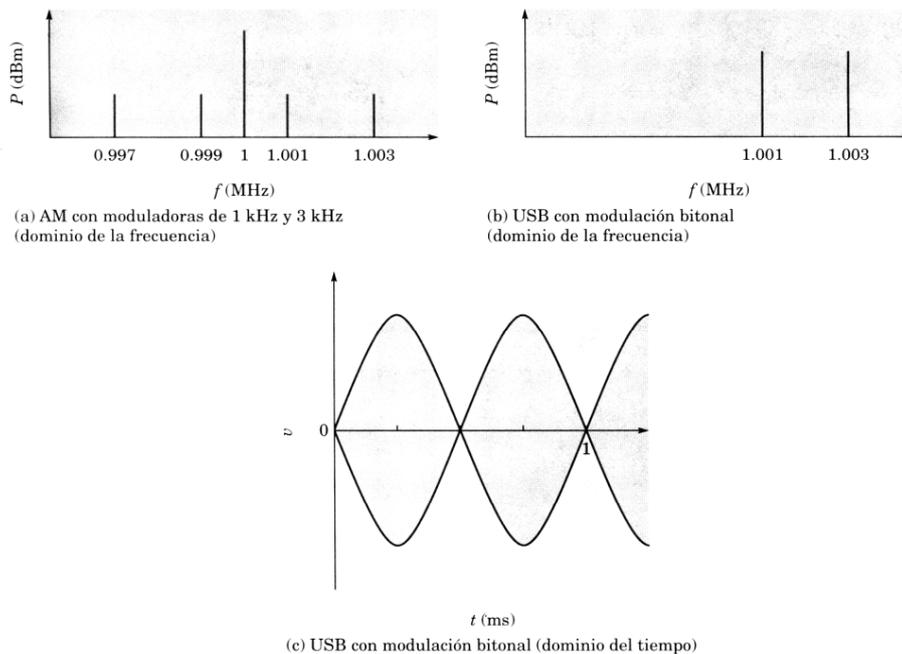


Figura 5.10.- Modulación bitonal

**EJEMPLO.** Un transmisor genera una señal de LSB con una frecuencia de portadora de 8 MHz. ¿Qué frecuencias aparecen en la salida con una señal moduladora bitonal con frecuencias de 2 KHz y 3.5 KHz?

Solución Puesto que la señal es LSB, los componentes se encuentran al restar la frecuencia moduladora de la frecuencia de la portadora. Por lo tanto, las frecuencias de salida son

$$8 \text{ MHz} - 2 \text{ KHz} = 7.998 \text{ MHz}$$

y

$$8 \text{ MHz} - 3.5 \text{ KHz} = 7.9965 \text{ MHz}$$

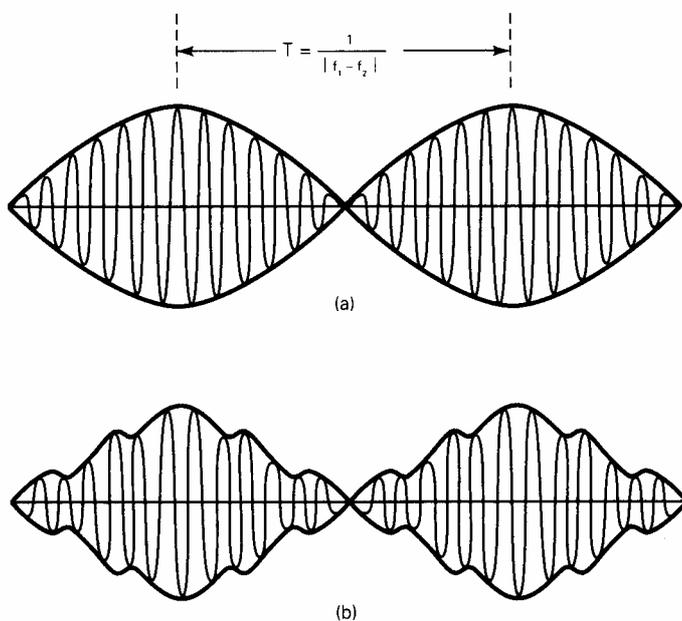


Figura 5-11 Señal de prueba de BLU de dos tonos

### Potencia en señales con portadora suprimida (PEP)

La potencia de portadora es inútil como medida de la potencia en una señal DSBSC o SSBSC, ya que dicha potencia de portadora es cero (en teoría) para estas señales. Por el contrario, se utiliza la peak envelope power, PEP (potencia de

envolvente pico o máxima). Es simplemente la potencia en los picos de modulación, calculada por medio de la fórmula RMS:

$$PEP = \frac{(V_p/\sqrt{2})^2}{R_L}$$

$$= \frac{V_p^2}{2R_L}$$

donde  $PEP$  = potencia de envolvente pico en watts  
 $V_p$  = voltaje pico de la señal en volts  
 $R_L$  = resistencia de la carga en ohms

En la figura 5.12 se ilustra este cálculo. La señal mostrada representa una señal de SSB con modulación bitonal. El voltaje pico o máximo es de 25 V, y se supone que la carga es de 50 ohm, resistiva.

Entonces la potencia de envolvente pico es:

$$PEP = \frac{V_p^2}{2R_L}$$

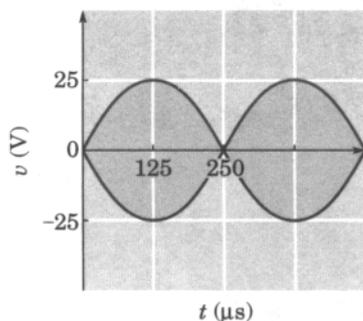
$$= \frac{(25 \text{ V})^2}{2 \times 50 \Omega}$$

$$= 6.25 \text{ W}$$

La PEP no es la misma que la potencia pico instantánea. De hecho, es la mitad de la potencia instantánea máxima. Esto se ve fácilmente al recordar que la potencia instantánea es simplemente

$$P = \frac{v^2}{R}$$

donde  $v$  = voltaje instantáneo a través de la resistencia R



**Figura 5.12.- Cálculo de la PEP**

El voltaje instantáneo máximo es simplemente  $V_p$  así que la potencia máxima instantánea es

$$P_{m\acute{a}x} = \frac{V_p^2}{R_L}$$

que es dos veces la PEP dada por la ecuación de una senoide.

**EJEMPLO.** Calcule la potencia promedio de la señal ilustrada en la figura 5.12.

**Solución:** Ayuda recordar que esta forma de onda se crea de la suma algebraica de dos ondas seno de igual amplitud, separadas en frecuencia por una pequeña cantidad (2 KHz, en este ejemplo). Cuando las señales están desfasadas exactamente 180°, se cancelarán por completo, como se muestra en  $t = 0$  y  $t = 250$  microsegundos. Por otro lado, cuando están en fase, se suman las amplitudes pico, como ocurre en la figura a  $t = 125$  microsegundos. Puesto que las dos ondas seno tienen igual amplitud, la amplitud pico de cada una debe ser la mitad del voltaje pico de la señal combinada, o 1.25 V en cada una.

La potencia promedio total en la señal será la suma de las potencias promedio de las dos componentes. Cada componente, que es una onda seno, tendrá una potencia igual a

$$\begin{aligned}
 P &= \frac{V_{RMS}^2}{R_L} \\
 &= \frac{(V_p/\sqrt{2})^2}{R_L} \\
 &= \frac{V_p^2}{2R_L} \\
 &= \frac{(12.5 \text{ V})^2}{2 \times 50 \Omega} \\
 &= 1.56 \text{ W}
 \end{aligned}$$

La potencia total promedio de la señal será el doble de esto, o bien, 3.125 W. Es decir la mitad de la PEP de 6.25 W, que ya se determinó.

No hay relación simple entre la PEP y la potencia promedio para una señal de voz aleatoria. En general, la potencia promedio con modulación de la voz varía de PEP/4 a PEP/3.

También es importante distinguir la PEP de la potencia promedio. Para una señal de prueba bien definida, puede determinarse una relación entre ellas. Con la modulación de tono único, la PEP y la potencia promedio son iguales, puesto que la señal es una onda seno con el mismo voltaje pico para cada ciclo. Con la señal bitonal de la figura 3.17, la relación es un poco más complicada pero aún fácil de hallar. Hay varias formas para hacerlo, una de las cuales se ilustra en el ejemplo siguiente.

Con una señal de salida así, la potencia real disipada en la carga es igual a la mitad de la PEP. Por lo tanto, el voltaje desarrollado a través de la carga es

$$e_{total} = \sqrt{E_1^2 + E_2^2}$$

en donde  $E_1$  y  $E_2$  son los voltajes rms de los dos tonos de prueba. Por lo tanto,

$$PEP = \frac{\sqrt{E_1^2 + E_2^2}}{R}$$

$$PEP = \frac{2E^2}{R} \quad (5-1)$$

y, ya que  $E_1 = E_2$  ;

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

$$P_{promedio} = \frac{2E^2}{R} = \frac{PEP}{2} \quad (5-3)$$

Se utilizan dos tonos de prueba de igual amplitud para la señal de prueba por las siguientes razones:

1. Un tono produce una salida continua de frecuencia sencilla que no produce intermodulación.
2. La señal de salida de la frecuencia sencilla no es análoga a la señal de información normal.
3. Más de dos tonos hacen el análisis impracticable.
4. Dos tonos de igual amplitud le exigen más a un transmisor de lo que es probable que ocurra en una operación normal.

## EJEMPLO

Para una señal de prueba de dos tonos de 1,5 y 3 KHz y una frecuencia portadora de 100 KHz, determine en 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  $e_1 = e_2 = 5 \text{ V}$  y una resistencia de  $50 \Omega$ , la PEP y la potencia de salida promedio.

**Solución** (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) Sustituyendo en la ecuación 5-1 da

$$PEP = [4(0.707 \times 5)^2]/50 = 1 \text{ W}$$

# Generación de BLU

El uso común determinó dos métodos principales para generar una onda de BLU. Estos métodos son el de filtrado y el de desfasaje. El método de filtrado es muy directo y a la vez más perfecto puesto que involucra solamente la selección de componentes de una banda base utilizando un filtro pasa banda. El método de desfasaje depende de la cancelación mutua de voltajes de RF y por lo tanto es más complicado y crítico a la hora del ajuste en equipos analógicos. Como en la industria no se fabrican más equipos de desfasaje analógicos, enfocaremos el estudio principal sobre el método de filtrado y luego veremos el método de desfasaje usando un DSP.

## Método de filtrado

La generación de BLU por filtrado utiliza un modulador seguido por un filtro selectivo como se muestra en la Fig. 4-1a. Se puede entender la generación y selección considerando el proceso del AM. Puesto que el proceso del AM de una portadora con tres frecuencias de audio puede ser expresada por

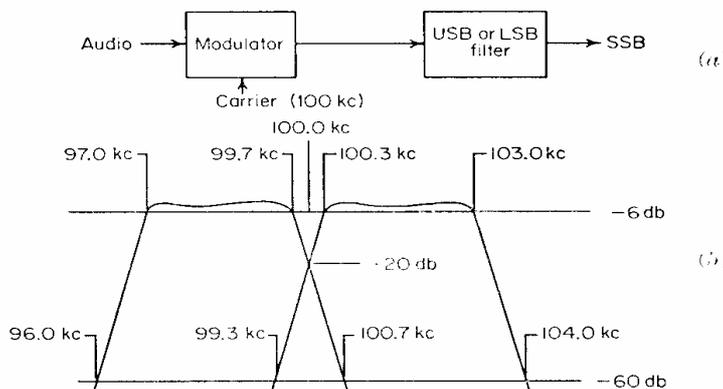
$$e(t) = E \cos 2\pi f_c t + \frac{E}{2} [m_1 \cos(\omega_c + \omega_1)t + m_2 \cos(\omega_c + \omega_2)t + m_3 \cos(\omega_c + \omega_3)t] + \frac{E}{2} [m_1 \cos(\omega_c - \omega_1)t + m_2 \cos(\omega_c - \omega_2)t + m_3 \cos(\omega_c - \omega_3)t]$$

donde

- $f_c$  = frecuencia portadora;  $\omega_c = 2\pi f_c$
- $\omega_1, \omega_2, \omega_3$  = tres tonos representativos de audio
- $m_1, m_2, m_3$  = los índices de modulación de los tonos respectivos

La relación de fase de los tonos se desprecia para simplificar la expresión de arriba. Se genera un grupo de tres frecuencias por arriba de la portadora y otro de tres frecuencias por debajo de la portadora. Componentes de distorsión producidas por el proceso de modulación pueden ser encontradas ya sea dentro de la banda de interés o en bandas separadas en armónicas de la portadora. El modulador produce siempre las bandas laterales superior e inferior simétricamente a ambos lados de la portadora.

Un filtro selectivo del ancho de banda de paso apropiado se utiliza para seleccionar la banda lateral deseada, como en la Fig. 4-1b



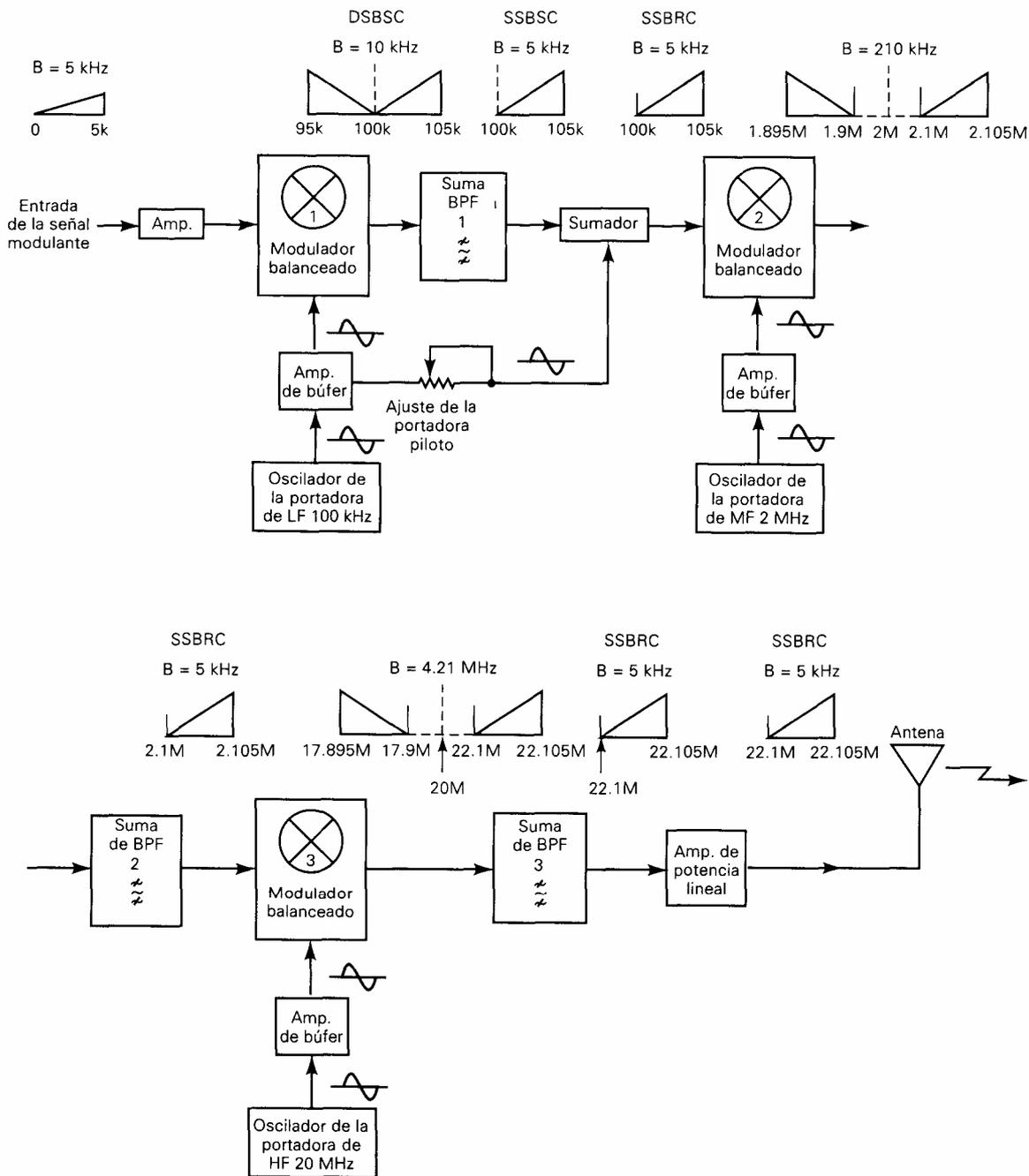
**Figura. 5.13** Método de filtrado de BLU

Los filtros también reducen el voltaje de portadora. Algunos generadores de BLU hacen uso de un filtro separado de rechazo de portadora para reducir aún más la emisión de la portadora. La banda lateral deseada puede ser seleccionada cambiando de un filtro a otro (Fig. 4-1b) Se asume una frecuencia portadora de 100KHz, aunque cualquier otra frecuencia que coincida con la construcción de los filtros servirá muy bien. Para los filtros mostrados, se ofrece una atenuación de 20 dB a la portadora, lo que evita la necesidad de ajustes críticos de balance de portadora en el modulador. El corte del filtro debe ser muy agudo para asegurar el rechazo de las frecuencias no deseadas y reducir la distorsión. También puede utilizarse un filtro único para seleccionar las bandas laterales, siempre que se disponga de dos frecuencias portadoras (Fig. 4-2) Cuando la frecuencia de portadora se coloca por debajo del filtro, pasará la BLS. Si colocamos la portadora por encima del filtro, entonces pasará la BLI. Siempre y cuando se mueva la frecuencia de portadora de un valor a otro, deberán compensarse estos movimientos en las frecuencias de los mezcladores sucesivos para

mantener la misma frecuencia de salida. También se puede seleccionar la banda lateral deseada cambiando la frecuencia del mezclador para que la suma o resta de la frecuencia de salida determinada. Si bien los filtros de BLU tienden a encarecer el equipo, el costo está plenamente justificado porque las características de diseño pueden garantizarse en el tiempo.

Los transmisores utilizados para la transmisión de banda lateral única con portadoras reducida y suprimida son idénticos, excepto porque los transmisores de portadora reinsertada tienen un circuito adicional que agregará una portadora de baja amplitud a la forma de onda de la banda lateral única, después de que se ha realizado la modulación de portadora suprimida y se ha removido una de las bandas laterales. La portadora reinsertada se llama portadora piloto. El circuito donde se reinserta la portadora se llama sumador lineal, si es una red de resistores y una bobina híbrida, si la forma de onda SSB y la portadora piloto se combinan inductivamente en un circuito de puente de transformadores. Se utilizan por lo común tres configuraciones de transmisor para la generación de bandas laterales únicas: el método de filtro, el método de desplazamiento de fase y el llamado tercer método.

La figura 5-13 muestra un diagrama a bloques para un transmisor SSB que utiliza moduladores balanceados para suprimir la portadora indeseada, y filtros para suprimir la banda lateral indeseada. La señal modulante es un espectro de audio que se extiende de 0 a 5 KHz. La señal modulante se mezcla con una portadora de 100 KHz, de baja frecuencia (LF), en el modulador balanceado 1 para producir un espectro de frecuencias de doble banda lateral centrado alrededor de la portadora de IF suprimida de 100 KHz. El filtro pasa-bandas 1 (BPF 1) se sintoniza a un ancho de banda de 5 KHz centrado alrededor de 102.5 KHz, que es el centro del espectro de frecuencias de banda lateral superior. La portadora piloto o de amplitud reducida se agrega a la forma de onda de banda lateral única en la etapa de reinsertación de la portadora, que simplemente es un sumador lineal. El sumador es un circuito simple sumador que combina la portadora piloto de 100 KHz con el espectro de frecuencias, de banda lateral superior, de 100 a 105 KHz. Por lo tanto, la salida del sumador es una forma de onda SSBRC [*Single Side Band Reduced Carrier*]. (*Si se desea una transmisión de portadora suprimida, puede omitirse la portadora piloto y el circuito sumador.*)



**Figura 5-14** Transmisor de BLU por filtrado

La IF de baja frecuencia se convierte a la banda de frecuencia de operación final a través de una serie de traslaciones de frecuencias. Primero, la forma de onda SSBRC se mezcla en el modulador balanceado 2 con una portadora de frecuencia mediana (MF) de 2 MHz. La salida es una señal de doble banda lateral con portadora suprimida, en donde cada una de las bandas laterales superiores e inferiores contienen el espectro de frecuencias SSBRC original. Las bandas laterales superiores e inferiores están separadas por una banda de frecuencia de 200 KHz, que no tiene información. La frecuencia central de BPF2 es de 2,1025 MHz con un ancho de banda de 5 KHz. Por lo tanto, la salida de BPF 2 es, una vez más, una forma de onda de banda lateral única con portadora reducida. Su espectro de frecuencias comprende una segunda portadora de IF reducida de 2,1 MHz y una banda lateral superior de 5 KHz. de ancho. La salida de BPF 2 se mezcla con una portadora de alta frecuencia (HF), de 20 MHz, en el modulador balanceado 3. La salida es una señal con portadora de doble banda lateral con portadora suprimida en donde las bandas laterales superiores e inferiores nuevamente contienen, cada una, el espectro de frecuencias SSBRC original. Las bandas laterales están separadas por una banda de frecuencias de 4,2 MHz que no tiene información. El BPF 3 está centrado en 22,1025 MHz, con un ancho de banda de 5 KHz. Por lo tanto, la salida de BPF 3 es nuevamente una forma de onda de banda lateral única con una por-

tadora de RF reducida de 22,1 MHz y una banda lateral superior de 5 KHz de ancho. La forma de onda de salida se amplifica en el amplificador de potencia lineal y luego es transmitida.

En el transmisor que acabamos de describir, el espectro de frecuencias de la señal modulante original se convirtió para aumentar en tres pasos de modulación a una frecuencia de portadora final de 22,1 MHz y una banda lateral superior única que se extendía desde la portadora a 22,105 MHz. después de cada conversión para aumentar la frecuencia (traslación de frecuencias), la banda lateral deseada se separa del espectro de doble banda lateral con BPF. El mismo espectro de salida final se puede producir con un solo proceso de heterodinaje: un modulador balanceado, un filtro de pasa-bandas y una sola fuente de portadora de HF. La figura 5-14a muestra el diagrama a bloques y el espectro de frecuencias de salida para un transmisor de conversión simple. La salida del modulador balanceado es un espectro de frecuencias de doble banda lateral centrado alrededor de una frecuencia de portadora suprimida de 22.1 MHz. Para separar la banda lateral superior de 5 KHz de ancho del espectro de frecuencias compuestas, se requiere de un BPF de polo múltiple, con un Q extremadamente alto. Un BPF que cumple con este criterio es en sí difícil de construir, pero supongamos que éste fuera un transmisor de canal múltiple y la frecuencia de la portadora fuera sintonizable, entonces el BPF también debe ser sintonizable. Construir un BPF sintonizable en el rango de frecuencia de los megahertz con un pasa-bandas de sólo 5 KHz esta más allá de una viabilidad económica, así como de ingeniería. El BPF 1 es el único BPF en el transmisor mostrado en la figura 5-13 que debe separar las bandas laterales que están inmediatamente adyacentes entre sí. Para construir un ancho de 5 KHz, de pendiente abrupta PBF 2, en 100 KHz, es una tarea relativamente simple que sólo requiere de un Q moderado. Las bandas laterales separadas por BPF 2 están separadas 200 KHz, así, un filtro Q bajo, con características graduales de atenuación, puede usarse sin peligro de pasar cualquier porción de banda lateral indeseada BPF 3, separa bandas laterales que están separadas 4.2 MHz. Si se utiliza canal múltiple la portadora de HF es sintonizable, se puede utilizar un solo filtro de banda ancha para BPF 3 sin peligro de que cualquier porción de la banda lateral indeseada se escape a través del filtro. Para operaciones de canal simple, el transmisor de conversión sencilla es el diseño más simple, pero para la operación de canal múltiple, es más práctico el sistema de conversión triple. Las figuras 5-14b y c muestran el espectro de salida y los requerimientos de filtración para ambos métodos.

**Filtros de banda lateral única.** Debe ser evidente que los filtros son una parte esencial de cualquier sistema de comunicación electrónica y especialmente los sistemas de banda lateral única. Los transmisores, al igual que los receptores, tienen requerimientos para redes altamente selectivos para limitar los espectros de frecuencias de la señal y de ruido. Los filtros LC convencionales no tiene un Q lo suficientemente alto para la mayoría de los transmisores de banda lateral única. Por lo tanto, los filtros utilizados para la generación de bandas laterales únicas usualmente están contruidos de materiales de cristal o cerámica. Hay también los llamados filtros mecánicos, y filtros de onda acústica superficial (SAW).

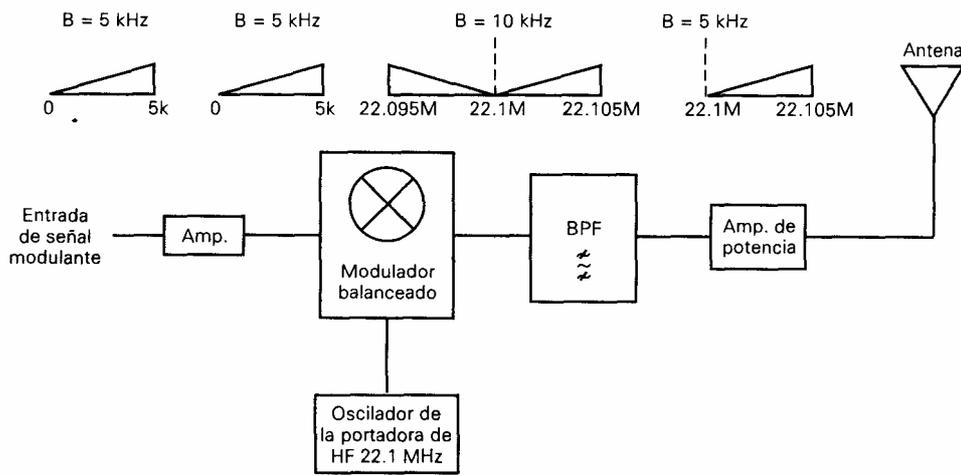
**Filtros de cristal.** El filtro de red cristalina se utiliza comúnmente en sistemas de banda lateral única. El diagrama esquemático para un filtro típico de pasa-bandas, la red con cristal, se muestra en la figura 5-15a. La red comprende dos conjuntos de pares de cristales acoplados (X1 y X2, X3 y X4) conectados entre los transformadores de entrada y salida sintonizados T1 y T2. Los cristales X1 y X2 están conectados en paralelo. Cada par de cristales se acopla en frecuencia dentro de 10 a 20 Hz. X1 y X2 se cortan para operar en la frecuencia de corte inferior del filtro, X3 y X4 se cortan para operar en la frecuencia de corte superior. Los transformadores de entrada y salida están sintonizados al centro del pasa-bandas, que tiende a extender la diferencia entre las frecuencias de resonante en serie y en paralela. C1 y C2 se utilizan para corregir cualquier sobremedida de la diferencia de frecuencias bajo condiciones de cristales similares.

La operación del filtro de cristal es similar a la operación de un circuito de puente. Cuando las reactancias de los brazos del puente son iguales y tienen el mismo signo (ya sea inductivo o capacitivo), las señales propagándose a través de las dos trayectorias posibles del puente se cancelan mutuamente. En la frecuencia donde las reactancias tienen magnitudes iguales y los signos opuestos (uno inductivo y otro capacitivo), la señal se propaga a través de la red con amplitud máxima.

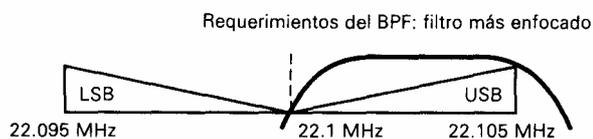
La figura 5-15b muestra una curva típica de características para un filtro pasa bandas de red cristalina. Los filtros de cristal están disponibles con un Q tan alto como 100,000. El filtro que se muestra en la figura 5-15a es un filtro de elemento simple. Sin embargo, para que un filtro de cristal pase adecuadamente una banda específica de frecuencias y rechace todas las demás, se necesitan por lo menos dos elementos.

Las pérdidas de inserción típicas para filtros de cristal están entre 1.5 y 3 dB.

**Filtros de cerámica.** Los filtros de cerámica están hechos de zinconato-titanato de plomo, que exhibe un efecto piezoeléctrico. Por lo tanto, operan de manera bastante similar a los filtros de cristal, excepto por que los filtros de cerámica no tienen un factor Q tan alto. Los valores típicos de Q para los filtros de cerámica llegan hasta 2000 aproximadamente. Los filtros de cerámica son más baratos, más pequeños y más robustos que sus contrapartes de red cristalina. Sin embargo, los filtros de cerámica tienen más pérdida. La pérdida de inserción para los filtros de cerámica es normalmente entre 2 y 4 dB.



(a)



(b)



(c)

**Figura 5-15** Transmisor de SSBSC de conversión sencilla, método de filtro

Los filtros de cerámica, por lo general vienen en paquetes individuales de tres terminales; paquetes de dos elementos y ocho terminales; y paquetes de cuatro elementos y catorce terminales. Los filtros de cerámica cuentan con las características de selectividad simétrica, de bajo perfil y de tamaño pequeño, una respuesta espuria baja, y una excelente inmunidad a variaciones en las condiciones ambientales con una variación mínima en las características de operación. Sin embargo, deben tomarse ciertas precauciones con los filtros de cerámica, que incluyen lo siguiente:

1. *Condiciones de carga y de acoplamiento de impedancias:* Los filtros de cerámica difieren de las bobinas en cuanto a que su impedancia no se puede cambiar tan fácilmente. Al utilizar filtros de cerámica, es muy importante que las impedancias sean acopladas adecuadamente.
2. *Señales espurias:* En prácticamente todos los casos donde se utilizan los filtros de cerámica, se generan señales espurias. Para suprimir estas respuestas, la forma más sencilla y más efectiva es acoplar la impedancia con los transformadores de IF.
3. *Acoplamiento de bobinas:* Cuando surgen dificultades en la supresión de respuestas espurias o para mejorar la selectividad o para acoplar la impedancia en las etapas de IF, se aconseja el uso de una bobina como acoplamiento de impedancia.
4. *Error en las conexiones de cableado de entrada y salida:* Debe tenerse cuidado al conectar las terminales de entrada y salida de un filtro de cerámica. Cualquier error causará distorsión en las formas de ondas y posiblemente la desviación de frecuencias en la señal.
5. *Uso de los filtros de cerámica en cascada:* Para una mejor operación, deberá utilizarse una bobina entre dos unidades de filtros de cerámica. Cuando el costo es un factor y es necesaria una conexión directa, se puede utilizar un capacitor o un resistor apropiado.

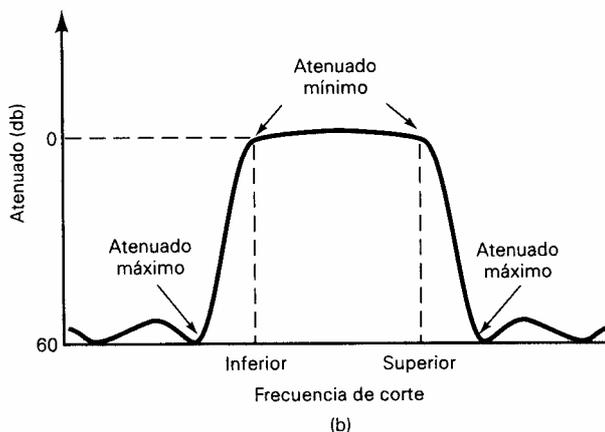
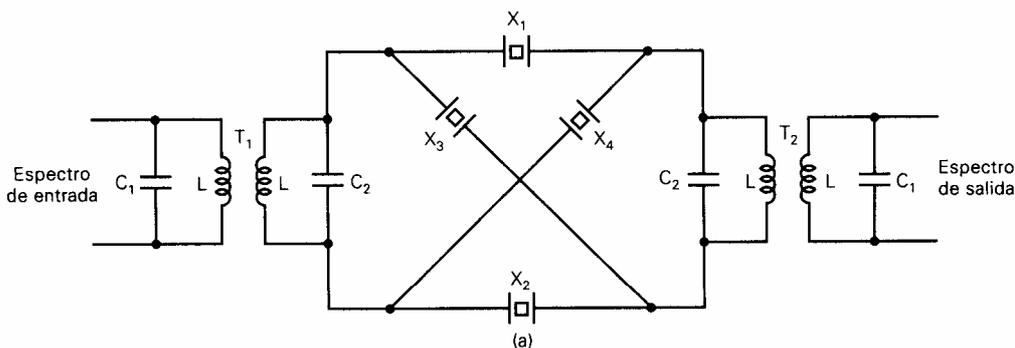


Figura 5-16 Filtro de red cristalina

**Filtros mecánicos.** Un filtro mecánico es un transductor de resonancia mecánica. Recibe energía eléctrica, la convierte en vibraciones mecánicas y luego convierte las vibraciones nuevamente a energía eléctrica a la salida. Esencialmente, un filtro mecánico comprende cuatro elementos: un transductor de entrada que convierte la energía eléctrica de entrada en vibraciones mecánicas, una serie de discos metálicos de resonancia mecánica que vibran a la frecuencia de resonancia deseada, un tubo de acoplamiento que acopla los discos metálicos, y un transductor de salida que convierte nuevamente las vibraciones mecánicas en energía eléctrica. La figura 5-16 muestra el circuito eléctrico equivalente para un filtro mecánico. Los circuitos resonantes en serie (combinaciones de LC) representan los discos metálicos, el capacitor de acoplamiento C, representa el tubo de acoplamiento, y R representa las cargas mecánicas acopladas. La frecuencia resonante del filtro se determina por los discos LC en serie, y C, determina el ancho de banda. Los filtros mecánicos son más robustos que los filtros de cerámica o de cristal y tienen características comparables de frecuencia de respuesta. Sin embargo, los filtros mecánicos son más grandes y más pesados y, por consiguiente, son imprácticos para un equipo de comunicaciones móvil.

**Filtros de onda acústica superficial.** Los filtros de onda acústica superficial (SAW) se desarrollaron por primera vez en los años sesenta, pero no estuvieron disponibles comercialmente hasta los años setenta. Los filtros SAW utilizan la energía acústica en lugar de la energía electromecánica para proporcionar un rendimiento excelente, para la filtración precisa del pasa-bandas. En esencia, los filtros SAW atrapan o guían las ondas acústicas a lo largo de una superficie. Pueden operar a frecuencias centrales hasta de varios gigahertz y anchos de banda hasta de 50 MHz con más exactitud y confiabilidad que su predecesor, el filtro mecánico, y lo hacen a un costo menor. Los filtros SAW tienen las características de un roll-over excesivo y normalmente atenúan las frecuencias fuera de su pasa-bandas entre 30 y 50 dB más que las señales dentro de su pasa-bandas. Los filtros SAW se utilizan en receptores superheterodinos con conversión sencilla o múltiple para filtros de RF y de IF,

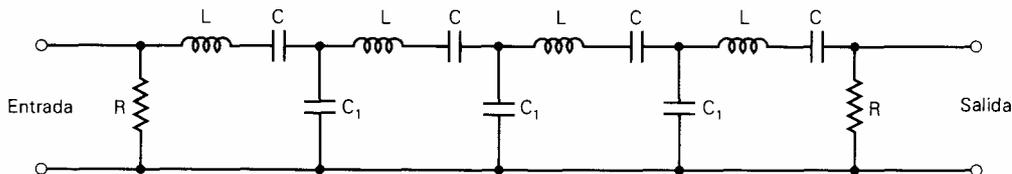


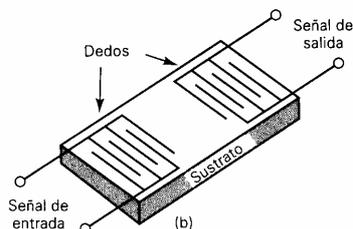
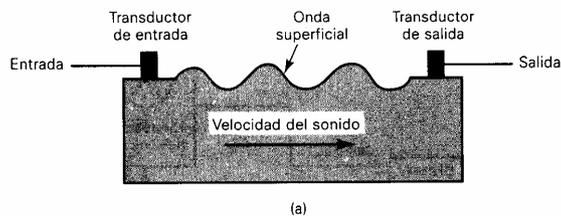
Figura 5-17 Circuito equivalente de un filtro mecánico

y en sistemas de bandas laterales únicas para la multitud de aplicaciones de filtrado.

Un filtro SAW consiste en transductores diseñados con película delgada de aluminio depositada en la superficie de un material de cristal semiconductor que exhibe el efecto piezoeléctrico. Esto resulta en una deformación física (vibración) en la superficie del sustrato. Estas vibraciones varían con la frecuencia de la señal aplicada, pero viajan a lo largo de la superficie del material a la velocidad del sonido. Con los filtros SAW, se aplica una señal eléctrica oscilante, a través de una pequeña pieza de cristal semiconductor, que es parte de una superficie plana, más grande, como se muestra en la figura 5-17a. El efecto piezoeléctrico causa que vibre el material de cristal. Estas vibraciones tienen la forma de energía acústica, que viaja a lo largo de la superficie del sustrato hasta que alcance un segundo cristal en el lado opuesto, donde la energía acústica se convierte nuevamente en energía eléctrica.

Para proporcionar la acción del filtro, se deposita una hilera de dedos metálicos espaciados con precisión, en la superficie plana del sustrato, como se muestra en la figura 5-17a. Los centros de los dedos están espaciados a la mitad o un cuarto de la longitud de onda de la frecuencia central deseada. Conforme las ondas acústicas viajan a través de la superficie del sustrato, se reflejan hacia un lado y otro, mientras que chocan sobre los dedos. Dependiendo de la longitud de onda acústica y los espacios entre los dedos, parte de la energía reflejada atenúa y cancela la energía de la onda incidente (esto se llama interferencia destructiva), mientras que parte de la energía la ayuda (interferencia constructiva). Las frecuencias exactas de la energía acústica que se cancelan dependen de los espacios que hay entre los dedos. El ancho de banda del filtro se determina por el grosor y el número de dedos.

El filtro SAW básico es bidireccional. O sea, la mitad de la potencia se difunde hacia el transductor de salida mientras que la otra mitad se difunde hacia el final del sustrato de cristal y se pierde. Por reciprocidad, la mitad de la potencia se pierde por el transductor de salida. En consecuencia, los filtros SAW tienen una pérdida de inserción relativamente alta. Este defecto puede superarse hasta cierto grado, utilizando una estructura más compleja llamada transductor unidireccional, que lanza la onda acústica en una sola dirección.



**Figura 5-18** Filtro SAW: (a) onda superficial; (b) dedos metálicos

Los filtros SAW son inherentemente muy robustos y confiables. Debido a que sus frecuencias de operación y las respuestas del pasa-bandas se establecen por el proceso fotolitográfico, no requiere de complicadas operaciones de sintonización ni lo pierden a través de un periodo de tiempo. Las técnicas de procesamiento de obleas utilizadas para el semiconductor en la fabricación de los filtros SAW permiten la producción de grandes volúmenes de dispositivos económicos y reproducibles. Por último, su excelente capacidad de rendimiento se logra con un tamaño y peso reducidos en forma significativa, en comparación con las tecnologías competitivas.

La principal desventaja de los filtros SAW es su pérdida de inserción extremadamente alta, que suele encontrarse entre 25 y 35 dB. Por esta razón, los filtros SAW no pueden utilizarse para filtrar señales de bajo nivel. Los filtros SAW también muestran un tiempo mucho mayor de retardo que sus contrapartes electrónicas (aproximadamente 20,000 veces más largo). En consecuencia, los filtros SAW a veces se utilizan para las líneas de retardo.

## Moduladores Balanceados

Mientras que existen numerosos métodos que pueden ser usados para la generación de BLU, casi todos utilizan alguna forma de *modulador balanceado*. Se usa la forma balanceada para reducir el voltaje de portadora a un nivel deseado. Idealmente, para cada componente en la señal de RF, se genera una nueva componente a una frecuencia superior en la salida del modulador debido al mismo proceso no lineal. La acción de la modulación, sin embargo, idealmente no debería generar nuevos productos de RF que no se adapten a las componentes de señal fuera de la banda deseada. Productos no deseados son causados por la distorsión en el proceso de modulación, los cuales degradan la calidad de la

señal dentro de la banda de paso y contribuyen a la interferencia en las bandas de frecuencia adyacentes al canal deseado. Consideraciones importantes en el diseño de un equipo de BLU son las siguientes: Eficiencia en la conversión de las señales de entrada en una banda de salida, supresión de la portadora y baja distorsión.

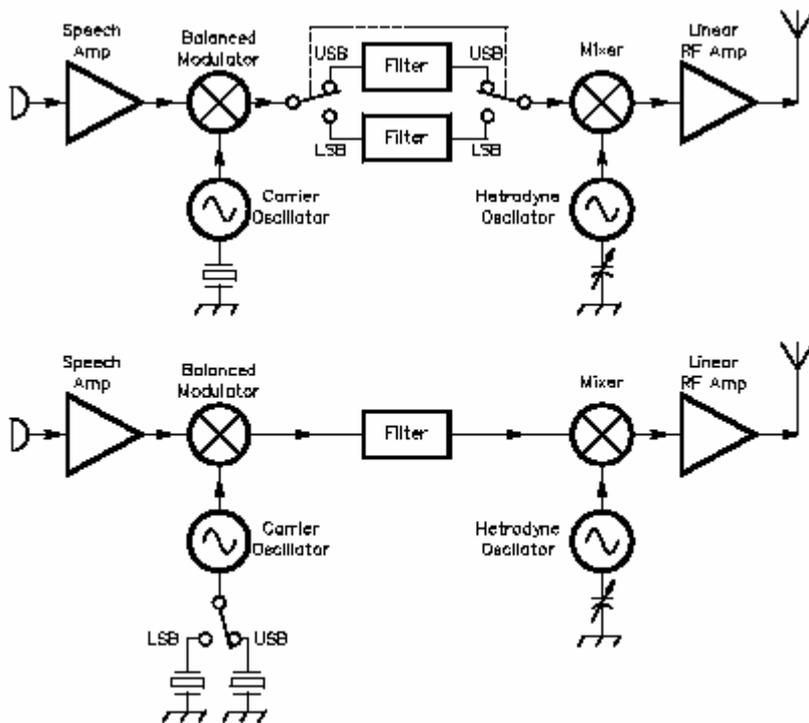


Figura 5.19 Varios arreglos para seleccionar la Banda Lateral deseada

## Moduladores ideales

Se describirán en esta sección varios diferentes tipos de moduladores usando diodos como elemento modulador. Para simplificar la explicación de la operación del circuito, se utilizarán rectificadores ideales. Deberá estudiarse la acción de diodos reales posteriormente.

La forma más sencilla de un modulador usa un simple rectificador alimentado por dos voltajes senoidales. La Fig. 5-6 muestra una entrada en el punto A que es la suma de la portadora  $E_c \cos 2\pi f_c t$  y la señal  $E_s \cos 2\pi f_s t$ . La portadora a ser modulada es normalmente de mucho más alta frecuencia que la de la banda base, aunque no es una condición necesaria. En el punto B, la corriente consiste en pulsos positivos y es pasada por el rectificador; mientras en el punto C, debido al circuito sintonizado, la familiar envolvente de AM se produce. Una característica ideal de transferencia en la figura muestra la acción moduladora producida por el rectificador. Si la característica de transferencia del modulador es representada por una serie de potencias, se encontrarán series con términos similares a los de suma y resta de frecuencias portadora y modulante.

Este modulador de diodo simple puede ser usado para generar señales de AM, pero no se usa demasiado en BLU porque no tiene reducción de portadora. Para mantener la distorsión en un valor bajo, no se deberá pretender más de un 10% de índice de modulación. Con la enorme magnitud relativa de portadora presente en un 10% de modulación, es muy difícil proveer atenuación adecuada de la portadora en un filtro práctico. Por esta razón, no se usa el modulador de diodo simple para la generación de BLU; en su lugar, la acción rectificadora y modulante de varios circuitos con diodos, inclusive en circuitos integrados, se usan generalmente como moduladores balanceados.

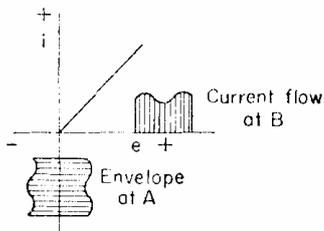
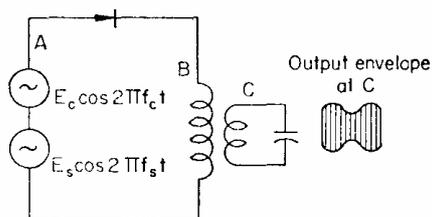
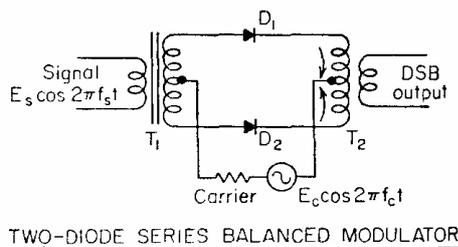
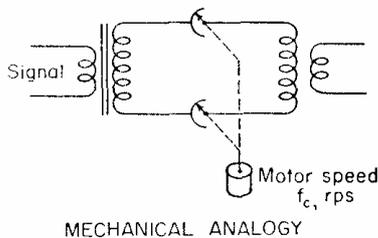


Figura 5.20



TWO-DIODE SERIES BALANCED MODULATOR



MECHANICAL ANALOGY

Figura 5.21 Modulador de 2 diodos

Un MB de dos diodos es un poco más complicado que el anterior. Conectando los dos diodos en relaciones balanceadas permite equilibrar el voltaje de salida de portadora tanto como otros productos de distorsión. Se muestra un circuito en la Fig. 5-7. En este circuito, un transformador de audio  $T_1$  opera en frecuencias de audio, mientras que  $T_2$  es un transformador de RF. Una señal de entrada de audio  $E_s \cos 2\pi f_s t$  se introduce en los diodos  $D_1$  y  $D_2$  en push-pull o relación contrafase  $180^\circ$  (modo diferencial) Mientras que la portadora  $E_c \cos 2\pi f_c t$  se aplica a los diodos en fase (modo común) Si asumimos una amplitud de portadora muy grande con igual impedancia sobre cada uno de los lados de ambas derivaciones centrales de los transformadores (incluidos los diodos), la corriente debida a los pulsos positivos se balancea y anula en el primario de  $T_2$ . El único flujo de corriente en  $T_2$  que no resulta balanceado es el que resulta de la acción del voltaje de señal montado sobre el voltaje de portadora. Los diodos  $D_1$  y  $D_2$  pueden ser tomados como llaves interruptoras accionadas sincrónicamente por un motor que gira a la velocidad angular de la frecuencia de portadora. En la Fig. 5-7 se muestra una analogía mecánica muy útil para examinar el flujo de corriente en el MB debido a los voltajes de señal entrante. En la analogía mecánica, no hay corriente de portadora y no existen pérdidas de portadora.

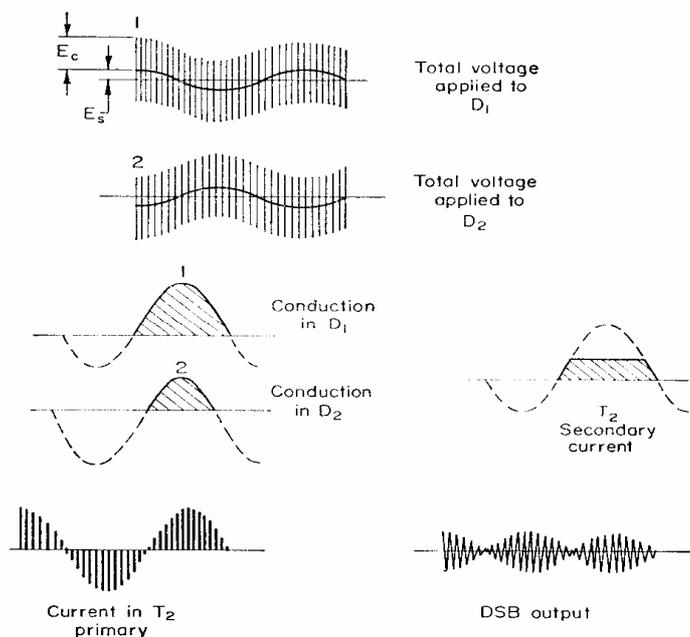
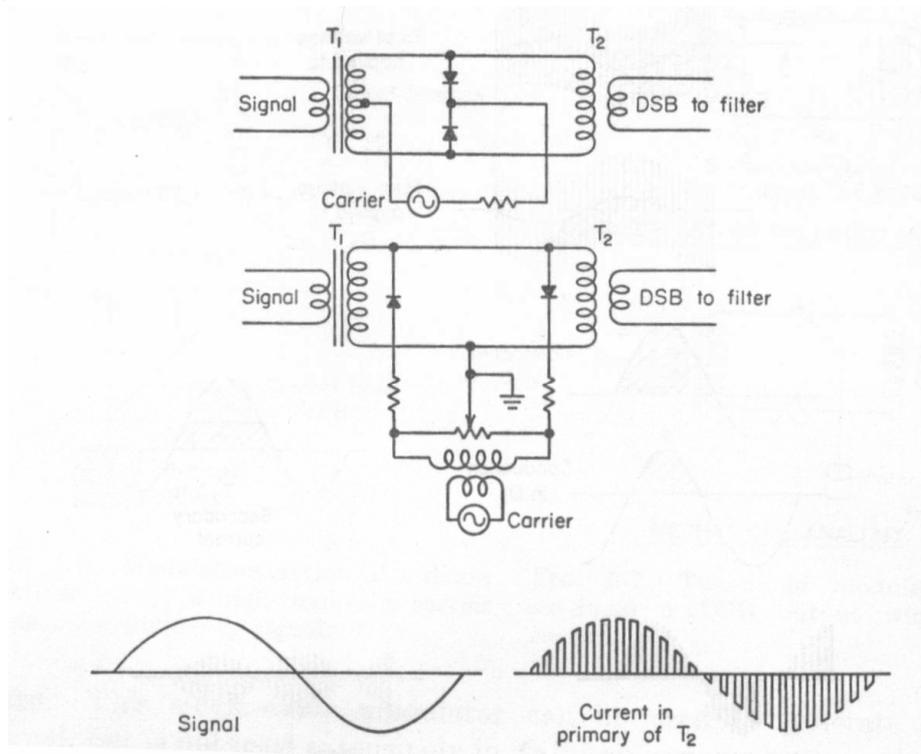


Figura 5.22 Formas de onda de voltajes y corrientes en el modulador serie de la figura 5-7

La adición de voltajes de portadora y de señal resulta en una envolvente de portadora ondulante sobre el eje cero, en la cual el desplazamiento de las ondas de portadora individuales dependen de la amplitud de la señal de entrada en ese instante. Ondas individuales de portadora en los puntos 1 y 2 en la Fig. 5-8 ilustran los periodos de conducción

para D1 Y D2. La resta de las dos corrientes de diodo resultan en un pulso de corriente trapezoidal de techo plano en el secundario de  $T_2$  que se aproxima a un pulso rectangular de relación muy grande entre portadora y señal de entrada. En la máxima amplitud, el pulso de corriente es algo más ancho que  $180^\circ$  del ciclo de portadora. Como se muestra en la Fig. 5-22, la corriente en el primario de  $T_2$  contiene una cantidad considerable de señal de audio. Cuando se filtra la salida, en un circuito simplemente sintonizado, la componente de audio y el espectro alrededor de  $2fc$ ,  $3fc$ , ..., etc. es removida y se obtiene la forma de onda de doble banda lateral sin portadora. Luego que esta onda ha sido pasada por un filtro de BLU, se obtiene una envolvente de amplitud constante la cual es característica de una señal de BLU de frecuencia única.



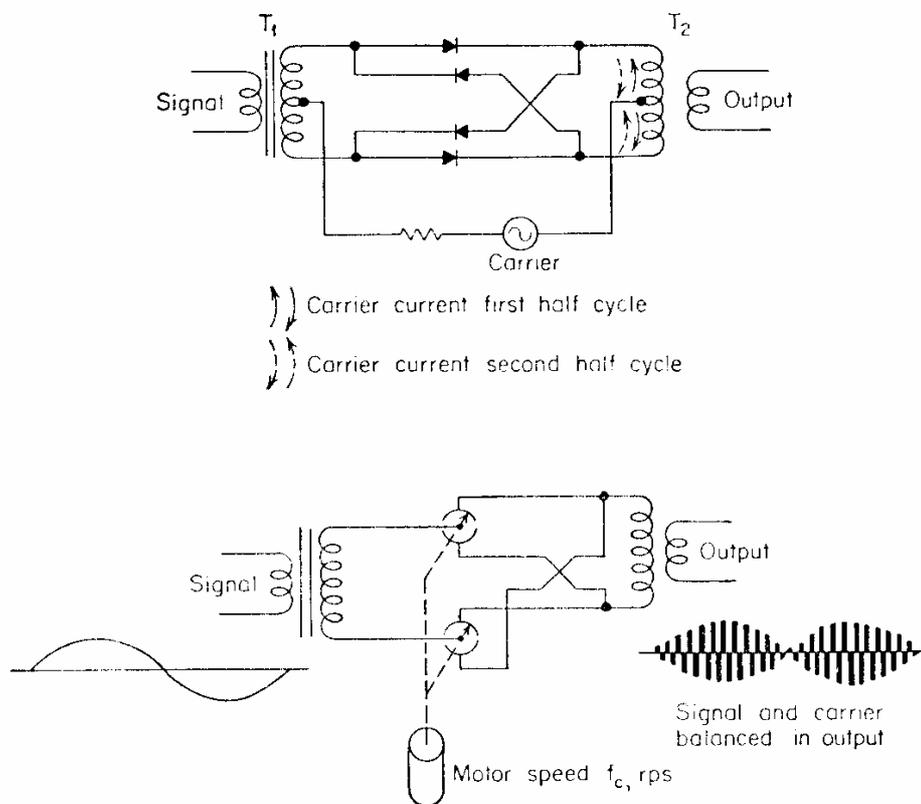
En la Fig. 5-23-se muestran otras dos versiones de moduladores balanceados del tipo shunt. En estos circuitos, los diodos forman un camino de baja resistencia aproximado a un cortocircuito a través de la salida del transformador de entrada  $T_1$  en semiciclos alterna dos del voltaje de portadora. El segundo circuito alimenta los dos diodos con un voltaje de portadora desfasado, pero puesto

**Figura 5.23** Moduladores en shunt de dos diodos y sus formas de onda para una sola frecuencia de entrada

que estos diodos se conectan en polaridad opuesta, el voltaje neto de portadora a través de los transformadores de entrada y salida se aproxima a cero. En el circuito superior de la figura la corriente de portadora en  $T_1$  y  $T_2$  se cancela si las resistencias de las dos mitades del secundario de  $T_1$  son iguales y las resistencias de los diodos son iguales también. En ambos circuitos, si se asume que tenemos circuitos y diodos balanceados el voltaje de portadora se anula en el proceso de balance no aparece ni en la entrada ni en la salida del modulador. En presencia de una señal sinusoidal, la acción conmutadora de los diodos controlados por la portadora produce pulsos rectangulares en la corriente que fluye por el primario de  $T_2$ .

En la Fig. 5-24 se muestra un circuito muy popular llamado “modulador de anillo” La acción del modulador es muy similar a los de las Fig. 5-7 y 5-9. Sin embargo, en el modulador de anillo, la corriente en el primario de  $T_2$  fluye en los dos semiciclos de la señal de entrada de portadora. Durante cada semiciclo las corrientes son balanceadas si el circuito se halla propiamente ajustado. La aplicación de una señal de audio resulta en un flujo desigual de corriente en las dos mitades del primario de  $T_2$  y se logra una salida neta de corriente proporcional al nivel de señal de audio. La analogía mecánica demuestra otra vez la acción de conmutación (switching) de los diodos ideales. En la salida no filtrada encontramos pulsos trapezoidales (casi rectangulares) controlados por las variaciones de amplitud de la señal de entrada de audio.

El circuito modulador de anillo tiene la ventaja que la señal de entrada y la portadora son balanceadas y eliminadas de la señal de salida. Esto se evidencia en la analogía del motor. Los diodos actúan como conmutadores, muestreando el audio a través de los transformadores de salida, primero directamente y luego en polaridad opuesta. Un análisis matemático de esta forma de onda no muestra portadora a la salida, sino solamente las bandas laterales superior e inferior y sus armónicas impares.



**Figura 5.24** Modulador de anillo y su analogía mecánica

Una modificación muy útil de este circuito intercambia las entradas de audio y portadora. En la Fig. 5-10 la portadora se conecta en la entrada de señal y viceversa. Cuando la portadora es positiva en la parte superior de la entrada del transformador el audio pasa a través de la mitad superior del transformador. Cuando la portadora es negativa, el audio pasa a través de la mitad inferior de dicho transformador. Luego, la corriente de audio se conmuta a uno y otro lado del transformador de salida produciendo una forma de onda de salida idéntica a la mostrada para el modulador original. Una ventaja de este circuito es que la fuente de audio puede ser de terminación única y no balanceada. Otra ventaja es que el transformador debe trabajar perfectamente balanceado a una sola frecuencia (portadora) Tampoco se precisan capacitores de bypass de RF a través de las mitades del secundario de  $T_1$ .

La figura 5-25a muestra el diagrama esquemático para un modulador de anillo balanceado construido con diodos y transformadores. Los diodos semiconductores son perfectos para usarlos en circuitos de modulador balanceado, porque son estables y no requieren de una fuente de potencia externa, tienen una larga vida y virtualmente no requieren de mantenimiento. El modulador de anillo balanceado a veces se llama modulador de rejilla (lattice) balanceado o simplemente modulador balanceado. Un modulador balanceado tiene dos entradas: una portadora de frecuencia sencilla y la señal modulante, que puede ser una forma de onda compleja o de frecuencia sencilla. Para que opere adecuadamente un modulador balanceado, la amplitud de la portadora tiene que ser suficientemente mayor que la amplitud de la señal modulante (aproximadamente de seis a siete veces más grande).

Esto asegura que la portadora, y no la señal modulante, controle la condición de activado o desactivado de los cuatro diodos interruptores (o conmutados) (D1 a D4).

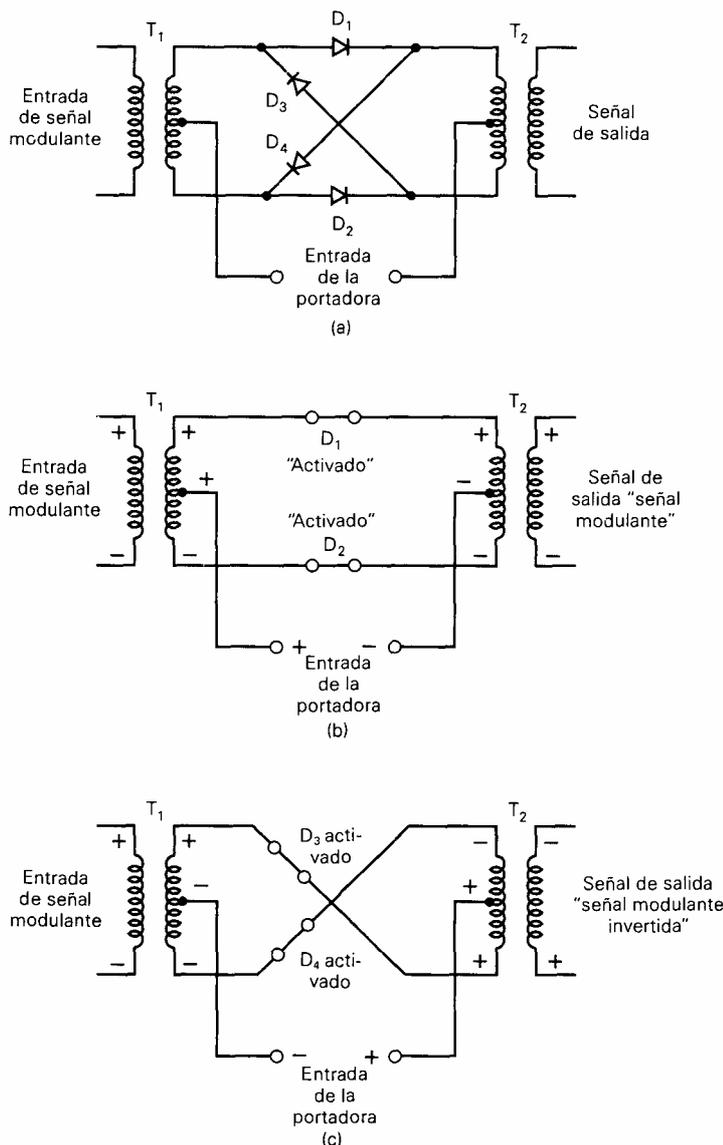


Figura 5.25 Modulador balanceado de anillo: (a) diagrama esquemático; (b) D1 y D2 activado con polarización; (c) D3 y D4 con polarización

**Operación del circuito.**

Esencialmente, los diodos D1 a D4 son interruptores eléctricos que controlan si la señal modulante pasa del transformador de entrada T1 al transformador de salida T2, como está o con un cambio de fase de 180°. Con la polaridad de la portadora, como se muestra en la figura 5-11b, los diodos interruptores D1 y D2 están directamente polarizados y activados, mientras que los diodos interruptores D3 y D4 están polarizados inversamente y desactivados. En consecuencia, la señal modulante se transfiere a través de los interruptores cerrados a T2, sin inversión de fase. Cuando la polaridad de la portadora se invierte, como se muestra en la figura 5-11c, los diodos interruptores D1 y D2 están polarizados inversamente y desactivados mientras que los diodos interruptores D3 y D4 están polarizados directamente y activados. Por consiguiente, la señal modulante experimenta una inversión de fase de 180° antes de alcanzar T2. La corriente de la portadora fluye de su fuente a los límites centrales de T1 y T2, donde se divide y va en direcciones opuestas a través de las mitades superiores e inferiores de los transformadores. Por lo tanto, sus campos magnéticos se cancelan en los bobinados secundarios del transformador y la portadora se suprime. Si los diodos no están perfectamente acoplados, o si los transformadores no están exactamente conectados y encapsulados en el centro, el circuito está fuera de balance y la portadora no está totalmente suprimida. Es virtualmente imposible lograr un balance perfecto; por lo tanto, siempre está presente una pequeña componente de la portadora en la señal de salida. Esto comúnmente se llama dispersión de la portadora. La cantidad de supresión de la portadora es típicamente entre 40 y 60 dB.

Puede verse que D1 y D2 conducen solamente durante los medios ciclos positivos de la señal de entrada de la portadora, y que D3 y D4 conducen solamente durante los medios ciclos negativos. *La salida de un modulador balanceado consiste en una serie de pulsos de RF, cuya velocidad de repetición se determina por la frecuencia de conmutación de la portadora de RF, y la amplitud está controlada por el nivel de la señal modulante.* En consecuencia, la forma de onda de salida toma la forma de la señal modulante, excepto con polaridades alternas positiva y negativa que corresponden a la polaridad de la señal de la portadora.

## Ejercicio

Diseñar un transmisor de BLU según diagrama en bloques y dibujar las formas de onda en cada bloque, especificando en otro gráfico las componentes de frecuencia de cada etapa.

**Salida :** portadora 14 MHz BLS - **Filtro:** 9000 KHz a 9003 KHz – **Audio:** 300 Hz a 3000 Hz

**Xtal portadora:** 9000 KHz

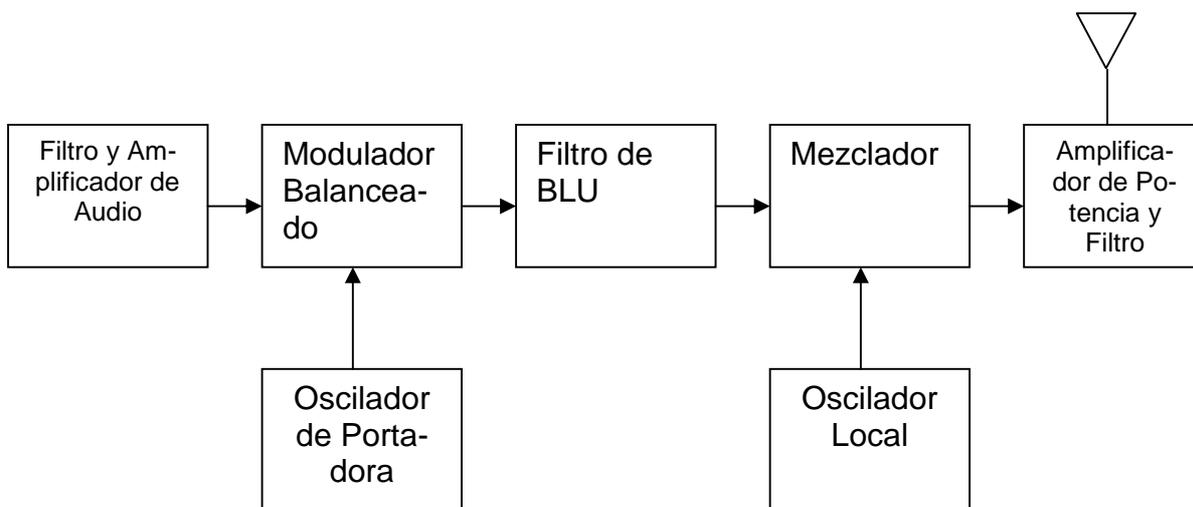


Figura 5.26.

## AHORA LA RADIO DIGITAL

Después de todo ¿Qué es este negocio del DSP? ¿Cómo trabaja realmente? Si bien no es trato de esta materia, debemos conocer previamente ciertos conceptos digitales cruciales que se utilizan en el diseño de radio digital, recordando que irremediamente el medio de transmisión es analógico y por lo tanto hablaremos siempre de procesos en bajo nivel, orientados a los objetivos de esta materia.

## Las matemáticas de las señales complejas

El hecho de implementar DSP en las funciones de radiotransceptores compele a los ingenieros a reexaminar las matemáticas que las describen. Los microprocesadores y las computadoras son excelentes para cálculos numéricos pero tienen una limitación: solamente ejecutan lo que les ordenamos. Por lo tanto, si nosotros esperamos que un sistema DSP genere una señal de BLU, es mejor que sepamos perfectamente los cálculos necesarios y aquellos que se deben evitar.

### Señales reales y complejas

Comencemos con el trabajo de tomar una señal de entrada real, digamos, el audio de un micrófono y convertirlo en una señal de BLU o de AM que pueda ser transmitida por el aire. Tenemos que trasladar su frecuencia hacia el valor de de la frecuencia de portadora preservando a la vez el contenido espectral. En el caso de AM, sacaremos dos bandas laterales y una portadora y en el caso de BLU, queremos a la portadora y a una de las bandas laterales totalmente suprimidas.

Por supuesto que nosotros generamos las señales de BLU de otras maneras, como el sistema de filtrado. Pero debido a que el DSP nos hace muy fácil la construcción de filtros de fase y debido a que el uso de señales complejas permite un crecimiento hacia la precisión y la flexibilidad, el sistema de defasaje (dejado de lado por los problemas que ocasionaba) ha dominado la generación de equipos de BLU en nuestros días.

Las señales complejas no son generalmente bien entendidas y se convierten en un obstáculo para aquellos que desean utilizar esos conceptos. El mayor problema es la idea de una frecuencia negativa. Una señal real como una onda coseno se imagina como una frecuencia positiva, tal como se puede observar en un analizador de espectro o un osciloscopio en el dominio positivo de la frecuencia. Se puede transmitir y detectar normalmente. Veremos, sin embargo, que esta señal realmente consiste de frecuencias positivas y negativas al ser examinada en el dominio complejo.

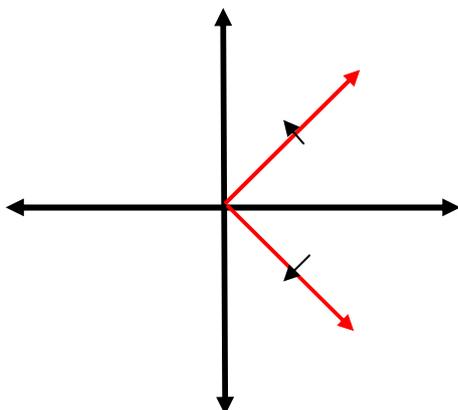
Nuestra onda cosenoidal se expresa por la relación:

$$X_t = \cos \omega t$$

Donde  $\omega = 2\pi f$  y  $t$  es el tiempo. En el dominio complejo, la onda cosenoidal es realmente la suma de dos señales complejas:

$$X_t = \frac{1}{2} [(\cos \omega t + j \operatorname{sen} \omega t) + (\cos \omega t - j \operatorname{sen} \omega t)]$$

Esta señal tiene componentes negativas y positivas. El término de la izquierda es positivo y el de la derecha negativo. Los términos imaginarios se cancelan y los reales se suman para hacer la ecuación verdadera. En el plano complejo, donde la parte real está en un eje y la parte imaginaria en el otro, esta señal puede representarse como dos vectores rotando en direcciones opuestas.



**Figura 5.27**

Mientras que esta pintura es elegante para un matemático, ¿Qué significa realmente para nosotros, los ingenieros? Bien, significa que las señales representadas en la forma compleja pueden tener un espectro unilateral, es decir, que tengan únicamente frecuencias positivas o negativas. Esto es útil cuando mezclamos frecuencias para llevar la señal a la etapa final de potencia.

### **Traslación en frecuencia y mezcla compleja**

Podemos ver que si fuéramos capaces de trasladar el espectro de nuestra onda cosenoidal (la cual es simétrica en sus partes positiva y negativa) hacia arriba en frecuencia bastante lejos, tendríamos dos frecuencias positivas separadas por el doble de la frecuencia original. Para una frecuencia real, ¡esto es exactamente lo que sucede cuando se aplica a un mezclador analógico! Se generan tanto la suma como la diferencia de las frecuencias y la amplitud de cada una es la mitad de la amplitud original. Al parecer no hay coincidencia sobre que la pérdida de conversión de un mezclador es alrededor de 6dB (según la predicción de la física)

Traemos ahora una identidad exponencial descubierta por Euler. Las señales exponenciales son muy frecuentes en ingeniería.

Una señal exponencial toma la forma (libro de teoría de señales Dr. Sauchelli)

$$x_{(t)} = k.e^{st}$$

donde  $k, s \in C$

La función  $s$  es compleja de la forma  $s = \sigma + j\omega$ ; lo más común es que  $k$  sea real y  $s$  sea un número real puro o imaginario puro.

Euler encontró la forma de representarlo mediante la identidad:

$$e^{j\omega t} = \cos \omega t + j \operatorname{sen} \omega t$$

Esta es una notación más conveniente para señales sinusoidales complejas. Ahora, nuestra onda coseno verdadera toma la forma

$$\cos \omega t = \frac{1}{2} (e^{j\omega t} + e^{-j\omega t})$$

Cuando mezclamos esta señal con una portadora real como  $y_t = \cos \omega_0 t$ , obtenemos el producto de las dos entradas

$$\begin{aligned} (\cos \omega_0 t)(\cos \omega t) &= \left[ \frac{(e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t})}{2} \right] \left[ \frac{(e^{j\omega t} + e^{-j\omega t})}{2} \right] \\ &= \frac{[e^{j(\omega_0 + \omega)t} + e^{-j(\omega_0 + \omega)t}] + [e^{j(\omega_0 - \omega)t} + e^{-j(\omega_0 - \omega)t}]}{4} \\ &= \frac{1}{2} [\cos(\omega_0 + \omega)t + \cos(\omega_0 - \omega)t] \end{aligned}$$

La multiplicación de las dos ondas cosenoidales resulta en una traslación de sus dos espectros laterales (bandas laterales).

Veamos ahora qué sucede cuando mezclamos o multiplicamos dos señales complejas pero de una sola parte del espectro.

## Generación de BLU

Presentamos ahora una nueva función,  $I_t$  para representar la amplitud de una entrada de micrófono versus el tiempo. Esta es una señal real con un espectro lateral doble. Es posible convertir esta señal verdadera en una señal compleja con componentes de frecuencia positivas únicamente, generando una señal de cuadratura  $Q_t$  donde todas las frecuencias están defasadas  $90^\circ$  con respecto de  $I_t$  y tratando ambas como un par complejo o analítico. La señal  $I_t + jQ_t$  contiene solamente frecuencias positivas. Las frecuencias negativas se cancelan mutuamente mientras que las positivas se refuerzan. La función que desfasa todas las componentes de frecuencia se llama *transformada de Hilbert*. Esto era prácticamente imposible en el mundo analógico pero se torna muy sencillo en DSP.

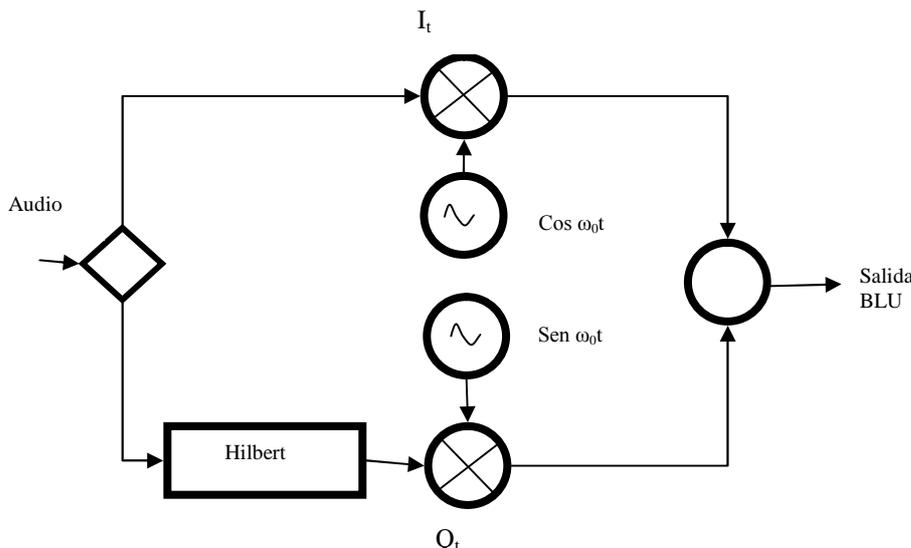
Multiplicamos ahora esta señal analítica por una salida compleja de un oscilador

$$Y_t = e^{j\omega_0 t}$$

Y la señal trasladada toma la forma

$$e^{j\omega_0 t} (I_t + jQ_t) = (I_t \cos \omega_0 t - j \operatorname{sen} \omega_0 t) + j(I_t \cos \omega_0 t + \operatorname{sen} \omega_0 t) \quad (5-21)$$

Puesto que estamos interesados en transmitir esta señal de BLU via RF por el aire, solamente debemos computar la parte real. Este mezclador "semi-complejo" produce una señal real de BLU.



**Figura 5.28.- BLU por defasaje**

Puesto que la amplitud de la portadora es constante, la amplitud de la señal de BLU puede ser especificada como alguna función de la señal moduladora. Si pensamos en la señal de microfono  $I_t + jQ_t$  como un vector, es verdad que su longitud es igual a su amplitud instantánea:

$$A_t = \sqrt{I_t^2 + Q_t^2} \tag{5-22}$$

La fase de la señal es el ángulo instantáneo de este vector rotante:

$$\Phi_t = \tan^{-1}\left(\frac{Q_t}{I_t}\right) \tag{5-23}$$

Podemos reescribir la parte real de la ecuación 5-21

$$\Re[e^{j\omega_0 t} (I_t + jQ_t)] = A_t \cos(\omega_0 t + \Phi_t)$$

Esto demuestra que una señal de BLU es un híbrido de modulación de amplitud y de fase. También notamos que habiendo definido la amplitud y la fase de la señal de banda base, podemos escribir

$$(I_t + jQ_t) = A_t e^{j\Phi_t}$$

Que relaciona directamente la envolvente y la fase de la señal de banda base analítica. La amplitud y la fase de esta señal analítica son idénticas a las especificadas en la ecuación 5-21

## ELEMENTOS DE UN RECEPTOR DE BLU

Las funciones de un receptor de BLU son:

- Amplificar
- Seleccionar
- Ajustar el nivel
- Demodular

Es el tratamiento de la señal recibida con un mínimo de interferencias. Como el receptor debe efectuar una traslación inversa de la frecuencia en el receptor, las partes de baja señal, las conversiones y los osciladores de un transmisor podrán utilizarse como etapas comunes con el receptor. Habrá que agregar un amplificador de RF sintonizado para otorgar una buena relación señal/ruido y reducir las frecuencias imagen a niveles aceptables.

El mezclador utilizado en el receptor de BLU deberá ser más exigido debido a las grandes variaciones de nivel de las señales recibidas, o sea, deberá poseer un gran rango dinámico para no permitir sobrecargas del mismo.

En el diseño de un receptor de BLU, deben tenerse en cuenta cuatro condiciones fundamentales:

- Bajo ruido
- Capacidad de manejo de grandes señales
- Baja distorsión
- Selectividad acorde con el ancho de banda a recibir

Como la portadora se genera en el receptor (oscilador local) lo mismo que para el transmisor, debe ser muy estable.

La selectividad típica para BLU recomendada por el CCITT es de 2,6 KHz a 6dB y 4,2 KHz a 60 dB de atenuación. Estas pendientes de atenuación solamente se logran con filtros mecánicos o de cristal.

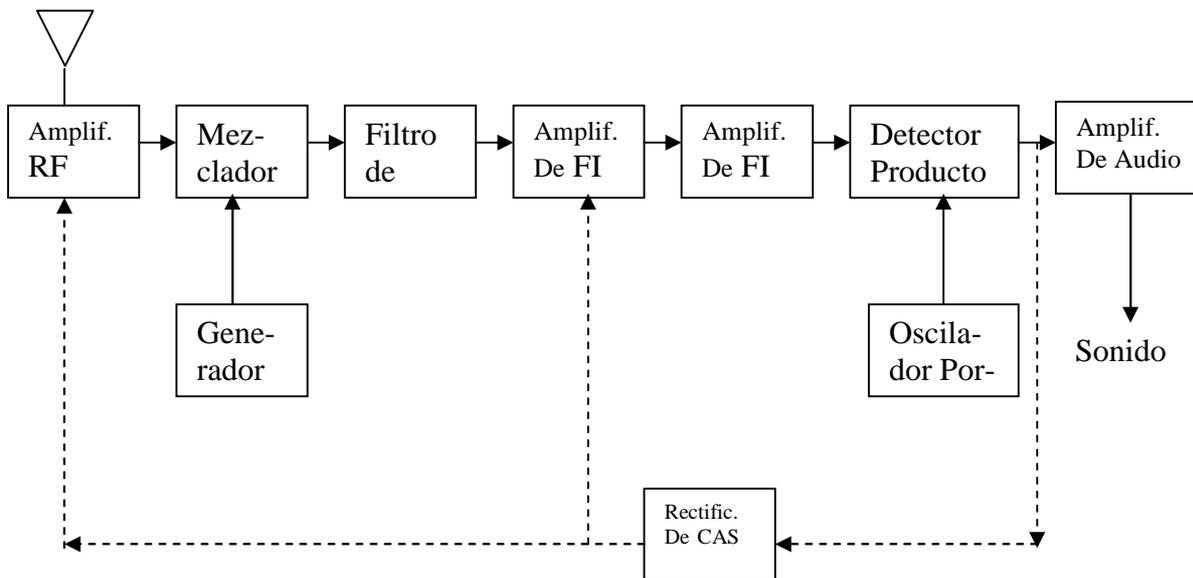


Figura 5.29.- Receptor clásico

## RECEPTOR DSP

Con lo visto anteriormente, podemos examinar como se aplican estos conceptos a los receptores y excitadores reales de BLU. No exploraremos todas las maneras con las que se pueden configurar los transceptores DSP, pero veremos los aspectos principales.

La figura 5-16 es el diagrama en bloques de un excitador digital. El audio es normalmente procesado en un filtro pasabajos para eliminar las componentes de frecuencia por arriba de la mitad de la frecuencia de muestreo del CAD. El audio pasa por dos filtros pasabanda, uno de los cuales incorpora un defasador de 90°. Esto convierte la señal real en

una señal compleja ( $I_t + jQ_t$ ) que tiene únicamente frecuencias positivas. Los filtros son idénticos en respuesta en frecuencia y difieren únicamente en sus respuestas en fase. Estos filtros merecen un tratamiento en otra materia. Repetimos que este filtrado era prácticamente imposible de llevar a cabo en un equipo analógico. El truco se basa en que las partes real e imaginaria de la señal analítica se tratan separadamente.

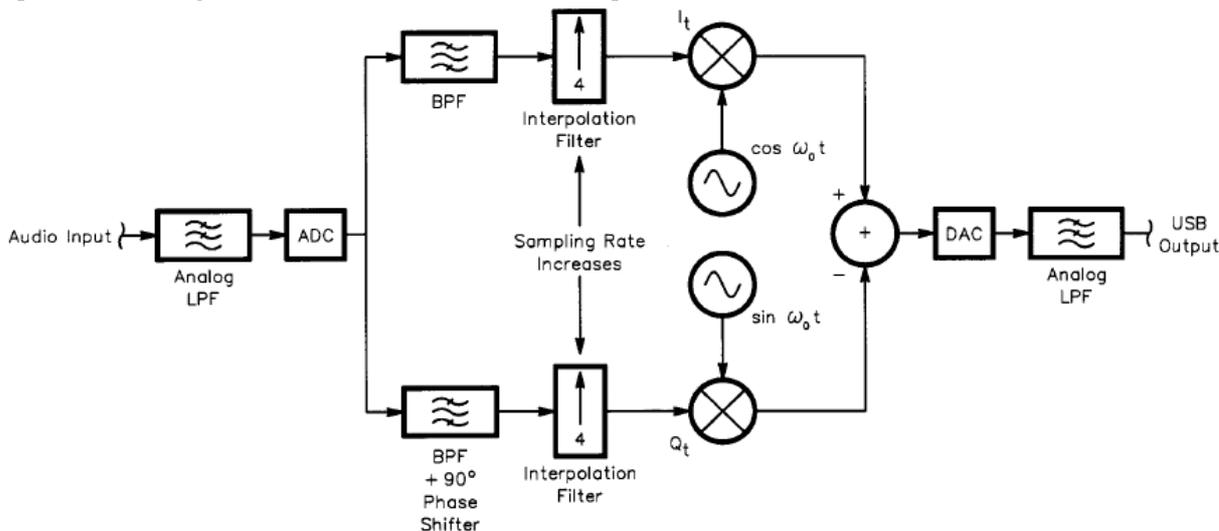


Figura 5.30.- Excitador digital de BLU

La señal analítica se traslada a la frecuencia de salida a través de la multiplicación con la portadora compleja

$$e^{j\omega_0 t} = \cos \omega_0 t + j \text{sen} \omega_0 t$$

Y el resultado es justamente la ecuación 5-21. Solamente se computa la parte real y esto a una velocidad de muestreo cuatro veces mayor que la frecuencia de muestreo de la entrada. Para cada muestra de los filtros, usamos cuatro muestras del oscilador complejo.

Esto es muy beneficioso, porque para cada ciclo completo de salida, el oscilador cosenoidal produce valores 1, 0, -1, y 0; mientras que el oscilador senoidal produce valores 0, 1, 0 y -1. No existen multiplicaciones verdaderas, salvando tiempo y precisión. La frecuencia de muestreo de la salida del filtro debe ser artificialmente incrementada para hacer que este proceso trabaje. Esto lleva el nombre de *interpolación*.

El proceso de muestreo causa que el espectro de salida se repita a frecuencias armónicas de la frecuencia de muestreo. Para remover estos *aliases* se requiere un filtro analógico *anti-alias* después del CAD (DAC en inglés). Un filtro de interpolación digital termina con el requerimiento de este filtro anti-alias. Opera a la frecuencia de muestreo de salida más alta, tornando las muestras adicionales de entrada a cero. Se designa la pendiente para atenuar el espectro armónico en la señal original. En el ejemplo, producimos una señal de BLS. En este caso tendría la suma de las partes real e imaginaria; si se tomara la diferencia, saldría una señal de BLI. Con un poco de ingenio, se puede crear un excitador ISB que transmita información separada en cada banda lateral.

### Un receptor DSP

Como en los excitadores digitales, los metodos de fase prevalecen en los receptores porque son mucho más sencillos de construir y mucho más precisos.

El primer trabajo consiste en convertir la señal analógica de la FI a la forma digital. Debido a consideraciones de rango dinámico, la frecuencia a la cual se ejecuta el muestreo se limita a una muy cercana por sobre el rango de audio. La tecnología actual dicta que debe utilizarse un CAD de 16bit.

A medida que la experiencia en CAD progresa, el punto de digitalización se va moviendo cada vez más cerca de la antena. La FI muestreada debe ser filtrada muy estrictamente en banda.

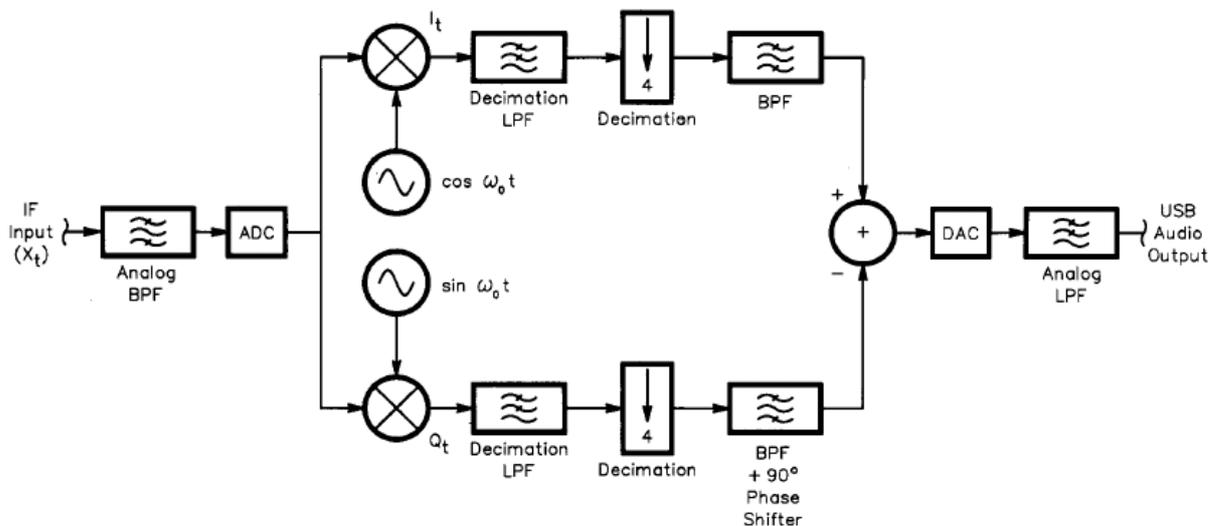


Figura 5.31.- Receptor de BLU con DSP

En la figura 5-17 vemos un diagrama en bloques de un receptor de BLU digital. Luego que la FI es digitalizada, deseamos reducir la velocidad de muestreo (y el ancho de banda filtrado muy pronto). Esto se debe a que necesitamos tanto tiempo como sea posible entre muestras de entrada debido a las intensas operaciones que debemos realizar. Velocidades de muestreo reducidas facilitan el diseño de los filtros digitales que proveen la selectividad final.

Una técnica conocida como *muestreo armónico* nos permite reducir el muestreo inicial al doble del ancho de banda de la señal de entrada. Digamos que este ancho de banda es de 15KHz, suficiente para FM y otros formatos de modulación, la señal de muestreo debe ser al menos 30KHz y seleccionamos algo levemente superior para facilitar los requerimientos de filtrado analógico de la FI. La señal digitalizada se traslada a la banda base utilizando las mezclas con algoritmos complejos mostrados anteriormente.

Puesto que la señal de entrada  $X_t$  es real, solo se necesitan dos multiplicaciones:

$$X_t e^{j\omega_0 t} = X_t \cos \omega_0 t + j X_t \text{sen} \omega_0 t$$

Ahora disponemos de una señal analítica como antes y el valor del oscilador,  $\omega_0$  se elige para batir la frecuencia de la portadora a cero. Otra vez la velocidad de muestreo es convertida eligiendo una FI que es cuatro veces la velocidad de muestreo antes de la traslación, de modo tal que los valores del oscilador son únicamente 1, 0, -1 o 0. Después, estamos *reduciendo* la velocidad de muestreo, proceso llamado *decimación*.

El proceso de muestreo produce otra vez espectro a frecuencias armónicas de la frecuencia de muestreo. Para evitar la mezcla de estas armónicas dentro de la banda de paso a la velocidad de muestreo reducida, se requiere un filtro de *decimación*. Este filtro opera a la frecuencia más alta de muestreo y limita la banda de paso a la mitad de de la menor frecuencia de muestreo.

Puesto que la frecuencia de la portadora es cero, el espectro de nuestra señal analítica contiene componentes de frecuencia negativos y positivos. Las frecuencias negativas representan la BLI y las frecuencias positivas la BLS. Las señales  $I_t$  y  $Q_t$  pasan an través de dos filtros pasabanda, uno de los cuales contiene un defasador de  $90^\circ$ . Estos filtros proveen la selectividad final del receptor. Las salidas de estos filtros tanto se suman o se restan para demodular las señales de BLS o BLI de audio.

La señal digital de audio se convierte nuevamente a analógica en el CAD y la salida se pasa a través de un filtro pasa bajos para remover el espectro causado por la frecuencia de muestreo.

El proceso de las señales es inverso al del excitador visto anteriormente.

### Demodulación digital de AM

En el AM convencional, la envolvente de la señal recibida es igual a la amplitud de la banda base de audio. Por lo tanto,

para implementar un detector de AM podemos computar la magnitud de la señal analítica  $(I_t + jQ_t)$ . La señal resultante de audio no tendrá la distorsión encontrada en detectores que usan el método de rectificación. Debe notarse que en el demodulador de AM mostrado en la figura 5-18, el segundo par de filtros no es necesario y la selectividad final es provista por los filtros de *decimación*.

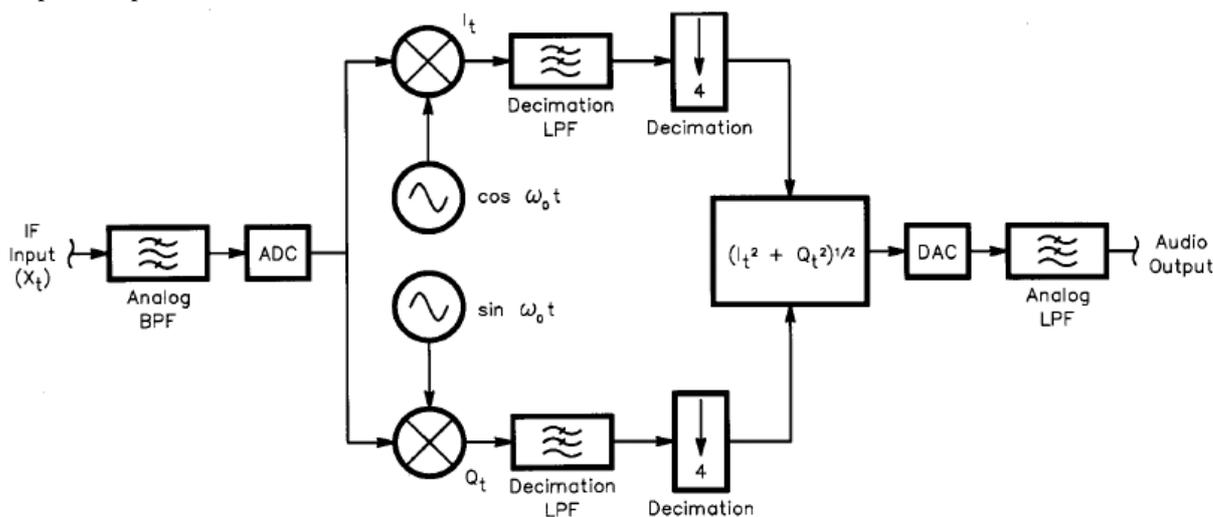


Figura 5.32.- Receptor de AM digital

Ahora debemos utilizar la ecuación 5-22, pero tratando de hacer más fácil la raíz cuadrada con la relación

$$X^{\frac{1}{2}} = \log^{-1}\left(\frac{\text{Log}X}{2}\right)$$

Pero esto implica computar un logaritmo; por suerte el Sr Newton nos rescata con su algoritmo para sacar raíces cuadradas.

Para ello, hace lo siguiente:

1. Toma una *conjetura aproximada (CA)* de la raíz cuadrada del número en cuestión.
2. Divide el número por la CA.
3. Suma la CA a este resultado y divide todo por dos.
4. Luego usa este resultado como una nueva CA y repite el proceso para obtener la precisión deseada.

$$Nueva\ CA = \left( \frac{Número / CA_{viejo} + CA_{viejo}}{2} \right)$$

Hacemos CA viejo = CA nuevo  
Repetimos tantas veces como sea necesario

En la práctica, la precisión del resultado alcanza el límite de representación en 16 bit en cinco o seis iteraciones. Este método es mucho más rápido y más preciso para implementaciones de lenguaje de procesamiento que cualquier otro.

## Demodulación de FM

En FM la frecuencia instantánea de la portadora es igual a la amplitud de la banda base. Nosotros descubrimos como computar la fase de nuestra señal analítica anterior. Podemos entonces construir un demodulador de fase utilizando la ecuación 5-23.

Los arc tangentes pueden ser extraídos de una tabla o se pueden procesar usando polinomios series de potencias. Una vez que se encuentra la fase en cada muestra, la frecuencia se calcula como la velocidad de cambio de la fase.

$$f_t = \frac{d\Phi_t}{dt} \tag{5-24}$$

Para derivar la cadena de muestras de fase usamos la técnica de *primera diferenciación*. Simplemente, tomamos la diferencia entre muestras adyacentes

$$f_n = \Phi_n - \Phi_{n-1}$$

Esta es la salida del demodulador de FM.

Alternativamente, se puede calcular directamente la FM evaluando las relaciones vectoriales y utilizando

$$f_t = \frac{Q_t \left( \frac{dI_t}{dt} \right) - I_t \left( \frac{dQ_t}{dt} \right)}{I^2 + Q^2}$$

Pasando luego esta señal por un filtro pasa bajos.

Puede utilizarse un discriminador digital para traducir la FM en AM, la cual se demodula como se describe arriba.

Mientras las matemáticas de los numerosos formatos de modulación pueden resultar complicadas, nos indican *exactamente* cómo deben establecerse los bloques computacionales. En una implementación DSP, las ecuaciones llevan la verdad y los resultados son precisos y predichos por la teoría.

La conversión de señales analógicas en digitales, la teoría del muestreo y la conversión de tasas de muestreo (que son tema de otras materias) nos imponen limitaciones y a la vez grandes ventajas.

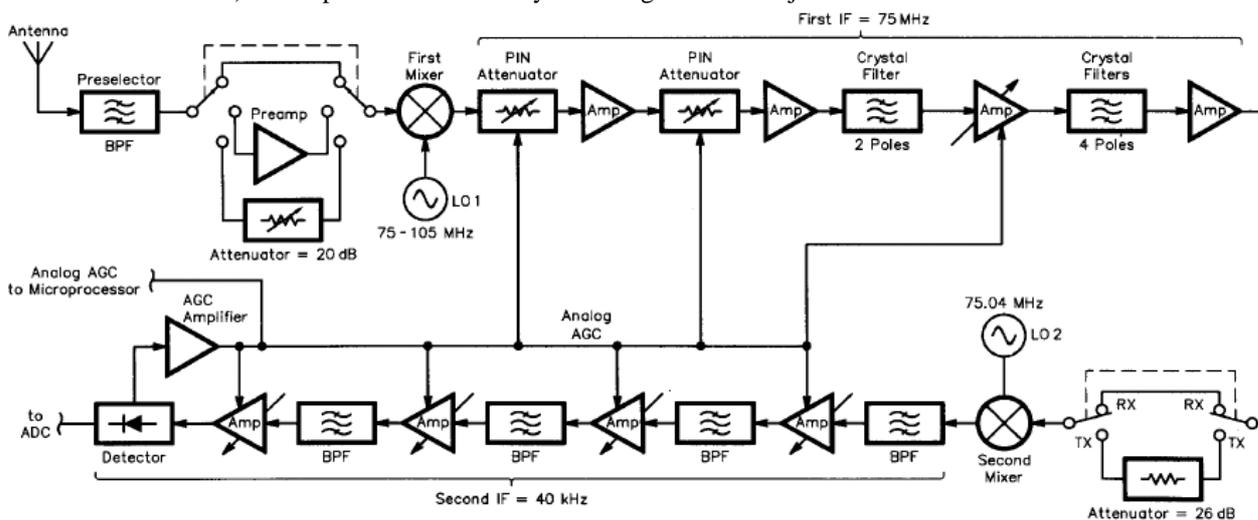
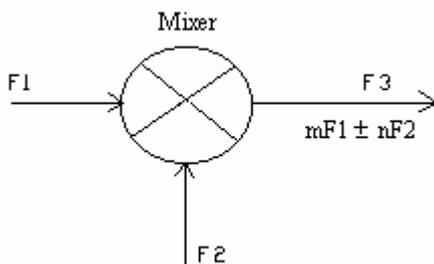


Figura 5.33.- Diagrama de un receptor en la sección de FI.-

## Utilización del MC1496

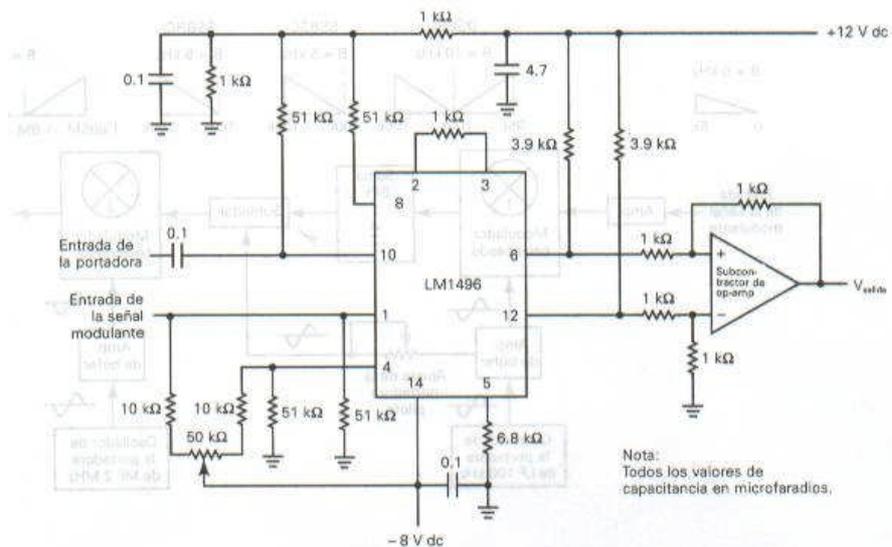
El Circuito Motorola MC1496 (Ver apunte de PLL)



El MC1496 es un modulador/mezclador doble balanceado activo hecho con transistores bipolares formados en una celda de transconductancia de Gilbert. El circuito interno se muestra a continuación.

Los Pines 1 y 4 son entradas balanceadas de bajo nivel. Los pines 8 y 10 son entradas balanceadas de nivel alto. Los pines 6 y 12 son salidas. El Pin 5 es polarización, usualmente conectado a Vcc a través de una resistencia de 10 KΩ. Los pines 2 y 3 determinan la ganancia del mezclador. La ganancia será máxima cuando los pines 2 y 3 se conecten directamente. La ganancia puede ser ajustada conectando valores de resistencia entre los pines 2 y 3. Los pines 7, 9, 11 y 13 no se utilizan. A continuación se dan varios voltajes de cc de varios pines los cuales pueden tener pequeñas variaciones debido a la exactitud del equipo.

		VOLTAGE	PIN	VOLTAGE
PIN				
1	3.58V	8	6.51V	
2	2.96V	9	NC	
3	2.91V	10	6.51V	
4	3.58V	11	NC	
5	1.25V	12	11.8V	
6	11.81V	13	NC	
7	NC	14	0V [GND]	



## SIGUE EN ÚLTIMA PÁGINA

### REPASO

1. ¿En qué consiste el proceso de BLU?
2. ¿Cuáles son las ventajas de la transmisión en BLU?
3. ¿Cuáles son los métodos más utilizados de Generación de BLU?
4. Describir un transmisor de BLU por filtrado.
5. Describir las tres maneras de cambiar de BLS a BLI en un transmisor de BLU por filtrado.
6. ¿Qué es un modulador balanceado? Describir funcionamiento.
7. ¿Cuáles son las funciones de un receptor de BLU?
8. ¿Por qué se utiliza un filtro especial en un transmisor de BLU?
9. ¿Qué es la potencia PEP y porqué se utiliza?
10. ¿Por qué no se usa la potencia "rms"?
11. ¿Cómo se prueba un transmisor de BLU?
12. Puesto que la misma información transmitida está en las bandas laterales superior e inferior, una de ellas es redundante. La información completa puede transmitirse mediante una sola banda lateral.
13. La señal de AM sin portadora y sin una banda lateral, se llama señal de banda lateral única (BLU). Las bandas laterales superior e inferior tienen la misma información, y no hay preferencia de una sobre la otra.
14. La ventaja principal de una señal de amplitud modulada de BLU sobre una señal de AM o una de DBL, es que ocupa la mitad del espacio espectral.
15. Las señales de DBL y BLU son más eficientes en términos del uso de la potencia. Se preserva la potencia desperdiciada en la portadora que no transmite información, lo cual permite poner más potencia en las bandas laterales.
16. La potencia en un transmisor de BLU se clasifica en términos de la potencia pico de la envolvente (PEP), la potencia que se produce en los picos de voz. La PEP de salida se calcula con la fórmula
17.  $PEP = R_z$
18. donde PEP está en watts y V es el voltaje eficaz (valor rms) a través de la impedancia de carga de la antena, R. La PEP de entrada se calcula con la expresión
19.  $PEP = V_s \times I_{máx}$
20. donde Vs es el voltaje de alimentación de cd de la etapa final del amplificador, e Imax la corriente del amplificador en los picos de voz.
21. La salida promedio de un transmisor de BLU está entre un cuarto y un tercio del valor PEP
22. La modulación de amplitud de DBL no tiene un uso muy generalizado. Sin embargo, la BLU se usa mucho en comunicaciones bidireccionales.
23. En las transmisiones de televisión se usa una forma especial de modulación de amplitud. Conocida como banda lateral residual, con ese método se elimina una porción de las bandas laterales inferiores de video, para reducir el ancho de banda total de la señal de imagen de AM a 6 MHz.

24. ¿Una señal banda base cosenoidal puede tener frecuencias negativas?
25. ¿Por qué no se pueden utilizar con éxito los generadores de BLU analógicos por defasaje?
26. ¿Qué es un DSP?
27. ¿Cómo se aplica un DSP a un excitador de BLU?

## PREGUNTAS

- 5-31. La salida de un transmisor de BLU con portadora de 3.85 MHz y un tono modulador de onda senoidal de 1.5 KHz es:
- a) Una onda senoidal de 2.8485 MHz. b) Una onda senoidal de 3.85 MHz.
  - c) Ondas senoidales de 3.85, 3.8485 y 3.8515 MHz. d) Ondas senoidales de 3848.5 y 3851.5 MHz
- 5-32. Un transmisor de BLU produce una señal pico a pico de 400 V en una carga de antena de 52 ohms. La PEP de salida es
- a) 192.2 W. b) 384.5 W. c) 769.2 W. d) 3 077 W.
- 2-33. La potencia de salida de un transmisor de BLU en general se expresa en términos de
- a) La potencia promedio. b) La potencia eficaz.
  - c) La potencia de pico a pico.
  - d) La potencia pico de la envolvente.
- 5-33. Un transmisor de BLU tiene una PEP nominal de 1 kW. La potencia de salida promedio se encuentra en el intervalo de
- a) 150 a 450 W. b) 100 a 300 W. c) 250 a 333 W. d) 3 a 4 kW.
- 5-34. Enuncie dos ventajas de la operación de SSB comparada con la AM de portadora completa.
- 5-35. ¿La AM de portadora completa tiene ventajas sobre la SSB? Explique su respuesta.
- 5-36. ¿Por qué y en cuánto la supresión de la portadora mejora la eficiencia de una señal AM?
- 5-37. ¿Por qué y en cuánto la eliminación de una banda lateral mejora el rendimiento de una señal AM?
- 5-38. ¿Por qué el ancho de banda transmitido de una señal representativa de SSB es en realidad menor que la mitad de una señal AM de portadora completa que transmite la misma señal de información?
- 5-39. ¿Hay alguna diferencia en la utilidad de la transmisión de banda lateral superior y de banda lateral inferior?
- 5-40. Si una potencia de transmisor de 100 W es suficiente para la comunicación confiable sobre una determinada trayectoria por medio de SSB, ¿aproximadamente qué nivel de potencia se requeriría si se utiliza lo siguiente?
- (a) DSBSC
  - (b) AM de portadora completa
- 5-41. Resuelva:
- (a) Un transmisor de AM tiene una potencia de portadora de 50 W a una frecuencia de portadora de 12 MHz. Una onda seno de 1 KHz lo modula al 80%. ¿Cuánta potencia está contenida en las bandas laterales?
  - (b) Suponga que el transmisor del inciso (a) se utiliza para transmitir una señal de USB con un nivel de potencia promedio de 50 W. ¿Por cuánto (en decibelios) se mejora la relación señal a ruido cuando el transmisor se utiliza de este modo, en comparación con la situación del inciso (a)?



Ordene este documento como MCI1496/D

**MODULADORES Y DESMODULADORES EQUILIBRADOS**

**DATOS TÉCNICOS DEL SEMICONDUCTOR**

Estos dispositivos se diseñaron para ser utilizados donde la tensión de salida es un producto de una tensión de entrada (señal) y una función de conmutación (portadora). Las aplicaciones representativas son modulación de portadora suprimida y de amplitud, detección síncrona, detección de FM, detección de fase y aplicaciones de troceador. Para más información sobre el diseño vea la nota de aplicación de Motorola AN531.

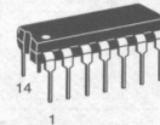
Ω Excelente supresión de portadora  $\pm 65$  dB typ @ 0.5 MHz  
 $\pm 50$  dB typ @ 10 MHz

Ω Ganancia y manejo de señal ajustable

Ω Entradas y salidas balanceadas

Ω Rechazo de modo común alto  $\pm 65$  dB típicos

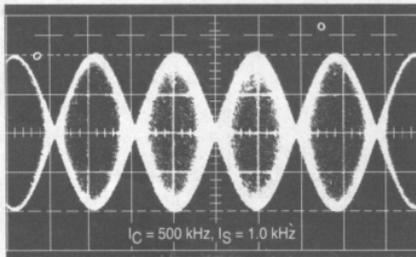
Este dispositivo contiene ocho transistores activos.



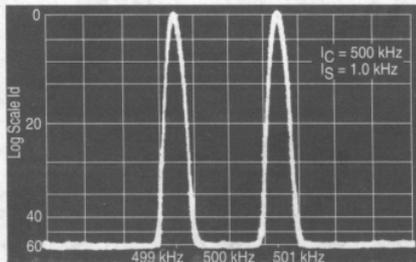
**SUFIJO D**  
 PAQUETE PLÁSTICO  
 CAJA 751A  
 (SO±14)



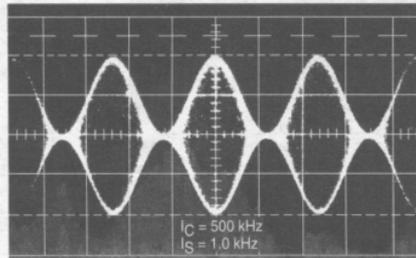
**SUFIJO P**  
 PAQUETE PLÁSTICO  
 CAJA 646



**Figura 1. Forma de onda de salida de portadora suprimida**

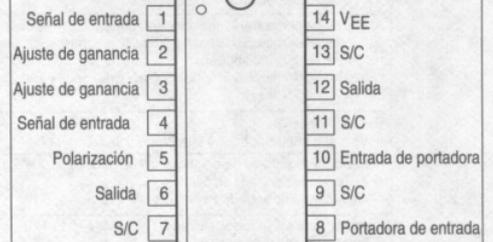


**Figura 2. Espectro de portadora suprimida**



**Figura 3. Forma de onda de salida de modulación de amplitud**

**CONEXIONES DE PINES**



**INFORMACIÓN DE PEDIDO**

Dispositivo	Intervalo de temperatura de operación	Paquete
MC1496D	$T_A = 0^{\circ}\text{C}$ to $+70^{\circ}\text{C}$	SO±14
MC1496P		Plástico DIP
MC1496BP	$T_A = \pm 40^{\circ}\text{C}$ to $+125^{\circ}\text{C}$	Plástico DIP

**Figura 4. Espectro de amplitud±modulación**

