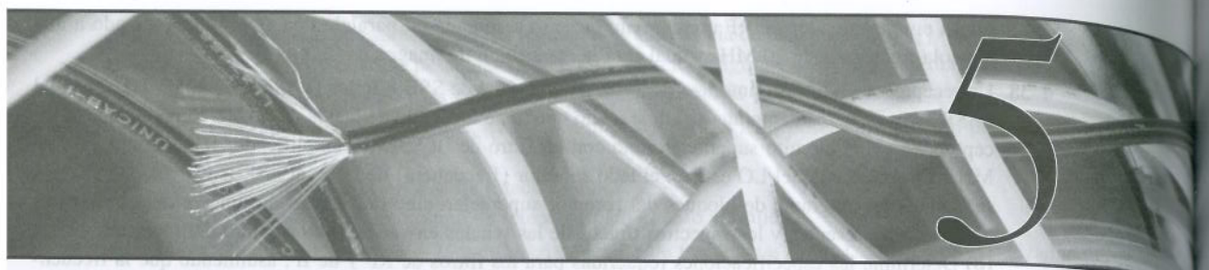
Capítulo



5

SISTEMAS MODULADOS DE AM, FM Y DIGITALES

OBJETIVOS DEL CAPÍTULO

- Modulación en amplitud y banda lateral única
- Modulación en frecuencia y en fase
- Difusión de audio digital
- Señales digitalmente moduladas (OOK, BPSK, FSK, MSK, MPSK, QAM, QPSK, π/4QPSK y OFDM)
- Espectro ensanchado y sistemas CDMA

Este capítulo aborda las técnicas pasabanda de amplitud modulada (AM), banda lateral única (SSB), modulación en fase (PM) y frecuencia modulada (FM), además de las técnicas de modulación digital de encendido-apagado (OOK), modulación por corrimiento de fase binaria (BPSK), modulación por corrimiento de frecuencia (FSK), modulación por corrimiento de fase en cuadratura (QPSK), amplitud modulada en cuadratura (QAM) y multiplexión ortogonal por división de frecuencias (OFDM). Todas estas técnicas de señalización pasabanda consisten en la modulación de una señal de banda base analógica o digital dentro de una portadora. Este enfoque se introdujo por primera vez en la sección 4-2. En particular, la señal pasabanda modulada se puede describir mediante

$$s(t) = \text{Re}\{g(t)^{j\omega_c t}\} \tag{5–1}$$

donde $\omega_c = 2\pi f_c$ y f_c es la frecuencia de la portadora. El tipo deseado de la señal modulada, $s(t)$, se obtiene seleccionando la función de mapeo de modulación apropiada $g[m(t)]$ de la tabla 4-1, donde $m(t)$ es la señal de banda base analógica o digital.

El espectro de voltaje (o de corriente) de la señal pasabanda es

$$S(f) = \tfrac{1}{2}\,[G(f-f_c) + G^*(-f-f_c)] \tag{5–2a}$$

y la PSD es

$$\mathcal{P}_s(f) = \tfrac{1}{4}\,[\mathcal{P}_g(f-f_c) + \mathcal{P}_g(-f-f_c)] \tag{5–2b}$$

donde $G(f) = \mathcal{F}[g(t)]$ y $\mathcal{P}_g(f)$ es la PSD de la envolvente compleja $g(t)$.

Los resultados generales aplicables a las formas de onda moduladoras tanto digitales como analógicas se desarrollan en la primera mitad del capítulo, en las secciones 5-1 a la 5-8, mientras que las señales digitales moduladas se enfatizan en la segunda mitad, en las secciones 5-9 a la 5-13.

Las metas de este capítulo son:

- Estudiar $g(t)$ y $s(t)$ para varios tipos de modulaciones analógicas y digitales.
- Evaluar el espectro para diversos tipos de modulaciones analógicas y digitales.
- Examinar algunas estructuras de transmisores y receptores.
- Estudiar algunos estándares adoptados.
- Aprender acerca de los sistemas de espectro ensanchado.

5-1 MODULACIÓN EN AMPLITUD

De la tabla 4-1 se observa que la envolvente compleja de una señal AM se obtiene a partir de

$$g(t) = A_c[1 + m(t)] \tag{5–3}$$

donde la constante A_c ha sido incluida para especificar el nivel de potencia, y $m(t)$ es la señal moduladora, la cual puede ser analógica o digital. Estas ecuaciones se reducen a la siguiente representación para la señal AM:

$$s(t) = A_c[1 + m(t)]\cos\omega_c t \tag{5–4}$$

La figura 5-1 muestra una forma de onda que ilustra la señal AM como se observa en un osciloscopio. Por conveniencia, se asume que la señal moduladora $m(t)$ es una senoidal. $A_c[1 + m(t)]$ corresponde a la componente en fase $x(t)$ de la envolvente compleja, así como a la envolvente real $|g(t)|$ cuando $m(t) \geq -1$, que es el caso típico.

Si $m(t)$ cuenta con un valor pico positivo de +1 y un valor pico negativo de −1, entonces se dice que la señal AM está 100% modulada.

DEFINICIÓN. El *porcentaje de modulación positiva* en una señal AM es

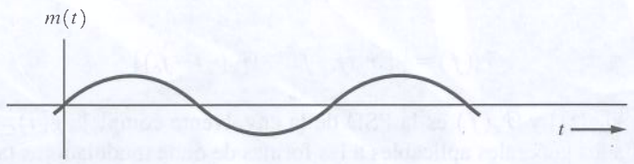
$$\%\text{ de modulación positiva} = \frac{A_{\text{máx}} - A_c}{A_c} \times 100 = \text{máx}[m(t)] \times 100 \tag{5–5a}$$

y el *porcentaje de modulación negativa* es

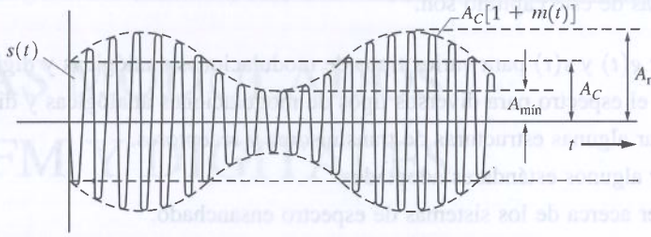
$$\%\text{ de modulación negativa} = \frac{A_c - A_{\text{mín}}}{A_c} \times 100 = -\text{mín}\,[m(t)] \times 100 \tag{5–5b}$$

El porcentaje general de modulación es

$$\%\text{ de modulación} = \frac{A_{\text{máx}} - A_{\text{mín}}}{2A_c} \times 100 = \frac{\text{máx}[m(t)] - \text{mín}[m(t)]}{2} \times 100 \tag{5–6}$$



(a) Onda senoidal moduladora



(b) Señal AM resultante

Figura 5–1 Forma de onda de la señal AM.

donde $A_{máx}$ es el maximo valor de $A_c[1 + m(t)]$, $A_{mín}$ es el mínimo valor y A_c es el nivel de la envolvente de AM en ausencia de modulación [es decir, $m(t) = 0$].

La ecuación (5-6) se puede obtener mediante el promedio de la modulación positiva y negativa resultante de las ecuaciones (5-5a) y (5-5b). $A_{máx}$, $A_{mín}$ y A_c se ilustran en la figura 5-1b, donde, en este ejemplo, $A_{máx} = 1.5A_c$ y $A_{mín} = 0.5A_c$, tal que los porcentajes de modulación positiva y negativa son ambos de 50% y la modulación general es también de 50%.

El porcentaje de modulación puede ser superior a 100% ($A_{mín}$ tendría un valor negativo), siempre y cuando se utilice un multiplicador de cuatro cuadrantes para generar el producto de $A_c[1 + m(t)]$ y cos $\omega_c t$, tal que se obtenga la forma de onda de AM verdadera, como resulta de la ecuación (5-4).[1] Sin embargo, si el transmisor utiliza un multiplicador de dos cuadrantes que produce una salida de cero cuando $A_c[1 + m(t)]$ es negativo, entonces la señal de salida será

$$s(t) = \begin{cases} A_c[1 + m(t)] \cos \omega_c t, & \text{si } m(t) \geq -1 \\ 0, & \text{si } m(t) < -1 \end{cases} \tag{5–7}$$

la cual es una señal AM distorsionada, cuyo ancho de banda es mucho más amplio que el de la señal AM sin distorsión, como se puede demostrar fácilmente con el análisis espectral. Ésta es una condición de sobremodulación que la FCC no permite. Un transmisor de AM que utiliza modulación de placa es ejemplo de un circuito que actúa como multiplicador de dos cuadrantes. En este caso, para una generación de señal AM de alta potencia, la señal portadora sin modulación se aplica a la rejilla del tubo y el voltaje de DC en la placa varía proporcionalmente a $A_c[1 + m(t)]$, donde $A_c[1 + m(t)] \geq 0$. Esto da como resultado el producto $A_c[1 + m(t)]$ cos $\omega_c t$, siempre y cuando $m(t) \geq -1$, pero no produce una salida cuando $m(t) < -1$.

[1] Si el porcentaje de modulación se vuelve demasiado grande (acercándose al infinito), entonces la señal AM se convierte en la señal de doble banda lateral con portadora suprimida descrita en la siguiente sección.

Si el porcentaje de modulación negativa es menor que 100%, entonces se puede utilizar el detector de envolvente para recuperar la modulación sin distorsión, ya que la envolvente, $|g(t)| = |A_c[1 + m(t)]|$, es idéntico a $A_c[1 + m(t)]$. Pero si dicho porcentaje es mayor a 100, la modulación todavía se puede recuperar sin distorsión siempre y cuando se emplee el detector apropiado, es decir, un detector de producto. Esto se observa en la ecuación (4-76) con $\theta_0 = 0$. Más aún, se puede recurrir al detector de producto para cualquier porcentaje de modulación. En el capítulo 7 se verá que éste es superior a un detector de envolvente cuando la relación señal a ruido de entrada es pequeña.

De la ecuación (4-17) se obtiene que la *potencia promedio normalizada* de la señal AM es

$$\begin{aligned} \langle s^2(t) \rangle &= \tfrac{1}{2} \langle |g(t)|^2 \rangle = \tfrac{1}{2} A_c^2 \langle [1 + m(t)]^2 \rangle \\ &= \tfrac{1}{2} A_c^2 \langle 1 + 2m(t) + m^2(t) \rangle \\ &= \tfrac{1}{2} A_c^2 + A_c^2 \langle m(t) \rangle + \tfrac{1}{2} A_c^2 \langle m^2(t) \rangle \end{aligned} \tag{5–8}$$

Si la modulación no contiene un nivel de DC, entonces $\langle m(t) \rangle = 0$ y la potencia *normalizada* de la señal AM es

$$\langle s^2(t) \rangle = \underbrace{\tfrac{1}{2} A_c^2}_{\substack{\text{potencia de} \\ \text{la portadora} \\ \text{discreta}}} + \underbrace{\tfrac{1}{2} A_c^2 \langle m^2(t) \rangle}_{\substack{\text{potencia de} \\ \text{banda lateral}}} \tag{5–9}$$

DEFINICIÓN. La *eficiencia de modulación* es el porcentaje de la potencia total de la señal modulada que suministra información.

En la señalización de AM sólo los componentes de banda lateral proporcionan información, así que la eficiencia de modulación es

$$E = \frac{\langle m^2(t) \rangle}{1 + \langle m^2(t) \rangle} \times 100\% \tag{5–10}$$

La eficiencia más alta que se puede alcanzar será de 50% para una señal AM al 100% cuando se utiliza la modulación por onda cuadrada.

Aplicando la ecuación (4-18) se obtiene la potencia pico de envolvente normalizada (PEP) de la señal AM:

$$P_{PEP} = \frac{A_c^2}{2} \{1 + \text{máx}[m(t)]\}^2 \tag{5–11}$$

El espectro de voltaje de la señal AM se consigue a partir de la ecuación (4-20a) del ejemplo 4-1, y es

$$S(f) = \frac{A_c}{2} [\delta(f - f_c) + M(f - f_c) + \delta(f + f_c) + M(f + f_c)] \tag{5–12}$$

El espectro de AM es tan sólo una versión transformada del espectro de modulación, además de las funciones delta que generan el componente espectral en la línea portadora. El *ancho de banda* es *dos veces* más amplio que el de la modulación. Como se indica en la sección 5-6, el espectro para una señal FM es mucho más complicado, ya que la función de mapeo de modulación $g(m)$ es no lineal.

Ejemplo 5–1 POTENCIA DE UNA SEÑAL AM

La FCC clasifica los transmisores de banda de difusión por AM de acuerdo con la potencia promedio de su *portadora*, y este sistema de clasificación es también común en otras aplicaciones de audio de AM. Suponiendo que un transmisor de AM de 5,000 W se conecta a una carga de 50 Ω, entonces la constante

A_c se obtiene de $\frac{1}{2}\ A_c^2\ /50 = 5{,}000$. Por tanto, el voltaje pico a través de la carga será de $A_c = 707$ V durante los tiempos en que no haya modulación. Si el transmisor se modula al 100% mediante un tono de prueba de 1,000 Hz, entonces la potencia promedio total (portadora, además de la banda lateral) será, a partir de la ecuación (5-9),

$$1.5\left[\frac{1}{2}\left(\frac{A_c^2}{50}\right)\right] = (1.5)\times(5{,}000) = 7{,}500\ \text{W}$$

debido a que $\langle m^2(t)\rangle = \frac{1}{2}$ para una modulación senoidal al 100%. Obsérvese que la potencia actual es de 7,500 W y no la potencia normalizada. El voltaje pico (100% de modulación) es de (2)(707) = 1414 V a través de la carga de 50 Ω. De la ecuación (5-11) se tiene que la PEP es

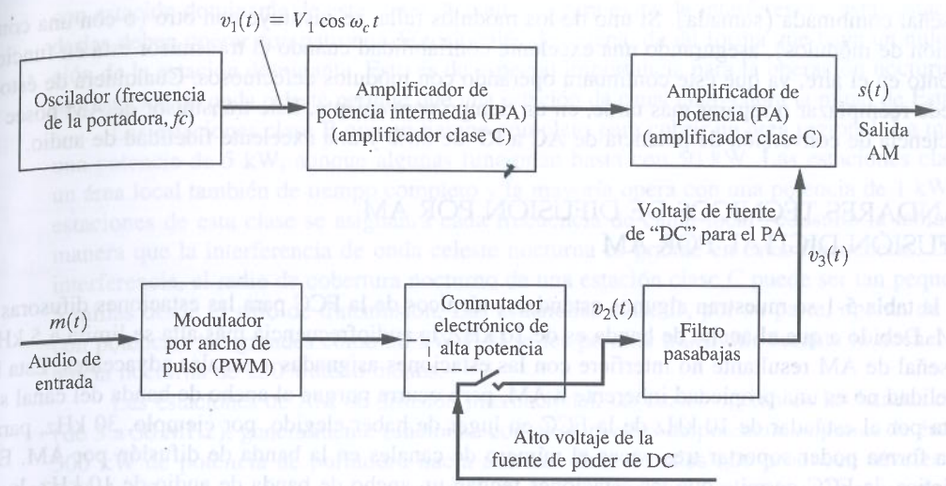
$$4\left[\frac{1}{2}\left(\frac{A_c^2}{50}\right)\right] = (4)(5{,}000) = 20{,}000\ \text{W}$$

La eficiencia de modulación sería de 33%, ya que $\langle m^2(t)\rangle = \frac{1}{2}$.

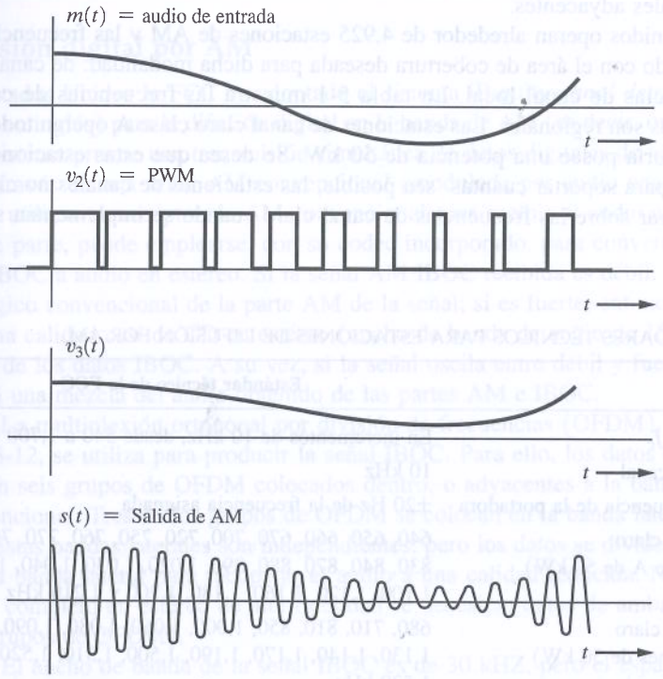
Hay muchas maneras de construir transmisores de AM. Se puede considerar primero la generación de la señal AM a un bajo nivel de potencia mediante un multiplicador y después amplificarla. Esto, sin embargo, requiere el uso de amplificadores lineales, como los de clase A y B expuestos en la sección 4-9, de tal forma que la AM no se distorsione. Como estos amplificadores lineales no son muy eficientes para convertir la potencia de la fuente de poder en una señal de RF, mucha de la energía se gasta en calor.[2] En consecuencia, los transmisores de difusión por AM de alta potencia se construyen amplificando la señal del oscilador de portadora a un alto nivel de potencia con amplificadores eficientes clase C o clase D, y después modulando por amplitud la última etapa de alta potencia. A esto se le conoce como modulación de *alto nivel*. Un ejemplo se muestra en la figura 5-2a, donde se aplica la técnica de modulación por ancho de pulso (PWM) para lograr la AM con una alta eficiencia de conversión [DeAngelo, 1982]. La entrada de audio se convierte en una señal PWM que se emplea para controlar un circuito conmutador (bulbo o transistor) de alta potencia. La salida del circuito conmutador consiste en una señal PWM de alto nivel que se filtra con un filtro pasabajas para producir el componente de "DC" utilizado como fuente de poder para la etapa del amplificador de potencia (PA, por sus siglas en inglés). A menudo la frecuencia de conmutación de PWM se escoge en un rango de 70 a 80 kHz, de manera que se pueden suprimir fácilmente los componentes fundamentales y armónicos de la señal PWM mediante un filtro pasabajas, y sin embargo el valor de "DC" puede variar a una velocidad de audio tan alta como de 12 o 15 kHz para una buena respuesta en frecuencia de audio de AM. Esta técnica proporciona una excelente respuesta en frecuencia y una baja distorsión, ya que no se requieren transformadores de audio de alta potencia, pero a menudo se utilizan tubos de vacío en los circuitos conmutadores del PA y electrónicos porque los transistores no poseen una disipación lo suficientemente grande.

Otra técnica permite construir un transmisor de alta potencia en estado sólido. Ésta recurre al procesamiento digital para generar la AM. Se puede crear un transmisor de AM de 50 kW que utiliza de 50 a 100 módulos de PA de transistores, cada uno de los cuales produce ya sea 100, 300, 500 o 1,000 W (visite http://www.broadcast.harris.com). Cada módulo genera una onda cuadrada de amplitud constante a la frecuencia de la portadora, la cual se filtra para producir el componente fundamental de onda seno. Para sintetizar la señal AM, la señal analógica de audio se muestrea y digitaliza mediante un ADC. Estas muestras se emplean para determinar (calcular) la combinación de módulos que se necesita encender (de muestra a muestra) a fin de generar la amplitud requerida en

[2] No se confunda esta eficiencia de conversión con la eficiencia de modulación definida en la ecuación (5-10).



(a) Diagrama de bloques



(b) Formas de onda

Figura 5–2 Generación de AM de alta potencia mediante PWM.

la señal combinada (sumada). Si uno de los módulos falla, se sustituye con otro (o con una combinación de módulos), asegurando una excelente confiabilidad cuando el transmisor está en funcionamiento en el aire, ya que éste continuará operando con módulos defectuosos. Cualquiera de éstos se puede reemplazar o reparar más tarde, en un tiempo conveniente. Este transmisor de AM posee una eficiencia de conversión de potencia de AC a RF de 86% y una excelente fidelidad de audio.

5–2 ESTÁNDARES TÉCNICOS DE DIFUSIÓN POR AM Y DIFUSIÓN DIGITAL POR AM

En la tabla 5-1 se muestran algunos estándares técnicos de la FCC para las estaciones difusoras por AM. Debido a que el ancho de banda es de 10 kHz, la audiofrecuencia más alta se limita a 5 kHz si la señal de AM resultante no interfiere con las estaciones asignadas a canales adyacentes. Esta baja fidelidad no es una propiedad inherente a AM, pero ocurre porque el ancho de banda del canal se limita por el estándar de 10 kHz de la FCC en lugar de haber elegido, por ejemplo, 30 kHz, para de esta forma poder soportar tres veces el número de canales en la banda de difusión por AM. En la práctica, la FCC permite que las estaciones tengan un ancho de banda de audio de 10 kHz, lo cual produce un ancho de banda de señal AM de 20 kHz. Esto, por supuesto, causa cierta interferencia en estaciones con canales adyacentes.

En Estados Unidos operan alrededor de 4,925 estaciones de AM y las frecuencias de portadora se diseñan de acuerdo con el área de cobertura deseada para dicha modalidad: de canal claro, de canal regional o frecuencias de canal local. La tabla 5-1 muestra las frecuencias de canal claro y de canal local. Las otras son regionales. Las estaciones de canal claro clase A operan todo el tiempo (día y noche) y la mayoría posee una potencia de 50 kW. Se desea que estas estaciones cubran áreas amplias. Más aún, para soportar cuantas sea posible, las estaciones de canales no claros pueden ser asignadas para operar sobre las frecuencias de canal claro cuando se implementan sin interferencia

TABLA 5–1 ESTÁNDARES TÉCNICOS PARA ESTACIONES DE DIFUSIÓN POR AM

Elemento	Estándar técnico de la FCC
Frecuencia asignada, f_c	En incrementos de 10 kHz, desde 540 a 1,700 kHz
Ancho de banda del canal	10 kHz
Estabilidad de la frecuencia de la portadora	±20 Hz de la frecuencia asignada
Frecuencias de canal claro (Una estación clase A de 50 kW) (No direccional)	640, 650, 660, 670, 700, 720, 750, 760, 770, 780, 820, 830, 840, 870, 880, 890, 1,020, 1,030, 1,040, 1,070, 1,100, 1,120, 1,160, 1,180, 1,200 y 1,210 kHz
Frecuencias de canal claro (Múltiples estaciones de 50 kW) (Direccional nocturna)	680, 710, 810, 850, 1,000, 1,060, 1,080, 1,090, 1,110, 1,130, 1,140, 1,170, 1,190, 1,500, 1,510, 1,520 y 1,530 kHz
Frecuencias de canal claro (Para las Bahamas, Cuba, Canadá o México)	540, 690, 730, 740, 800, 860, 900, 940, 990, 1,010, 1,050, 1,220, 1,540, 1,550, 1,560, 1,570 y 1,580 kHz
Frecuencias de canal local (Estaciones de 1 kW)	1,230, 1,240, 1,340, 1,400, 1,450 y 1,490 kHz
Máxima potencia autorizada	50 kW
Radio de información a viajeros (50 W máximo, 10 W usualmente)	En incrementos de 10 kHz desde 530 a 1,700 kHz

con estación dominante de este canal. A menudo, para evitar la interferencia, estas estaciones secundarias deben operar con patrones direccionales de antena, de tal forma que haya un nulo en la dirección de la estación dominante. Esto es de especial importancia para la operación nocturna, cuando la propagación de onda celeste permite que una estación de canal claro cubra la mitad de Estados Unidos.

Las estaciones clase B operan tiempo completo para cubrir un área regional. La mayoría posee una potencia de 5 kW, aunque algunas funcionan hasta con 50 kW. Las estaciones clase C cubren un área local también de tiempo completo y la mayoría opera con una potencia de 1 kW. Cientos de estaciones de esta clase se asignan a cada frecuencia de canal local (consulte la tabla 5-1), de tal manera que la interferencia de onda celeste nocturna es grande en estas frecuencias. Debido a esta interferencia, el radio de cobertura nocturno de una estación clase C puede ser tan pequeño como de 5 millas desde el sitio de transmisión. Las estaciones clase D, por su parte, operan de día, algunas con potencias tan grandes como 50 kW y, si se les permite transmitir durante la noche, con una potencia nocturna de 250 watts o menos.

Las estaciones de AM de difusión internacional, las cuales operan en las bandas de onda corta (de 3 a 30 MHz), generalmente funcionan con altos niveles de potencia. Algunas de éstas alimentan 500 kW de potencia de portadora hacia antenas direccionales que producen niveles de potencia radiada efectiva en el rango de los megawatts (es decir, cuando se incluye la ganancia de la antena direccional).

Difusión digital por AM

En Estados Unidos la FCC ha adoptado el sistema iBiquity *canal dentro de banda* (IBOC, por sus siglas en inglés) para la difusión digital en la banda de AM (es decir, onda media, 540 a 1,700 kHz). Este sistema provee una transmisión simultánea de datos digitales de audio y datos digitales auxiliares a través de una señal AM convencional (modulada por audio analógico). En consecuencia, se puede utilizar un receptor de AM convencional para recibir el audio analógico. Un receptor IBOC, por su parte, puede emplearse, con su codec incorporado, para convertir la parte digital de la señal AM IBOC a audio en estéreo. Si la señal AM IBOC recibida es débil, el usuario escuchará el audio analógico convencional de la parte AM de la señal; si es fuerte, entonces el audio decodificado tendrá una calidad casi de CD en estéreo (ancho de banda de audio de 15 kHz), como se decodifica a partir de los datos IBOC. A su vez, si la señal oscila entre débil y fuerte, entonces el receptor producirá una mezcla del audio obtenido de las partes AM e IBOC.

La multiplexión ortogonal por división de frecuencias (OFDM), como se analizará en la sección 5-12, se utiliza para producir la señal IBOC. Para ello, los datos del codec transmisor se dividen en seis grupos de OFDM colocados dentro, o adyacentes a la bandas laterales de la señal AM convencional. Tres de los grupos de OFDM se colocan en la banda lateral superior y tres en la inferior. Estas bandas laterales son independientes, pero los datos se dividen a fin de que sólo se requiera una banda lateral para recuperar el audio a una calidad reducida. No obstante, para recuperar el audio completo en estéreo de alta fidelidad se necesitan datos de ambas bandas laterales (todos los seis grupos de OFDM).

El ancho de banda de la señal IBOC es de 30 kHZ, pero el espacio de portadora entre las estaciones sigue siendo de 10 kHz. En consecuencia, habrá posibilidad de interferencia con las estaciones asignadas a los canales adyacentes. Sin embargo, la frecuencia asignada de la estación AM es tal que los canales adyacentes se adjudican sólo a ubicaciones lejanas. Durante el día existe poca o casi nula interferencia con las estaciones lejanas de tales canales, pero durante la noche, por la propagación de la onda celeste, se pueden escuchar estaciones en casi todos los canales de AM. Por tanto, en la noche las estaciones IBOC causan interferencia a estas estaciones en canales adyacentes. Por ello, actualmente la FCC no permite transmisión IBOC en horarios nocturnos. Sin embargo, se continúan realizando pruebas para determinar cómo se puede minimizar esta interferencia nocturna de canales adyacentes de las estaciones IBOC.

Existe cierto número de estaciones de AM que transmite por AM IBOC. Para mayor información sobre esta técnica y un listado de las estaciones que transmiten en AM IBOC, busque en Internet el término IBOC AM.

Hay muchas maneras de transmitir señales de audio digitales en las bandas de onda baja, media y corta. Un método popular en desarrollo para la onda corta es el radio digital Mondiale (DRM, por sus siglas en inglés). Esta técnica utiliza una transmisión completamente digital, así que no se puede utilizar un receptor de onda corta convencional con detector de AM para su recepción, y en cambio se requiere un receptor DRM para recuperar el audio. Esta tecnología tiene la ventaja de que es vigorosa para un canal en decadencia y además proporciona una buena calidad de audio. Para mayores detalles acerca del DRM consulte [Hofmann, *et al.*, 2003] y www.drm.org.

5–3 DOBLE BANDA LATERAL CON PORTADORA SUPRIMIDA

Una señal de *doble banda lateral con portadora suprimida* (DSB-SC) es una señal AM con una portadora discreta suprimida. La señal DSB-SC se genera mediante

$$s(t) = A_c m(t) \cos \omega_c t \tag{5–13}$$

donde se asume que $m(t)$ cuenta con un nivel de DC igual a cero para el caso de la portadora suprimida. El espectro es idéntico al de la AM obtenido con la ecuación (5-12), a excepción de que las funciones delta a $\pm f_c$ estén ausentes. Esto es, el espectro para DSB-SC es

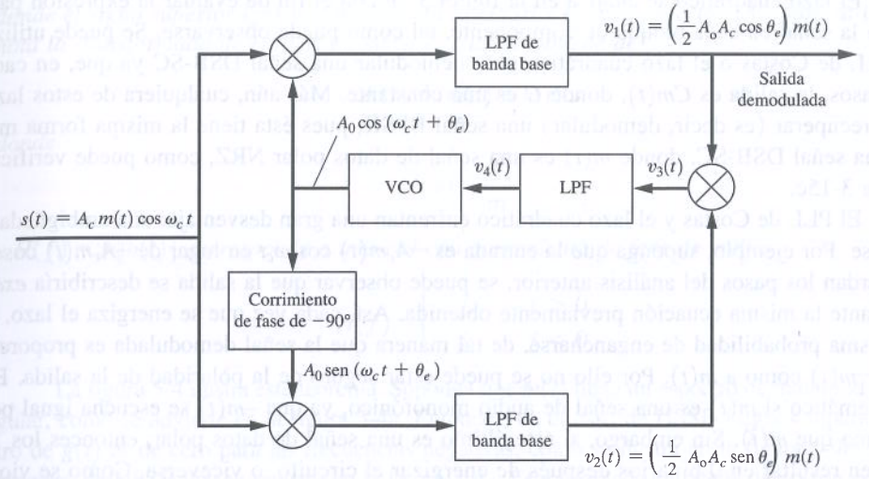
$$S(f) = \frac{A_c}{2}\left[M(f-f_c) + M(f+f_c)\right] \tag{5–14}$$

Si se compara con una señal AM, el porcentaje de modulación en una señal DSB-SC es infinito, ya que no existe un componente de línea portadora. Más aún, la eficiencia de modulación de esta señal es de 100% debido a que no se gasta potencia en una portadora discreta. Sin embargo, se requiere un detector de producto, el cual es más costoso que un detector de envolvente, para la demodulación de la señal DSB-SC. Si el circuito de transmisión restringe la señal modulada a cierto valor pico, por ejemplo A_p, entonces se puede demostrar (vea el problema 5-8) que la potencia de banda lateral de una señal DSB-SC es *cuatro* veces la de una señal AM comparable con el mismo nivel pico. En este caso, la señal DSB-SC posee una ventaja de potencia cuadruplicada sobre una señal AM.

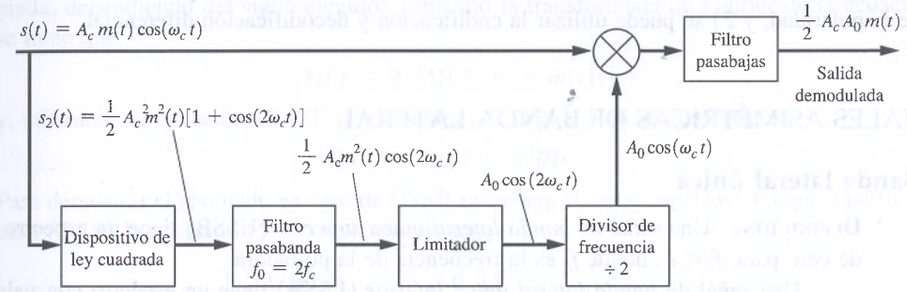
Si $m(t)$ es una señal de datos polares binarios (en lugar de una señal de audio), entonces la ecuación (5-13) es una señal BPSK, como se describió en el ejemplo 2-18. La sección 5-9 ampliará los detalles sobre la señalización BPSK. Como se muestra en la tabla 4-1, una señal QM puede generarse añadiendo dos señales DSB donde haya dos señales, $m_1(t)$ y $m_2(t)$, portadoras moduladoras de coseno y seno, respectivamente.

5–4 LAZO DE COSTAS Y LAZO CUADRÁTICO

La referencia coherente para detectar el producto de DSB-SC no se puede obtener mediante un lazo seguidor enganchado por fase ordinaria, ya que no hay componentes espectrales de línea en $\pm f_c$. Sin embargo, debido a que la señal DSB-SC posee un espectro simétrico respecto de la frecuencia de la portadora (suprimida), se puede utilizar cualquiera de los dos tipos de lazos de recuperación de portadora que se observan en la figura 5-3 para demodular dicha señal. La figura 5-3a muestra el *PLL de Costas* y la figura 5-3b, el *lazo cuadrático*. El rendimiento del ruido para ambos lazos es equivalente [Ziemer y Peterson, 1985], así que la opción de cuál implementar depende del costo



(a) Lazo enganchado por fase de Costas



(b) Lazo cuadrático

Figura 5–3 Lazos de recuperación de portadora para señales DSB-SC.

relativo de sus componentes y de la exactitud que se puede lograr cuando se construye cada uno de ellos.

Como se registra en la figura 5-3a, el PLL de Costas se analiza asumiendo que el VCO se engancha a la frecuencia de la portadora suprimida de entrada, f_c, con un error constante en fase de θ_e. Entonces los voltajes $v_1(t)$ y $v_2(t)$ se obtienen a la salida de los filtros pasabajas de banda base, como puede advertirse. Ya que θ_e es pequeño, la amplitud de $v_1(t)$ es relativamente grande comparada con la de $v_2(t)$ (es decir, $\cos \theta_e \gg \text{sen } \theta_e$). Más aún, $v_1(t)$ es proporcional a $m(t)$, así que éste es la salida demodulada (detector de producto). El voltaje producto $v_3(t)$ es

$$v_3(t) = \tfrac{1}{2}\left(\tfrac{1}{2} A_0 A_c\right)^2 m^2(t) \text{ sen } 2\theta_e$$

El voltaje $v_3(t)$ se filtra con un LPF que tiene una frecuencia de corte cercano al valor DC, así que este filtro actúa como un integrador para producir el voltaje de control de DC del VCO

$$v_4(t) = K \text{ sen } 2\theta_e$$

donde $K = \frac{1}{2}\left(\frac{1}{2} A_0 A_c\right)^2 \langle m^2(t) \rangle$ y $\langle m^2(t) \rangle$ es el nivel de DC de $m^2(t)$. Este voltaje de control de DC es suficiente para mantener el VCO enganchado a f_c, con un pequeño error en fase θ_e.

El lazo cuadrático se analiza en la figura 5-3b con el fin de evaluar la expresión para la salida de la señal en cada bloque de componente, tal como puede observarse. Se puede utilizar ya sea el PLL de Costas o el lazo cuadrático para demodular una señal DSB-SC ya que, en cada uno de los casos, la salida es $Cm(t)$, donde C es una constante. Más aún, cualquiera de estos lazos es útil para recuperar (es decir, demodular) una señal BPSK, pues ésta tiene la misma forma matemática de una señal DSB-SC, donde $m(t)$ es una señal de datos polar NRZ, como puede verificarse en la figura 3-15c.

El PLL de Costas y el lazo cuadrático enfrentan una gran desventaja: una ambigüedad de 180° de fase. Por ejemplo, suponga que la entrada es $-A_c m(t)$ cos $\omega_c t$ en lugar de $+A_c m(t)$ cos $\omega_c t$. Si se recuerdan los pasos del análisis anterior, se puede observar que la salida se describiría *exactamente* mediante la misma ecuación previamente obtenida. Así, cada vez que se energiza el lazo, éste tiene la misma probabilidad de engancharse, de tal manera que la señal demodulada es proporcional tanto a $-m(t)$ como a $m(t)$. Por ello no se puede estar seguro de la polaridad de la salida. Esto no es problemático si $m(t)$ es una señal de audio monofónico, ya que $-m(t)$ se escucha igual por el oído humano que $m(t)$. Sin embargo, si este último es una señal de datos polar, entonces los 1 binarios pueden resultar en 0 binarios después de energizar el circuito, o viceversa. Como se vio en el capítulo 3, existen dos maneras de nulificar la ambigüedad de 180° en fase: *1*) se puede enviar una señal de prueba conocida a través del sistema después de encender el lazo para así determinar el sentido de la polaridad, y *2*) se puede utilizar la codificación y decodificación diferencial.

5–5 SEÑALES ASIMÉTRICAS DE BANDA LATERAL

Banda lateral única

DEFINICIÓN. Una señal de *banda lateral única superior* (USSB) tiene un espectro con valor de cero para $|f| < f_c$, donde f_c es la frecuencia de la portadora.

Una señal de *banda lateral única inferior* (LSSB) tiene un espectro con valor de cero para $|f| > f_c$, donde f_c es la frecuencia de la portadora.

Hay numerosas maneras de elaborar un mapa de la modulación $m(t)$ a la envolvente compleja $g[m]$, de tal forma que se pueda obtener una señal SSB. La tabla 4-1 incluye algunos de estos métodos. SSB-AM es hasta ahora el tipo más popular. Lo utilizan ampliamente los militares y los radioaficionados en los sistemas de comunicación de alta frecuencia (HF). Es popular porque el ancho de banda es el mismo que el de la señal moduladora, el cual, a su vez, representa la mitad del de una señal AM o DSB-SC. Por tales razones, estas secciones se concentrarán en el tipo de señal SSB. En una aplicación típica, el término *SSB* se refiere al tipo SSB-AM de señal, a menos que se mencione lo contrario.

TEOREMA. *Una señal SSB (es decir, del tipo SSB-AM) se obtiene utilizando la envolvente compleja*

$$g(t) = A_c[m(t) \pm j\hat{m}(t)] \tag{5–15}$$

el cual resulta en una forma de onda de señal SSB

$$s(t) = A_c[m(t) \cos \omega_c t \mp \hat{m}(t) \text{ sen } \omega_c t] \tag{5–16}$$

donde el signo superior (−) *se emplea para la USSB y el signo inferior* (+) *para la LSSB.* $\hat{m}(t)$ *denota la transformada de Hilbert de* $m(t)$*, la cual se obtiene de*[3]

$$\hat{m}(t) \triangleq m(t) * h(t) \tag{5–17}$$

donde

$$h(t) = \frac{1}{\pi t} \tag{5–18}$$

y $H(f) = \mathcal{F}[h(t)]$ *corresponde a una red con corrimiento de fase de* −90°:

$$H(f) = \begin{cases} -j, & f > 0 \\ j, & f < 0 \end{cases} \tag{5–19}$$

La figura 5-4 ilustra este teorema. Suponga que $m(t)$ tiene un espectro de magnitud de forma triangular, como se advierte en la figura 5-4a. Entonces, en el caso de USSB (signos superiores), el espectro de $g(t)$ es de cero para las frecuencias negativas, como se ilustra en la figura 5-4b, y $s(t)$ posee el espectro de USSB que se registra en la figura 5-4c. Este resultado se puede demostrar como sigue:

Demostración. Se requiere mostrar que el espectro de $s(t)$ es de cero en la banda lateral apropiada, dependiendo del signo elegido. Tomando la transformada de Fourier de la ecuación (5-15), se tiene que

$$G(f) = A_c\{M(f) \pm j\mathcal{F}[\hat{m}(t)]\} \tag{5–20}$$

y, utilizando la ecuación (5-17), se encuentra que la ecuación se convierte en

$$G(f) = A_c M(f)[1 \pm jH(f)] \tag{5–21}$$

Para demostrar el resultado en caso de USSB se escoge el signo superior. Así que a partir de la ecuación (5-19) la ecuación (5-21) se convierte en

$$G(f) = \begin{cases} 2A_c M(f), & f > 0 \\ 0, & f < 0 \end{cases} \quad \text{(para el caso de USSB)} \tag{5–22}$$

Sustituyendo la ecuación (5-22) dentro de la ecuación (4-15), resultan en la señal pasabanda:

$$S(f) = A_c \begin{cases} M(f - f_c), & f > f_c \\ 0, & f < f_c \end{cases} + A_c \begin{cases} 0, & f > -f_c \\ M(f + f_c), & f < -f_c \end{cases} \tag{5–23}$$

Ésta es, de hecho, la señal USSB (vea la figura 5-4).

De haberse escogido los signos inferiores de la ecuación (5-21), entonces se habría obtenido una señal LSSB.

La *potencia promedio normalizada* de la señal SSB es

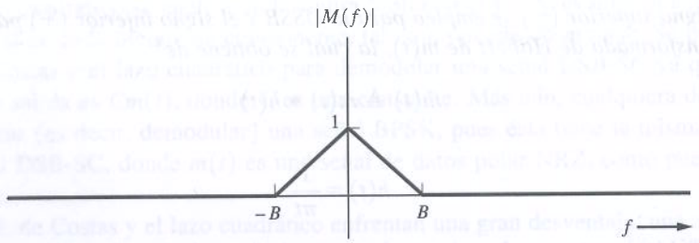
$$\langle s^2(t) \rangle = \tfrac{1}{2}\langle |g(t)|^2 \rangle = \tfrac{1}{2} A_c^2 \langle m^2(t) + [\hat{m}(t)]^2 \rangle \tag{5–24}$$

Como se muestra en el problema de estudio SA5-1, $\langle \hat{m}(t)^2 \rangle = \langle m^2(t) \rangle$, de tal forma que la potencia de la señal SSB es

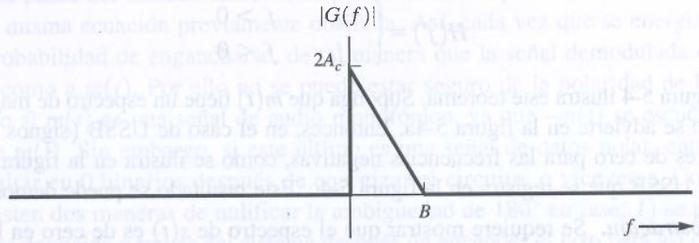
$$\langle s^2(t) \rangle = A_c^2 \langle m^2(t) \rangle \tag{5–25}$$

la cual es la potencia de la señal moduladora $\langle m^2(t) \rangle$ multiplicada por el factor de ganancia de potencia A_c^2.

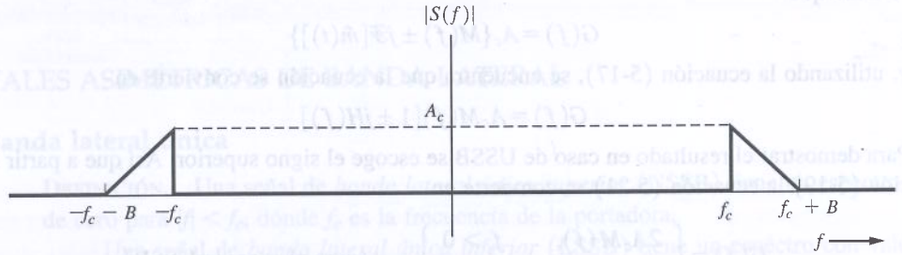
[3] En la sección A-7 (apéndice A) se presenta una tabla de los pares de la transformada de Hilbert.



(a) Espectro de magnitud de banda base



(b) Magnitud del espectro correspondiente de la envolvente compleja para la USSB



(c) Magnitud del espectro correspondiente de la señal USSB

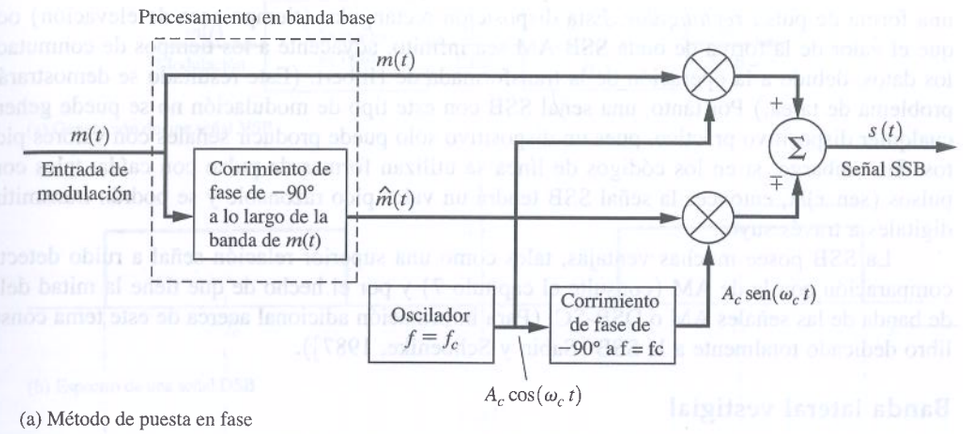
Figura 5–4 Espectro para una señal USSB.

La *potencia pico de la envolvente normalizada (PEP)* es

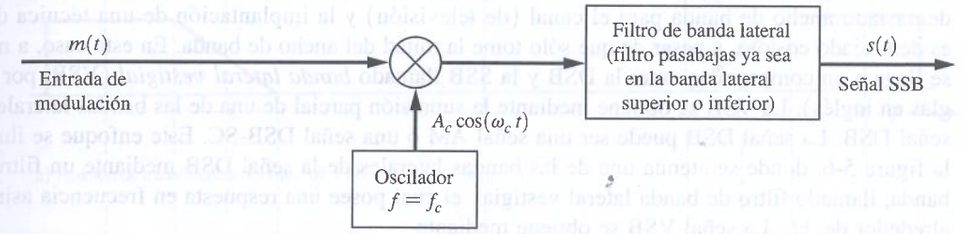
$$\tfrac{1}{2}\,\text{máx}\{|g(t)|^2\} = \tfrac{1}{2}A_c^2\,\text{máx}\{m^2(t) + [\hat{m}(t)]^2\} \tag{5–26}$$

La figura 5-5 ofrece dos técnicas para generar la señal SSB. El *método de puesta en fase* es idéntico a la forma canónica de IQ discutida anteriormente (figura 4-28), como se aplica a la generación de señales SSB. El *método de filtrado* es un caso especial, en el cual se utiliza un procesamiento de RF, con un filtro de banda lateral, para formar el $g(t)$ equivalente, en lugar de recurrir a un procesamiento de banda base para generar $g[m]$ directamente. El método de filtrado es el más popular gracias a que se puede obtener una excelente supresión de banda lateral cuando se utiliza un filtro de cristal para el filtro de banda lateral.[4] Los filtros de cristal son relativamente económicos cuando se producen en cantidad a frecuencias de IF estándares. Además de las dos técnicas referidas para la generación de SSB, existe una tercera, llamada *método de Weaver* [Weaver, 1956]. Éste se

[4] Una excelente supresión de banda lateral es posible porque el audio de calidad para comunicaciones tiene un contenido espectral insignificante, por debajo de los 300 Hz. Por tanto, se puede diseñar al filtro de banda lateral para que éste suministre la atenuación de banda lateral requerida sobre una banda de transición de $2 \times 300 = 600$ Hz.



(a) Método de puesta en fase



(b) Método de filtrado

Figura 5–5 Generación de SSB.

describe en la figura P5-12 y el problema 5-12. Un transmisor de SSB práctico incorpora un convertidor elevado para transformar la señal SSB en la frecuencia de operación deseada y utiliza un amplificador clase B para amplificar la señal al nivel de potencia que se quiera.

Las señales SSB poseen *tanto* AM *como* PM. Aplicando la ecuación (5-15) se tiene que, para el componente de AM (envolvente real),

$$R(t) = |g(t)| = A_c\sqrt{m^2(t) + [\hat{m}(t)]^2} \tag{5–27}$$

y para el componente de PM,

$$\theta(t) = \underline{/g(t)} = \tan^{-1}\left[\frac{\pm\,\hat{m}(t)}{m(t)}\right] \tag{5–28}$$

Las señales SSB pueden captarse mediante un receptor superheterodino que incorpora un detector de producto con $\theta_0 = 0$. Por tanto, la salida del receptor es

$$v_{\text{salida}}(t) = K\,\text{Re}\{g(t)e^{-j\theta_0}\} = KA_c m(t) \tag{5–29}$$

donde K depende de la ganancia del receptor y de la pérdida en el canal. Cuando se detectan las señales SSB con modulación de audio, la fase de referencia θ_0 no tiene que ser de cero, ya que se escucha la misma armonía independientemente del valor utilizado para la fase [aunque la forma de onda $v_{\text{salida}}(t)$ será drásticamente diferente, dependiendo del valor de θ_0]. En la modulación digital la fase debe ser exactamente correcta, para preservar la forma de la onda digital. Más aún, SSB es una pobre técnica de modulación *si* la señal de datos moduladora consiste de un código de línea con

una forma de pulso *rectangular*. Esta disposición rectangular (tiempo cero de elevación) ocasiona que el valor de la forma de onda SSB-AM sea infinito, adyacente a los tiempos de conmutación de los datos, debido a la operación de la transformada de Hilbert. (Este resultado se demostrará en un problema de tarea.) Por tanto, una señal SSB con este tipo de modulación no se puede generar con cualquier dispositivo práctico, pues un dispositivo sólo puede producir señales con valores pico finitos. Sin embargo, si en los códigos de línea se utilizan formas de pulso con caída, tales como los pulsos (sen x)/x, entonces la señal SSB tendrá un valor pico razonable y se podrán transmitir datos digitales a través suyo.

La SSB posee muchas ventajas, tales como una superior relación señal a ruido detectada en comparación con la de AM (consulte el capítulo 7) y por el hecho de que tiene la mitad del ancho de banda de las señales AM o DSB-SC. (Para información adicional acerca de este tema consulte un libro dedicado totalmente a la SSB [Sabin y Schoenike, 1987]).

Banda lateral vestigial

En ciertas aplicaciones (como en la difusión por televisión), la técnica de modulación de DSB toma demasiado ancho de banda para el canal (de televisión) y la implantación de una técnica de SSB es demasiado costosa, a pesar de que sólo tome la mitad del ancho de banda. En este caso, a menudo se llega a un compromiso entre la DSB y la SSB llamado *banda lateral vestigial* (VSB, por sus siglas en inglés). La VSB se obtiene mediante la supresión parcial de una de las bandas laterales de la señal DSB. La señal DSB puede ser una señal AM o una señal DSB-SC. Este enfoque se ilustra en la figura 5-6, donde se atenúa una de las bandas laterales de la señal DSB mediante un filtro pasabanda, llamado filtro de banda lateral vestigial, el cual posee una respuesta en frecuencia asimétrica alrededor de $\pm f_c$. La señal VSB se obtiene mediante

$$s_{\text{VSB}}(t) = s(t) * h_v(t) \tag{5–30}$$

donde $s(t)$ es la señal DSB que se describe ya sea por la ecuación (5-4) con portadora o la ecuación (5-13) con portadora suprimida, y $h_v(t)$ es la respuesta al impulso del filtro de VSB. El espectro de la señal VSB es

$$S_{\text{VSB}}(f) = S(f)H_v(f) \tag{5–31}$$

como se ilustra en la figura 5-6d.

La modulación en la señal VSB se puede recuperar con un receptor que utilice una detección de producto o, si una portadora grande está presente, mediante una detección de envolvente. Para recuperar la modulación sin distorsión, la función de transferencia para el filtro de VSB debe satisfacer la siguiente restricción:

$$H_v(f-f_c) + H_v(f+f_c) = C, \quad |f| \leq B \tag{5–32}$$

donde C es una constante y B es el ancho de banda de la modulación. Una aplicación de esta restricción se muestra en la figura 5-6e, donde la condición especificada por la ecuación (5-32) se satisface para la característica del filtro de VSB ilustrada en la figura 5-6c.

La necesidad de restricción de la ecuación (5-32) se demostrará a continuación. Suponiendo que $s(t)$ es una señal DSB-SC, entonces, a través de las ecuaciones (5-14) y (5-31) el espectro de la señal VSB es

$$S_{\text{VSB}}(f) = \frac{A_c}{2}\left[M(f-f_c)H_v(f) + M(f+f_c)H_v(f)\right]$$

Considerando la figura 4-14, se observa que la salida del detector de producto es

$$v_{\text{salida}}(t) = [A_0 s_{\text{VSB}}(t) \cos \omega_c t] * h(t)$$

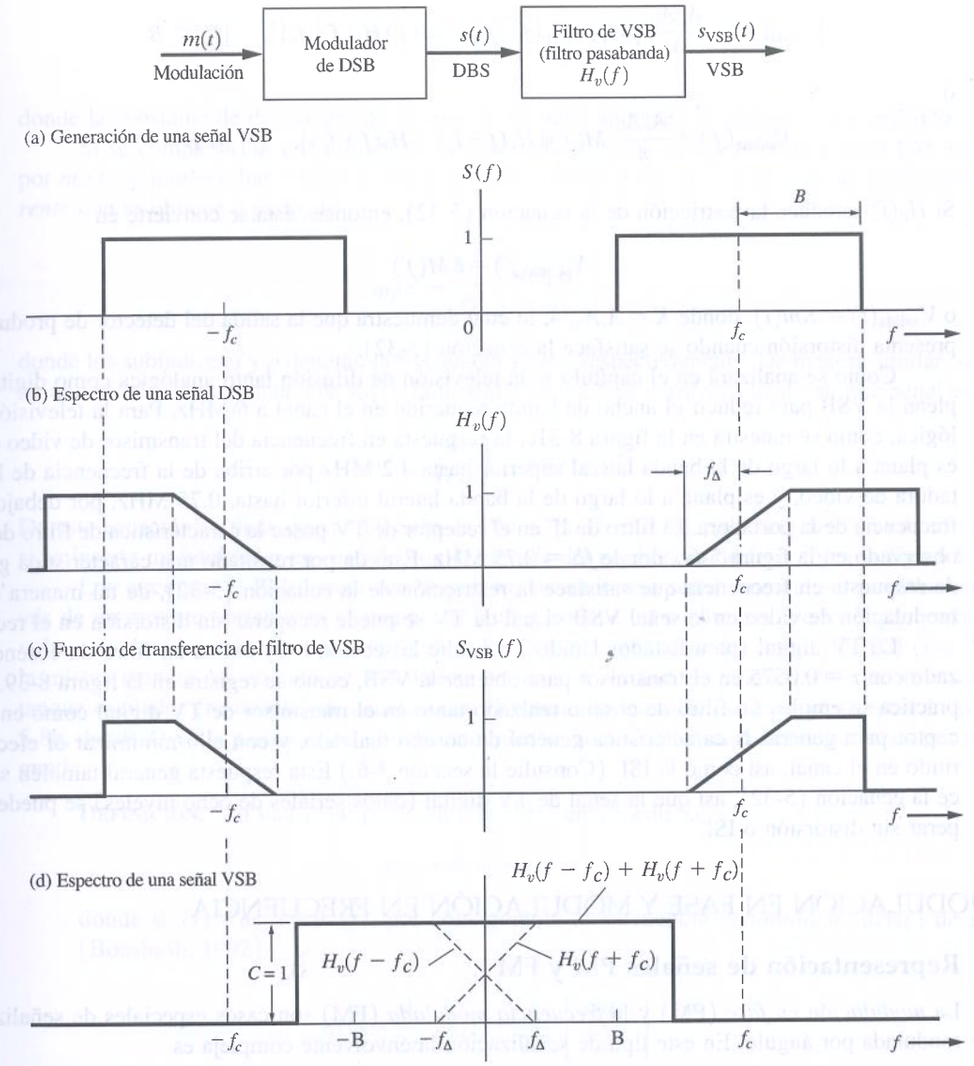


Figura 5–6 Transmisor y espectros de VSB.

donde $h(t)$ es la respuesta al impulso del filtro pasabajas de ancho de banda de B hertz. En el dominio de frecuencias esta ecuación se convierte en

$$V_{\text{salida}}(f) = A_0\{S_{\text{VSB}}(f) * [\tfrac{1}{2}\delta(f-f_c) + \tfrac{1}{2}\delta(f+f_c)]\}H(f)$$

donde $H(f) = 1$ para $|f| < B$, y 0 para f en cualquier otro caso. Sustituyendo para $S_{\text{VSB}}(f)$ y utilizando la propiedad convolucional $x(f) * \delta(f-a) = x(f-a)$ resulta en

$$V_{\text{salida}}(f) = \frac{A_c A_0}{4}\,[M(f)H_v(f-f_c) + M(f)H_v(f+f_c)], \quad |f| < B$$

o

$$V_{\text{salida}}(f) = \frac{A_c A_0}{4}\,M(f)[H_v(f-f_c) + H_v(f+f_c)], \quad |f| < B$$

Si $H_v(f)$ satisface la restricción de la ecuación (5-32), entonces ésta se convierte en

$$V_{\text{salida}}(f) = KM(f)$$

o $V_{\text{salida}}(t) = Km(t)$, donde $K = A_c A_0/4$, lo cual demuestra que la salida del detector de producto no presenta distorsión cuando se satisface la ecuación (5-32).

Como se analizará en el capítulo 8, la televisión de difusión tanto analógica como digital emplean la VSB para reducir el ancho de banda requerido en el canal a 6 MHz. Para la televisión analógica, como se muestra en la figura 8-31c, la respuesta en frecuencia del transmisor de video de TV es plana a lo largo de la banda lateral superior hasta 4.2 MHz por arriba de la frecuencia de la portadora de video, y es plana a lo largo de la banda lateral inferior hasta, 0.75 MHz, por debajo de la frecuencia de la portadora. El filtro de IF en el receptor de TV posee la característica de filtro de VSB observado en la figura 5-6c, donde $f\Delta = 0.75$ MHz. Esto da por resultado una característica general de respuesta en frecuencia que satisface la restricción de la ecuación (5-32), de tal manera que la modulación de video en la señal VSB visual de TV se puede recuperar sin distorsión en el receptor.

La TV digital (para Estados Unidos, consulte la sección 8-9) utiliza un filtro de coseno realzado con $r = 0.0575$ en el transmisor para obtener la VSB, como se registra en la figura 8-39. En la práctica se emplea un filtro de coseno realzado tanto en el transmisor de TV digital como en el receptor para generar la característica general de coseno realzado, y con ello minimizar el efecto del ruido en el canal, así como la ISI. (Consulte la sección 3-6.) Esta respuesta general también satisface la ecuación (5-32), así que la señal de TV digital (datos seriales de ocho niveles) se puede recuperar sin distorsión o ISI.

5–6 MODULACIÓN EN FASE Y MODULACIÓN EN FRECUENCIA

Representación de señales PM y FM

La *modulación en fase* (PM) y la *frecuencia modulada* (FM) son casos especiales de señalización modulada por ángulo. En este tipo de señalización la envolvente compleja es

$$g(t) = A_c e^{j\theta(t)} \tag{5–33}$$

Aquí la envolvente real, $R(t) = |g(t)| = A_c$, es una constante, y la fase $\theta(t)$ es una función lineal de la señal de modulación $m(t)$. Sin embargo, $g(t)$ es una función *no lineal* de la modulación. Aplicando la ecuación (5-33), se encuentra que la *señal modulada por ángulo* es

$$s(t) = A_c \cos[\omega_c t + \theta(t)] \tag{5–34}$$

Para PM, la fase es directamente proporcional a la señal de modulación; esto es,

$$\theta(t) = D_p m(t) \tag{5–35}$$

donde la constante de proporcionalidad D_p es la sensibilidad de fase del modulador de fase, que tiene unidades de radianes por volt [asumiendo que $m(t)$ es una forma de onda de voltaje]. Para FM, la fase es proporcional a la integral de $m(t)$; así que

$$\theta(t) = D_f \int_{-\infty}^{t} m(\sigma)\, d\sigma \tag{5–36}$$

donde la constante de desviación de frecuencia D_f tiene unidades de radianes/volt-segundo.

Si se comparan las dos últimas ecuaciones, observamos que se tiene una señal PM modulada por $m_p(t)$, y *también* hay FM en la señal, correspondiente a una forma de onda de modulación *diferente* que se obtiene a partir de

$$m_f(t) = \frac{D_p}{D_f}\left[\frac{dm_p(t)}{dt}\right] \tag{5–37}$$

donde los subíndices f y p denotan la frecuencia y fase, respectivamente. De manera similar, si se tiene una señal FM modulada por $m_f(t)$, la modulación en fase correspondiente en esta señal es

$$m_p(t) = \frac{D_f}{D_p} \int_{-\infty}^{t} m_f(\sigma)\, d\sigma \tag{5–38}$$

De esta ecuación se tiene que un circuito de PM se puede utilizar para sintetizar un circuito de FM si se inserta un integrador en cascada con la entrada del modulador de fase. (Vea la figura 5-7a).

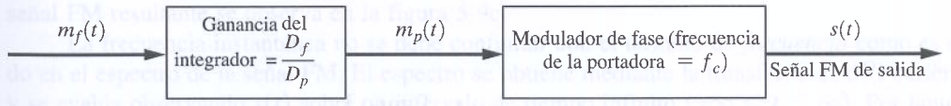
Los circuitos de PM directa son dispuestos pasando una señal senoidal sin modulación a través de un circuito variable en el tiempo, el cual introduce un corrimiento de fase que varía con el voltaje modulador aplicado. (Vea la figura 5-8a.) D_p es la ganancia del circuito de PM (rad/V). De la misma manera, un circuito de FM directa se obtiene variando la sintonización de un circuito de tanque oscilador (resonante) de acuerdo con el voltaje de modulación. Esto se muestra en la figura 5-8b, donde D_f es la ganancia del circuito modulador, la cual tiene unidades de radianes por volt-segundo.

DEFINICIÓN. Si una señal pasabanda se representa mediante

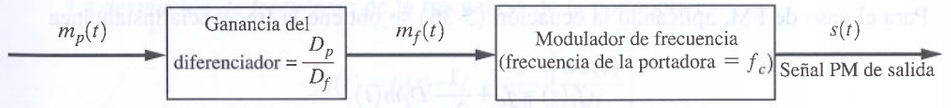
$$s(t) = R(t)\cos\psi(t)$$

donde $\psi(t) = \omega_c t + \theta(t)$, por consiguiente la frecuencia *instantánea* (hertz) de $s(t)$ es [Boashash, 1992]

$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi}\omega_i(t) = \frac{1}{2\pi}\left[\frac{d\psi(t)}{dt}\right]$$

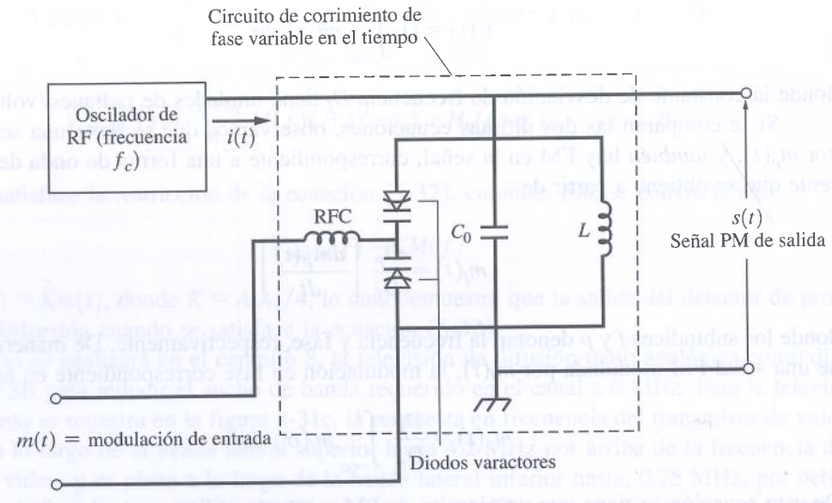


(a) Generación de FM utilizando un modulador de fase

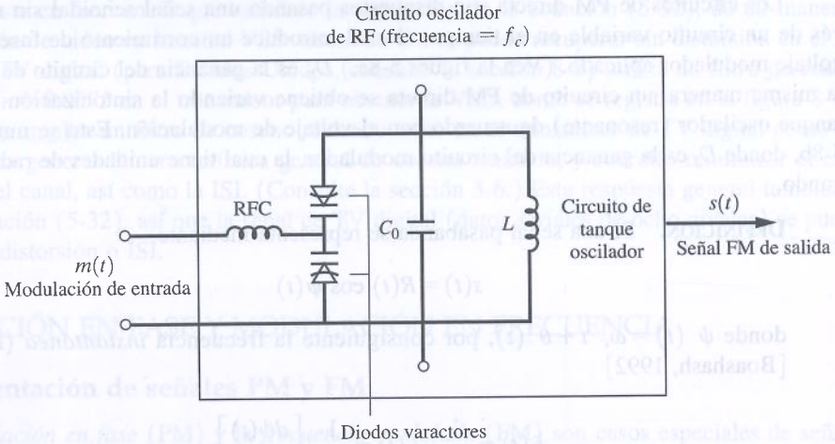


(b) Generación de PM utilizando un modulador de frecuencia

Figura 5–7 Generación de FM a partir de PM y viceversa.



(a) Un circuito modulador de fase



(b) Un circuito modulador de frecuencia

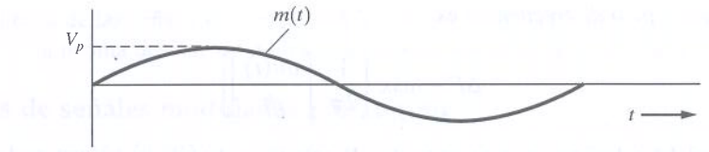
Figura 5–8 Circuitos moduladores de ángulo. RFC = bobina de radiofrecuencia.

o

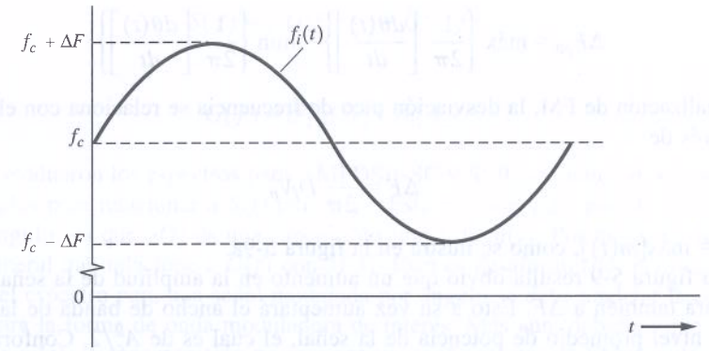
$$f_i(t) = f_c + \frac{1}{2\pi}\left[\frac{d\theta(t)}{dt}\right] \tag{5–39}$$

Para el caso de FM, aplicando la ecuación (5-36) se obtiene la frecuencia instantánea

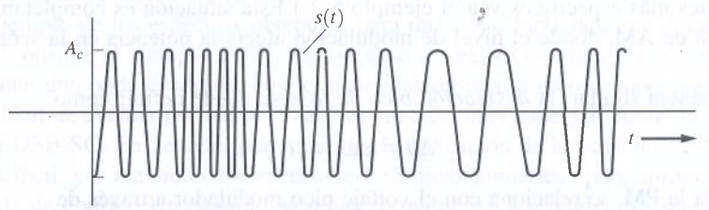
$$f_i(t) = f_c + \frac{1}{2\pi} D_f m(t) \tag{5–40}$$



(a) Señal moduladora senoidal



(b) Frecuencia instantánea de la señal FM correspondiente



(c) Señal FM correspondiente

Figura 5–9 FM con una señal moduladora senoidal de banda base.

Por supuesto que ésta es la razón por la que a este tipo de señalización se le llama *modulación en frecuencia*: la frecuencia instantánea varía alrededor de la frecuencia de la portadora asignada f_c de manera directamente proporcional a la señal moduladora $m(t)$. La figura 5-9b muestra cómo varía la frecuencia instantánea cuando se emplea una modulación senoidal (para propósitos ilustrativos). La señal FM resultante se observa en la figura 5-9c.

La frecuencia instantánea no se debe confundir con el término de *frecuencia* como es empleado en el espectro de la señal FM. El espectro se obtiene mediante la transformada de Fourier de $s(t)$ y se evalúa observando $s(t)$ sobre un intervalo de tiempo infinito ($-\infty < t < \infty$). Por tanto, el espectro indica las frecuencias presentes en la señal (en promedio) *a lo largo de todo el tiempo*. La frecuencia instantánea es aquella que está presente en un instante *particular* de tiempo.

La *desviación de frecuencia* de la frecuencia de la portadora es

$$f_d(t) = f_i(t) - f_c = \frac{1}{2\pi}\left[\frac{d\theta(t)}{dt}\right] \tag{5–41}$$

y la *desviación pico de frecuencia* es

$$\Delta F = \text{máx}\left\{\frac{1}{2\pi}\left[\frac{d\theta(t)}{dt}\right]\right\} \tag{5–42}$$

Observe que ΔF es un número no negativo. En ciertas aplicaciones, como en la modulación digital (unipolar), se utiliza la desviación pico a pico. Ésta se define como

$$\Delta F_{\text{pp}} = \text{máx}\left\{\frac{1}{2\pi}\left[\frac{d\theta(t)}{dt}\right]\right\} - \text{mín}\left\{\frac{1}{2\pi}\left[\frac{d\theta(t)}{dt}\right]\right\} \tag{5–43}$$

Para la señalización de FM, la desviación pico de frecuencia se relaciona con el voltaje pico modulador a través de

$$\Delta F = \frac{1}{2\pi} D_f V_p \tag{5–44}$$

donde $V_p = \text{máx}[m(t)]$, como se ilustra en la figura 5-9a.

De la figura 5-9 resulta obvio que un aumento en la amplitud de la señal de modulación V_p incrementará también a ΔF. Esto a su vez aumentará el ancho de banda de la señal FM, pero no afectará el nivel promedio de potencia de la señal, el cual es de $A_c^2/2$. Conforme V_p aumenta, los componentes espectrales aparecerán más y más lejos de la frecuencia de la portadora y los que están cercanos a ésta disminuirán en magnitud, ya que la potencia total en la señal permanece constante. (Para detalles más específicos vea el ejemplo 5-2.) Esta situación es completamente diferente de la señalización de AM, donde el nivel de modulación afecta la potencia en la señal, pero no su ancho de banda.

De manera similar, la *desviación pico de fase* se puede definir como

$$\Delta\theta = \text{máx}[\theta(t)] \tag{5–45}$$

la cual, para la PM, se relaciona con el voltaje pico modulador a través de

$$\Delta\theta = D_p V_p \tag{5–46}$$

donde $V_p = \text{máx}[m(t)]$.

Definición.[5] El *índice de modulación en fase* se obtiene a partir de

$$\beta_p = \Delta\theta \tag{5–47}$$

donde $\Delta\theta$ es la desviación pico de fase.

El *índice de modulación en frecuencia* se obtiene a partir de

$$\beta_f = \frac{\Delta F}{B} \tag{5–48}$$

donde ΔF es la desviación de frecuencia pico y B es el ancho de banda de la señal moduladora, la cual, para una modulación senoidal, es f_m la frecuencia de la senoidal.[6]

[5] Para señales digitales, algunas veces se utiliza una definición alternativa del índice de modulación, que en la literatura se denota mediante h. El índice de modulación digital es $h = 2\Delta\theta/\pi$, donde $2\Delta\theta$ es el máximo cambio en la desviación pico a pico de fase durante el tiempo que se toma en enviar un símbolo, T_s. [Consulte la ecuación (5-82).]

[6] Hablando estrictamente, el índice de FM se define sólo para la modulación de un solo tono (es decir, senoidal). Sin embargo, a menudo se utiliza para otras formas de onda, donde se selecciona B como la frecuencia más alta o dominante en la forma de onda moduladora.

En el caso de las señalizaciones de PM o FM con modulación *senoidal,* tal que las señales PM y FM poseen la misma desviación de frecuencia pico, entonces β_p es idéntica a β_f.

Espectros de señales moduladas por ángulo

A partir de la ecuación (4-12) se encuentra que el espectro de una señal modulada por ángulo se obtiene de

$$S(f) = \tfrac{1}{2}[G(f - f_c) + G^*(-f - f_c)] \tag{5–49}$$

donde

$$G(f) = \mathcal{F}[g(t)] = \mathcal{F}[A_c e^{j\theta(t)}] \tag{5–50}$$

Cuando se evaluaron los espectros para AM, DSB-SC y SSB, se pudieron obtener fórmulas relativamente simples para relacionar a $S(f)$ con $M(f)$. Éste no es el caso para la señalización de modulación por ángulo, ya que $g(t)$ es una función no lineal de $m(t)$. Por tanto, no se puede obtener una fórmula general que relacione a $G(f)$ con $M(f)$. Esto es desafortunado, pero es un hecho. Es decir, al evaluar el espectro para una señal modulada por ángulo se debe analizar la ecuación (5-50) caso por caso para la forma de onda moduladora de interés. Más aún, debido a que $g(t)$ es una función no lineal de $m(t)$, la superposición no se mantiene y el espectro de FM para la suma de dos formas de onda moduladoras no es el mismo que al adicionar los espectros de FM obtenidos cuando se emplearon las formas de onda individuales.

Un ejemplo de los espectros obtenidos para una señal modulada por ángulo se presenta en el capítulo 2 (consulte el ejemplo 2-18). En ese caso se realizó una modulación en fase en una portadora mediante una onda cuadrada, donde la desviación pico a pico de fase fue de 180°. Allí el espectro fue fácil de evaluar porque se trataba de un caso muy especial, donde la señal PM se reducía a una señal DSB-SC. En general, por supuesto, la aplicación de la ecuación (5-50) a una forma cerrada no es fácil, y a menudo debe recurrirse a técnicas numéricas para aproximar la integral de la transformada de Fourier. Un ejemplo para una forma de onda senoidal moduladora se desarrollará a continuación.

Ejemplo 5–2 Espectro de una señal PM o FM con modulación senoidal

Suponga que la modulación en la señal PM es

$$m_p(t) = A_m \operatorname{sen} \omega_m t \tag{5–51}$$

Entonces

$$\theta(t) = \beta \operatorname{sen} \omega_m t \tag{5–52}$$

donde $\beta_p = D_p A_m = \beta$ es el índice de modulación en fase.

La misma función de fase $\theta(t)$ también puede obtenerse a partir de la ecuación (5-52) si se utiliza la FM, donde

$$m_f(t) = A_m \cos \omega_m t \tag{5–53}$$

y $\beta = \beta_f = D_f A_m/\omega_m$. La desviación pico de frecuencia sería $\Delta F = D_f A_m/2\pi$.

La envolvente compleja es

$$g(t) = A_c e^{j\theta(t)} = A_c e^{j\beta \operatorname{sen} \omega_m t} \tag{5–54}$$

el cual es periódico con un periodo de $T_m = 1/f_m$. En consecuencia, $g(t)$ se puede representar mediante una serie de Fourier que sea válida todo el tiempo ($-\infty < t < \infty$); es decir,

$$g(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} c_n e^{jn\omega_m t} \tag{5–55}$$

donde

$$c_n = \frac{A_c}{T_m} \int_{-T_m/2}^{T_m/2} (e^{j\beta \text{ sen } \omega_m t}) e^{-jn\omega_m t}\, dt \tag{5–56}$$

la cual se reduce a

$$c_n = A_c \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(\beta \text{ sen } \theta - n\theta)}\, d\theta \right] = A_c J_n(\beta) \tag{5–57}$$

Esta integral, conocida como *función de Bessel del primer tipo del n-ésimo orden*, $J_n(\beta)$, no se puede evaluar en forma cerrada, pero sí numéricamente. Algunos valores tabulados para $J_n(\beta)$ se presentan en la tabla 5-2. Hay disponibles tablas extensas de integrales [Abramowitz y Stegun, 1964], o se pueden calcular utilizando MATLAB. Las funciones de Bessel se invocan mediante llamadas estándares a funciones en programas matemáticos para computadoras personales, como el MATLAB. Un examen de la integral muestra que (al hacer un cambio en variables),

$$J_{-n}(\beta) = (-1)^n J_n(\beta) \tag{5–58}$$

Un gráfico de las funciones de Bessel para varios órdenes de n como una función de β se muestra en la figura 5-10.

Tomando la transformada de Fourier de la ecuación (5-55) se obtiene

$$G(f) = \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} c_n\, \delta(f - nf_m) \tag{5–59}$$

o

$$G(f) = A_c \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} J_n(\beta)\delta(f - nf_m) \tag{5–60}$$

Aplicando este resultado en la ecuación (5-49) se logra el espectro de la señal modulada por ángulo. El espectro de magnitud para $f > 0$ se muestra en la figura 5-11 para los casos de $\beta = 0.2$, 1.0, 2.0, 5.0 y 8.0. Observe que el término de portadora discreta (a $f = f_c$) es proporcional a $|J_0(\beta)|$ y, en consecuencia, el nivel (magnitud) de la portadora discreta depende del índice de modulación. Éste será igual a cero si $J_0(\beta) = 0$, lo cual ocurre si $\beta = 2.40$, 5.52, y así sucesivamente, como se advierte en la tabla 5-3.

La figura 5-11 también muestra que el ancho de banda de la señal modulada por ángulo depende de β y de f_m. De hecho, se puede observar que 98% de la potencia total está contenido en el ancho de banda

$$B_T = 2(\beta + 1)B \tag{5–61}$$

donde β es el índice de modulación en fase o el índice de modulación en frecuencia, y B es el ancho de banda de la señal moduladora (el cual es f_m para una modulación senoidal).[7] Esta fórmula proporciona una expresión empírica para evaluar el ancho de banda de transmisión para señales PM o FM, y se conoce como *regla de Carson*. B_T se muestra en la figura 5-11 para varios valores de β. La regla de Carson es muy importante, ya que ofrece una fórmula fácil para calcular el ancho de

[7] Para FM (y no PM), donde $2 < B < 10$, la regla de Carson, ecuación (5-61), en realidad subestima en cierta forma a B_T. En este caso, una mejor aproximación es $B_T = 2(\beta + 2)B$. Además, si la señal de modulación presenta discontinuidades, como en una modulación de onda cuadrada, ambas fórmulas pueden no ser muy exactas, y entonces B_T se debe evaluar examinando el espectro de la señal modulada por ángulo. Sin embargo, para evitar confusión en el cálculo de B_T se asume que la ecuación (5-61) es aproximadamente correcta para todos los casos.

TABLA 5–2 VALORES CON CUATRO DECIMALES PARA LAS FUNCIONES DE BESSEL $J_n(\beta)$

n \ β:	0.5	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0	0.9385	0.7652	0.2239	−0.2601	−0.3971	−0.1776	0.1506	0.3001	0.1717	−0.09033	−0.2459
1	0.2423	0.4401	0.5767	0.3391	−0.06604	−0.3276	−0.2767	−0.004683	0.2346	0.2453	0.04347
2	0.03060	0.1149	0.3528	0.4861	0.3641	0.04657	−0.2429	−0.3014	−0.1130	0.1448	0.2546
3	0.002564	0.01956	0.1289	0.3091	0.4302	0.3648	0.1148	−0.1676	−0.2911	−0.1809	0.05838
4		0.002477	0.03400	0.1320	0.2811	0.3912	0.3576	0.1578	−0.1054	−0.2655	−0.2196
5			0.007040	0.04303	0.1321	0.2611	0.3621	0.3479	0.1858	−0.05504	−0.2341
6			0.001202	0.01139	0.04909	0.1310	0.2458	0.3392	0.3376	0.2043	−0.01446
7				0.002547	0.01518	0.05338	0.1296	0.2336	0.3206	0.3275	0.2167
8					0.004029	0.01841	0.05653	0.1280	0.2235	0.3051	0.3179
9						0.005520	0.02117	0.05892	0.1263	0.2149	0.2919
10						0.001468	0.006964	0.02354	0.06077	0.1247	0.2075
11							0.002048	0.008335	0.02560	0.06222	0.1231
12								0.002656	0.009624	0.02739	0.06337
13									0.003275	0.01083	0.02897
14									0.001019	0.003895	0.01196
15										0.001286	0.004508
16											0.001567

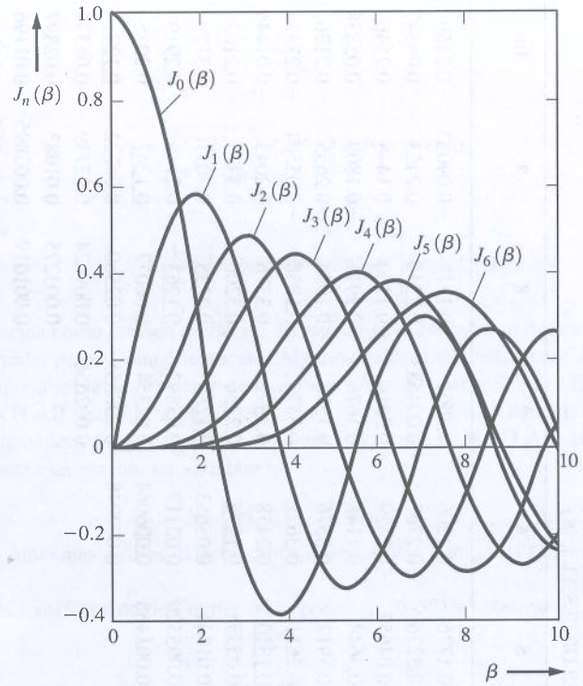


Figura 5–10 Funciones de Bessel para $n = 0$ a $n = 6$.

TABLA 5–3 CEROS DE FUNCIONES DE BESSEL: VALORES PARA β CUANDO $J_n(\beta) = 0$

	Orden de la función de Bessel, n						
	0	**1**	**2**	**3**	**4**	**5**	**6**
β (para el primer cero)	2.40	3.83	5.14	6.38	7.59	8.77	9.93
β (para el segundo cero)	5.52	7.02	8.42	9.76	11.06	12.34	13.59
β (para el tercer cero)	8.65	10.17	11.62	13.02	14.37	15.70	17.00
β (para el cuarto cero)	11.79	13.32	14.80	16.22	17.62	18.98	20.32
β (para el quinto cero)	14.93	16.47	17.96	19.41	20.83	22.21	23.59
β (para el sexto cero)	18.07	19.61	21.12	22.58	24.02	25.43	26.82
β (para el séptimo cero)	21.21	22.76	24.27	25.75	27.20	28.63	30.03
β (para el octavo cero)	24.35	25.90	27.42	28.91	30.37	31.81	33.23

banda de señales moduladas por ángulo. El cálculo del ancho de banda con otras definiciones, como el ancho de banda a 3 dB, puede ser muy difícil, ya que primero se debe evaluar el espectro de la señal FM o PM. Ésta no es una tarea trivial, con excepción de casos simples como los de la modulación de un solo tono (senoidal), a menos que se utilice una computadora digital para calcular el espectro aproximado.

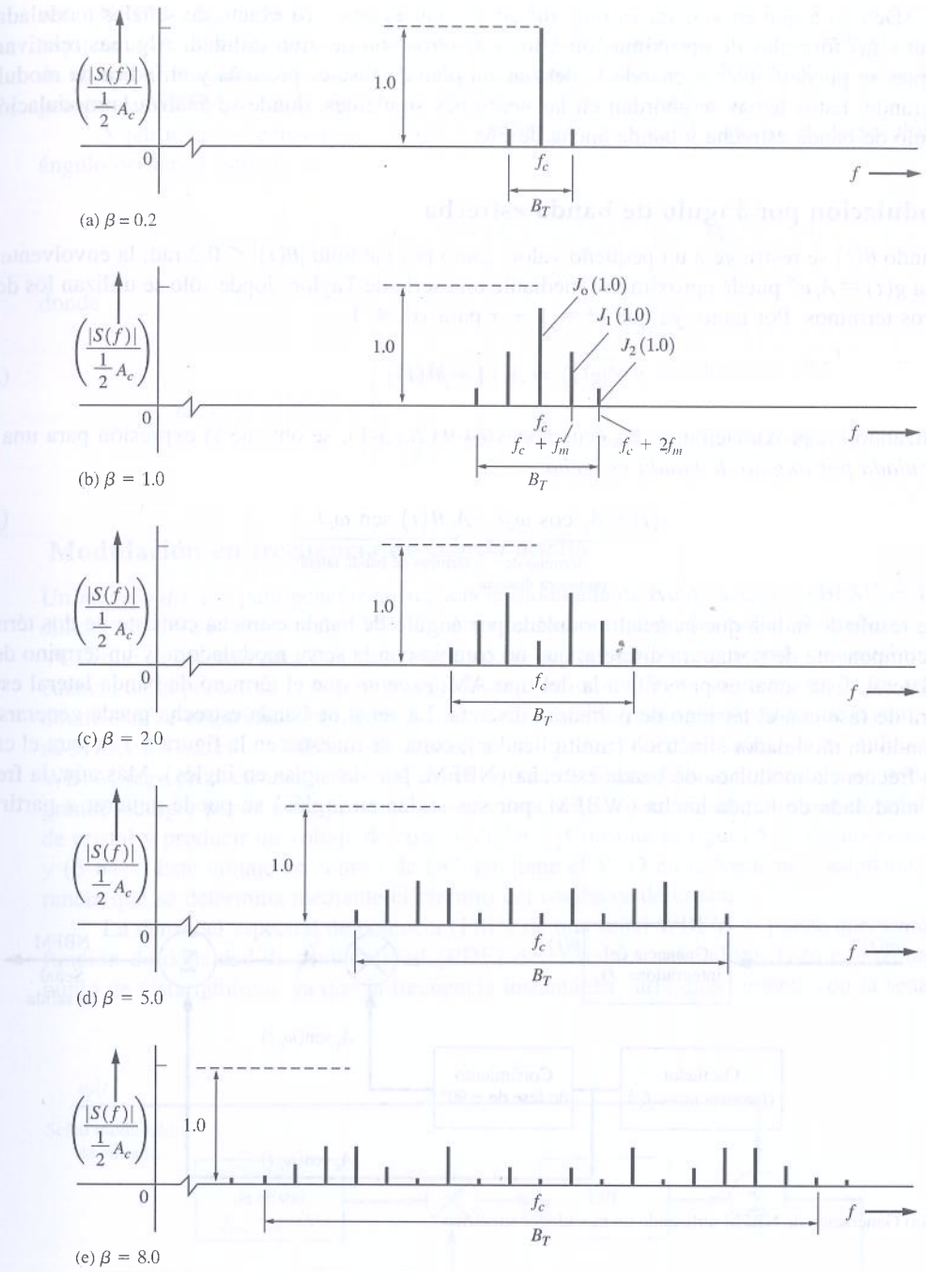


Figura 5–11 Espectros de magnitud para FM o PM con modulación senoidal para varios índices de modulación.

Debido a que en general es muy difícil evaluar el espectro exacto de señales moduladas por ángulo, las fórmulas de aproximación a los espectros son de gran utilidad. Algunas relativamente simples se pueden obtener cuando la desviación pico de fase es pequeña y el índice de modulación es grande. Estos temas se abordan en las secciones siguientes, donde se analiza la modulación por ángulo de banda estrecha y banda ancha de FM.

Modulación por ángulo de banda estrecha

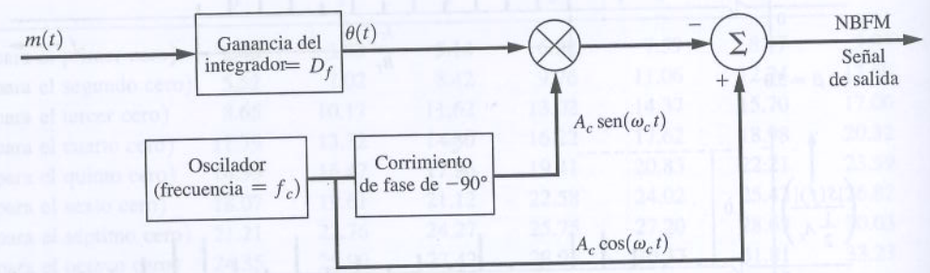
Cuando $\theta(t)$ se restringe a un pequeño valor, como por ejemplo $|\theta(t)| < 0.2$ rad, la envolvente compleja $g(t) = A_c e^{j\theta}$ puede aproximarse mediante una serie de Taylor, donde sólo se utilizan los dos primeros términos. Por tanto, ya que $e^x \approx 1 + x$ para $|x| \ll 1$,

$$g(t) \approx A_c[1 + j\theta(t)] \tag{5-62}$$

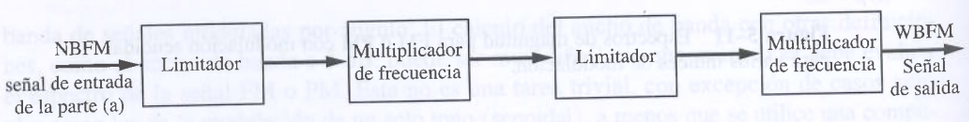
Utilizando la aproximación en las ecuaciones (4-9) o (5-1), se obtiene la expresión para una *señal modulada por ángulo de banda estrecha*:

$$s(t) = \underbrace{A_c \cos \omega_c t}_{\text{término de portadora discreta}} - \underbrace{A_c \theta(t) \operatorname{sen} \omega_c t}_{\text{término de banda lateral}} \tag{5-63}$$

Este resultado indica que la señal modulada por ángulo de banda estrecha consiste de dos términos: un componente de portadora discreta, que no cambia con la señal moduladora, y un término de banda lateral. Esta señal es parecida a la del tipo AM, *excepto* que el término de banda lateral está 90° fuera de fase con el término de portadora discreta. La señal de banda estrecha puede generarse empleando un modulador simétrico (multiplicador), como se muestra en la figura 5-12a para el caso de una frecuencia modulada de banda estrecha (NBFM, por sus siglas en inglés). Más aún, la frecuencia modulada de banda ancha (WBFM, por sus siglas en inglés) se puede generar a partir de la



(a) Generación de NBFM utilizando un modulador simétrico



(b) Generación de WBFM a partir de una señal NBFM

Figura 5–12 Método indirecto de generación de WBFM (método de Armstrong).

señal NBFM utilizando una multiplicación de frecuencia, como se observa en la figura 5-12b. Se requieren circuitos limitadores para suprimir la AM incidental [la cual es $\sqrt{1 + \theta^2(t)}$ como resultado de la aproximación de la ecuación (5-62)], presente en la señal NBFM. Este procedimiento para generar la WBFM se llama *método de Armstrong* o *método indirecto*.

A partir de las ecuaciones (5-62) y (5-49) se sabe que el espectro de la señal modulada por ángulo de banda estrecha es

$$S(f) = \frac{A_c}{2}\{[\delta(f - f_c) + \delta(f + f_c)] + j[\Theta(f - f_c) - \Theta(f + f_c)]\} \tag{5-64}$$

donde

$$\Theta(f) = \mathcal{F}[\theta(t)] = \begin{cases} D_p M(f), & \text{para señalización PM} \\ \dfrac{D_f}{j2\pi f} M(f), & \text{para señalización FM} \end{cases} \tag{5-65}$$

Modulación en frecuencia de banda ancha

Un *método directo* para generar la frecuencia modulada de banda ancha (WBFM) es utilizar un oscilador controlado por voltaje (VCO), como se ilustra en la figura 5-8b. Sin embargo, en el caso de VCO que se diseñan para una desviación ancha de frecuencia (ΔF grande), la estabilidad de la frecuencia de la portadora $f_c = f_0$ no es muy buena, así que el VCO se incorpora en un arreglo de PLL, donde éste se engancha a la fuente de frecuencia estable como un oscilador de cristal. (Vea la figura 5-13.) Se necesita el divisor de frecuencia a fin de reducir el índice de modulación de la señal WBFM para producir una señal NBFM ($\beta \approx 0.2$) de forma tal que un término de portadora discreto grande siempre pueda estar presente a la frecuencia f_c/N para pulsar junto con la señal del oscilador de cristal y producir un voltaje de control de DC. [Consulte la figura 5-11a y las ecuaciones (5-63) y (5-64).] Este voltaje de control de DC mantiene el VCO en la frecuencia asignada, con una tolerancia que se determina mediante el circuito del oscilador de cristal.

La densidad espectral de potencia (PSD) de una señal WBFM se puede *aproximar* mediante la función de densidad de probabilidad (PDF) de la señal moduladora. Esto es razonable desde un punto de vista intuitivo, ya que la frecuencia instantánea varía directamente con la señal moduladora

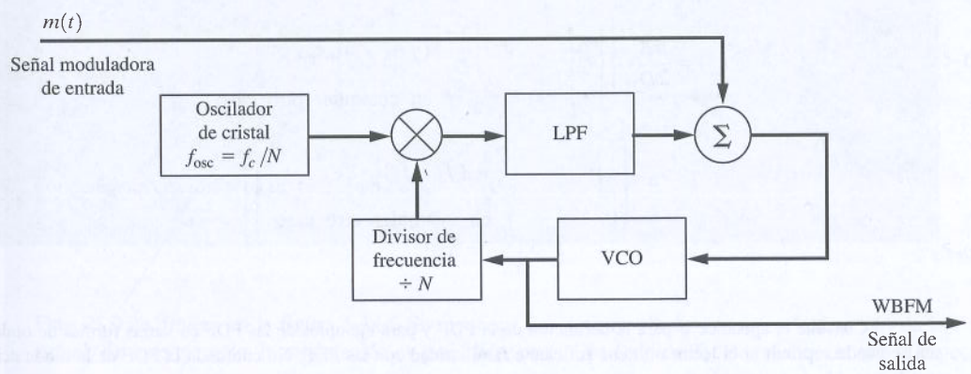


Figura 5–13 Método directo para la generación de WBFM.

de voltaje para el caso de FM [donde $D_f/(2\pi)$ es la constante de proporcionalidad]. Si la señal moduladora permanece más tiempo en un valor de voltaje que en otro, la frecuencia instantánea se mantendrá al nivel correspondiente y el espectro de potencia tendrá un valor pico a dicha frecuencia. Se ha documentado extensamente una discusión sobre la aproximación involucrada, llamada *aproximación casi estática* [Rowe, 1965]. Este resultado se expones en el siguiente teorema.

TEOREMA. *Para la señalización WBFM, donde*

$$s(t) = A_c \cos\left[\omega_c t + D_f \int_{-\infty}^{t} m(\sigma)\, d\sigma\right]$$

$$\beta_f = \frac{D_f \ \text{máx}[m(t)]}{2\pi B} > 1$$

y B es el ancho de banda de $m(t)$, entonces la PSD normalizada de la señal WBFM se puede aproximar mediante

$$\mathcal{P}(f) = \frac{\pi A_c^2}{2D_f}\left[f_m\left(\frac{2\pi}{D_f}(f - f_c)\right) + f_m\left(\frac{2\pi}{D_f}(-f - f_c)\right)\right] \tag{5-66}$$

donde $f_m(\cdot)$ es la PDF de la señal moduladora.[8]

Este teorema se demuestra en el problema 6-52.

Ejemplo 5–3 ESPECTRO PARA WBFM CON MODULACIÓN TRIANGULAR

Se evaluará el espectro para una señal WBFM con una señal moduladora triangular (figura 5-14a). La PDF asociada para este tipo de modulación se muestra en la figura 5-14b. La PDF se describe como

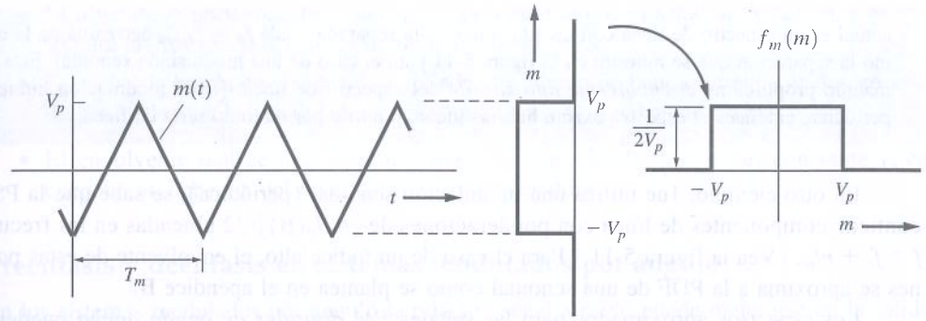
$$f_m(m) = \begin{cases} \dfrac{1}{2V_p}, & |m| < V_p \\ 0, & m \text{ en cualquier otro caso} \end{cases} \tag{5-67}$$

donde V_p es el voltaje pico de la forma de onda triangular. Sustituyendo esta ecuación dentro de la (5-66), se concluye que

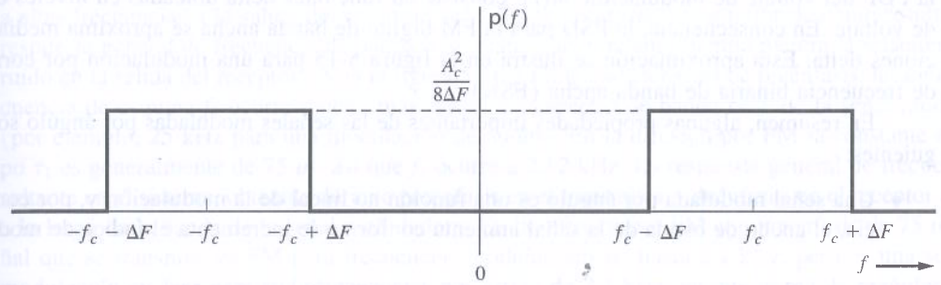
$$\mathcal{P}(f) = \frac{\pi A_c^2}{2D_f}\left[\begin{cases} \dfrac{1}{2V_p}, & \left|\dfrac{2\pi}{D_f}(f - f_c)\right| < V_p \\ 0, & f \text{ en cualquier otro caso} \end{cases}\right.$$

$$\left. + \begin{cases} \dfrac{1}{2V_p}, & \left|\dfrac{2\pi}{D_f}(f + f_c)\right| < V_p \\ 0, & f \text{ en cualquier otro caso} \end{cases}\right]$$

[8] Consulte el apéndice B para la definición de la PDF y para ejemplos de las PDF en varias formas de onda. Este tema se puede suprimir si el lector no tiene suficiente familiaridad con las PDF. No confunda la PDF de la modulación, $f_m(\cdot)$, con la variable de frecuencia f.



(a) Forma de onda triangular moduladora (b) PDF de la modulación triangular



(c) PSD de la señal WBFM con modulación triangular, $\Delta F = D_f V_p/2\text{p}$

Figura 5–14 Espectro aproximado de una señal WBFM con modulación triangular.

La PSD de la señal WBFM se convierte en

$$\mathcal{P}(f) = \left\{\begin{cases} \dfrac{A_c^2}{8\Delta F}, & (f_c - \Delta F) < f < (f_c + \Delta F) \\ 0, & f \text{ en cualquier otro caso} \end{cases}\right\}$$

$$+ \left\{\begin{cases} \dfrac{A_c^2}{8\Delta F}, & (-f_c - \Delta F) < f < (-f_c + \Delta F) \\ 0, & f \text{ en cualquier otro caso} \end{cases}\right\} \tag{5-68}$$

donde la desviación pico de frecuencia es

$$\Delta F = \frac{D_f V_p}{2\pi} \tag{5-69}$$

Esta PSD se grafica en la figura 5-14c. Se reconoce que este resultado es una *aproximación* de la PSD actual. En este ejemplo, la modulación es periódica, con un periodo de T_m, de tal manera que el espectro

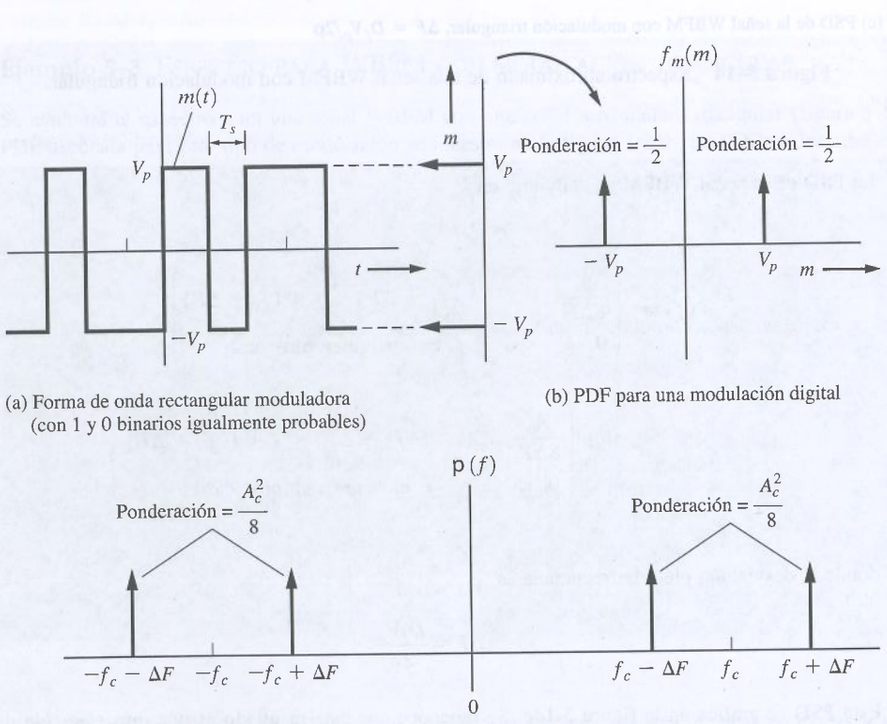
actual es un espectro de línea con las funciones delta separadas cada $f_m = 1/T_m$ hertz una de la otra, como la separación que se muestra en la figura 5-11 para el caso de una modulación senoidal. Esta aproximación proporciona el *envolvente aproximado* del espectro de línea. (Si la modulación hubiese sido periódica, entonces el espectro exacto habría sido continuo y por tanto no sería de línea.)

En otro ejemplo, 1ue utiliza una modulación senoidal (periódica), se sabe que la PSD exacta contiene componentes de línea con ponderaciones de $[A_c J_n(\beta)]^2/2$ ubicadas en las frecuencias de $f = f_c + nf_m$. (Vea la figura 5-11.) Para el caso de un índice alto, el envolvente de estas ponderaciones se aproxima a la PDF de una senoidal como se plantea en el apéndice B.

Los espectros aproximados para las señales *PM digitales de banda ancha* pueden también evaluarse con la ecuación (5-66). Para la modulación digital con formas de pulso rectangulares, la PDF del voltaje de modulación, $m(t)$, consiste en funciones delta ubicadas en niveles discretos de voltaje. En consecuencia, la PSD para la FM digital de banda ancha se aproxima mediante funciones delta. Esta aproximación se ilustra en la figura 5-15 para una modulación por corrimiento de frecuencia binaria de banda ancha (FSK).

En resumen, algunas propiedades importantes de las señales moduladas por ángulo son las siguientes:

- Una señal modulada por ángulo es una función no lineal de la modulación y, por consecuencia, el ancho de banda de la señal aumenta conforme se incrementa el índice de modulación.



(a) Forma de onda rectangular moduladora (con 1 y 0 binarios igualmente probables)

(b) PDF para una modulación digital

(c) PSD de la FSK de banda ancha con modulación binaria, $\Delta F = D_f V_p / 2\mathrm{p}$

Figura 5–15 Espectro aproximado de una FSK binaria de banda ancha.

- El nivel de la portadora discreta cambia dependiendo de la señal moduladora, y es igual a cero para ciertos tipos de formas de onda moduladoras.
- El ancho de banda de una señal modulada por ángulo de banda estrecha es dos veces el ancho de banda de la señal moduladora, igual que para una señalización AM.
- El envolvente real de una señal modulada por ángulo, $R(t) = A_c$, es constante y, en consecuencia, no depende del nivel de la señal moduladora.

Preénfasis y deénfasis en sistemas modulados por ángulo

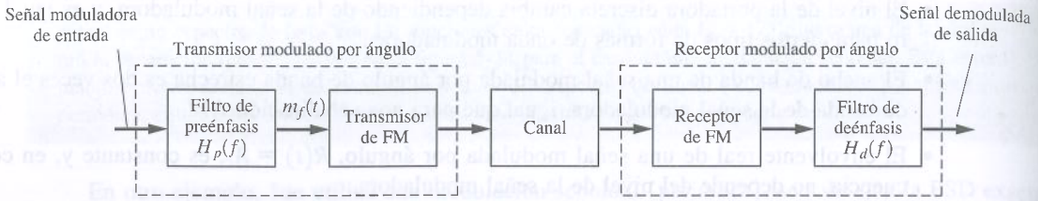
En los sistemas modulados por ángulo la relación señal a ruido puede mejorarse en la salida del receptor si el nivel de la modulación (en el transmisor) se aumenta en el lado superior del espectro (como por ejemplo, de audio). A esto se le conoce como *preénfasis*; y si también se atenúa el nivel a altas frecuencias a la salida del receptor, se le llama *deénfasis*. Lo anterior da como resultado una respuesta general de frecuencia de banda base plana que al mismo tiempo mejora la relación señal a ruido en la salida del receptor. (Vea la figura 5-16.) En la característica de preénfasis, la segunda frecuencia de esquina f_2 ocurre mucho más arriba del espectro de banda base de la señal moduladora (por ejemplo, 25 kHz para una modulación de audio). En la difusión por FM la constante de tiempo τ_1 es generalmente de 75 μs, así que f_1 ocurre a 2.12 kHz. La respuesta general de frecuencia resultante en el sistema, obtenida durante preénfasis en el transmisor y deénfasis, en el receptor es plana a lo largo de la banda de la señal moduladora. En la difusión por FM con preénfasis de 75 μs, la señal que se transmite es FM para frecuencias moduladoras de hasta 2.1 kHz, pero es una señal con *modulación en fase* para audiofrecuencias por arriba de 2.1 kHz, ya que la red de preénfasis actúa como un diferenciador para frecuencias entre f_1 y f_2. Por tanto, *la FM preenfatizada es en realidad una combinación de FM y PM,* y combina las ventajas de ambas en relación con el rendimiento del ruido. En el capítulo 7 se mostrará que la preénfasis y deénfasis mejoran la relación señal a ruido en la salida del receptor.

5–7 MULTIPLEXIÓN POR DIVISIÓN DE FRECUENCIAS Y FM EN ESTÉREO

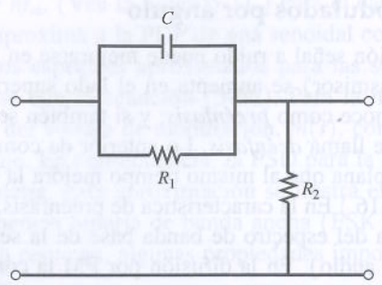
La *multiplexión por división de frecuencias* (FDM, por sus siglas en inglés) es una técnica útil para transmitir múltiples mensajes simultáneamente sobre un canal de banda ancha donde primero se modulan las señales de mensaje a varias subportadoras y se forma una señal compuesta de banda base que es producto de la suma de estas subportadoras moduladas. Esta señal compuesta puede entonces ser modulada dentro de la portadora principal como se muestra en la figura 5-17. Se puede utilizar cualquier tipo de modulación: AM, DSB, SSB, PM, FM y otras. Los tipos de modulación utilizados en las subportadoras, así como el tipo empleado en la portadora principal pueden ser diferentes. Sin embargo, como se muestra en la figura 5-17b, el espectro de la señal compuesta debe consistir de señales moduladas que no se traslapen en sus espectros; de otra manera ocurrirá diafonía entre las señales de mensaje a la salida del receptor. Así, la señal compuesta de banda base modula el transmisor principal para producir la señal FDM que se transmite a través del canal de banda ancha.

La señal FDM recibida se demodula primero para reproducir la señal compuesta de banda base que pasa a través de filtros para separar cada una de las subportadoras moduladas. Después las subportadoras se demodulan para reproducir las señales de mensaje $m_1(t)$, $m_2(t)$, y así sucesivamente.

El sistema de difusión por FM estereofónico adoptado en Estados Unidos es un ejemplo de sistema FDM. Más aún, éste es compatible con el sistema FM monofónico vigente desde los años 1940. Esto es, un radioescucha con un receptor de FM monofónico convencional podrá escuchar el audio monofónico (el cual consiste del canal izquierdo sumado al canal derecho de audio),

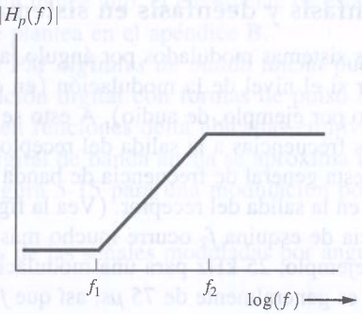


(a) Diagrama de bloques general

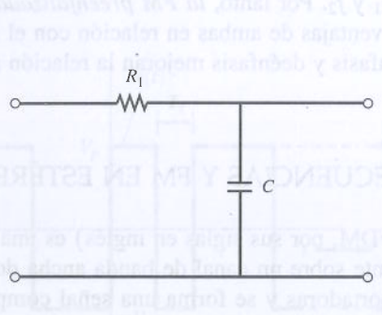


$$H_p(f) = K\frac{1 + j(f/f_1)}{1 + j(f/f_2)} \quad \text{donde } f_1 = \frac{1}{2\pi\tau_1} = \frac{1}{2\pi R_1 C}, f_2 = \frac{1}{2\pi\tau_2} = \frac{R_1 + R_2}{2\pi R_1 R_2 C}$$

(b) Filtro de preénfasis

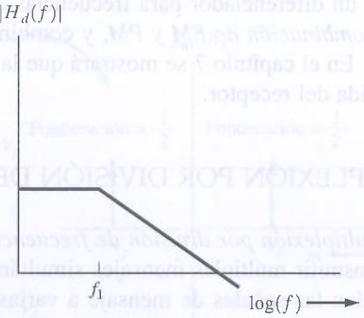


(c) Gráfico de Bode de la respuesta en frecuencia de preénfasis



$$H_p(f) = \frac{1}{1 + j(f/f_1)} \quad \text{donde } f_1 = \frac{1}{2\pi\tau_1} = \frac{1}{2\pi R_1 C}$$

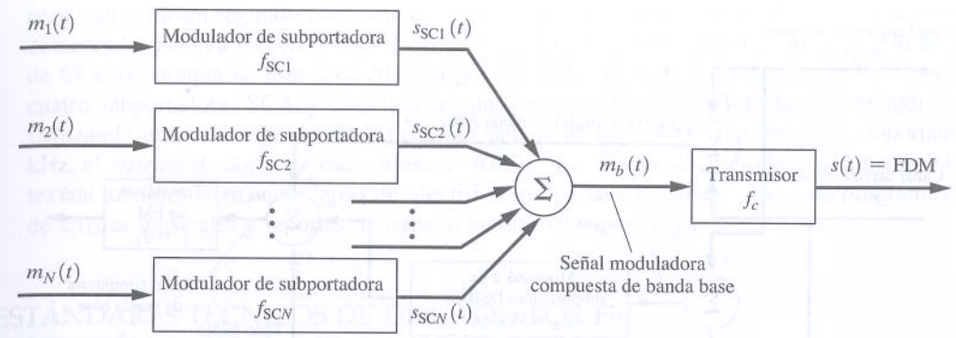
(b) Filtro de deénfasis



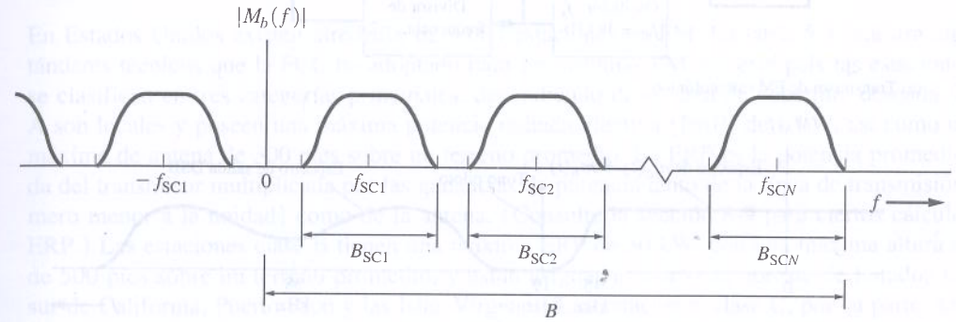
(c) Gráfico de Bode de la característica de deénfasis

Figura 5–16 Sistema modulado por ángulo con preénfasis y deénfasis.

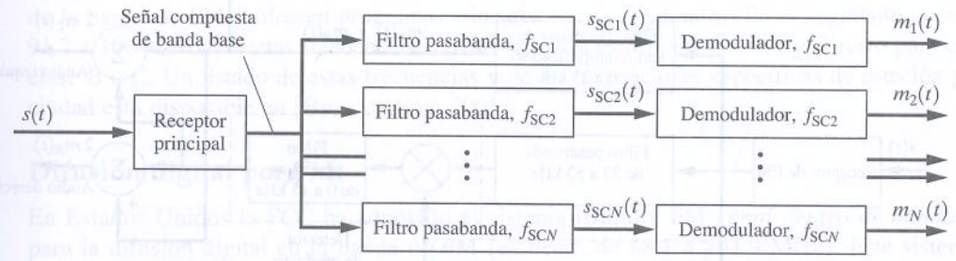
mientras que un radioescucha con un receptor estereofónico podrá recibir el canal izquierdo de audio en la bocina izquierda y el canal derecho en la bocina derecha (vea la figura 5-18). A fin de obtener la característica de compatibilidad, los canales izquierdo y derecho de audio se combinan (se suman) para producir la señal monofónica, y el audio de diferencia se utiliza para modular una señal DSB-SC de 38 kHz. Un tono piloto de 19 kHz se agrega a la señal compuesta de banda base $m_b(t)$ a fin de proporcionar una señal de referencia para la demodulación coherente



(a) Transmisor



(b) Espectro de señal de banda base compuesta

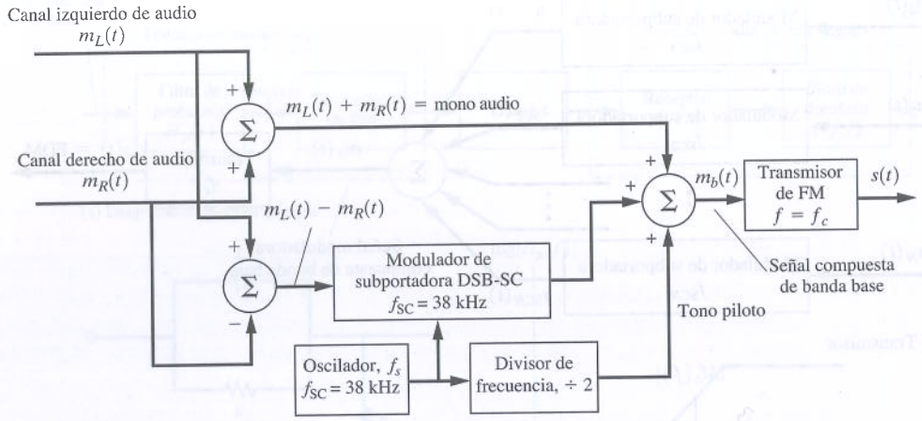


(c) Receptor

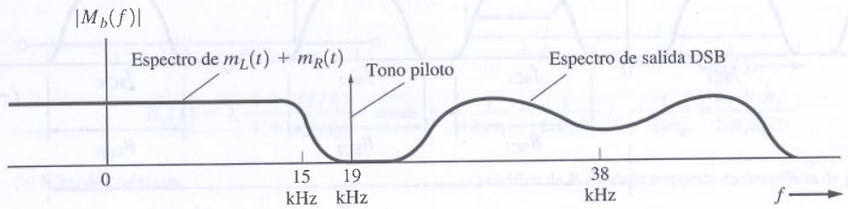
Figura 5–17 Sistema FDM.

(producto) de las subportadoras en el receptor. Como se observa en la figura 5-18c, este sistema es compatible con los receptores de FM monofónicos existentes. En el problema 5-44 se verá que se puede utilizar una técnica de conmutación (muestreo) relativamente simple para implementar la demodulación de la subportadora y para separar las señales izquierda y derecha en una sola operación.

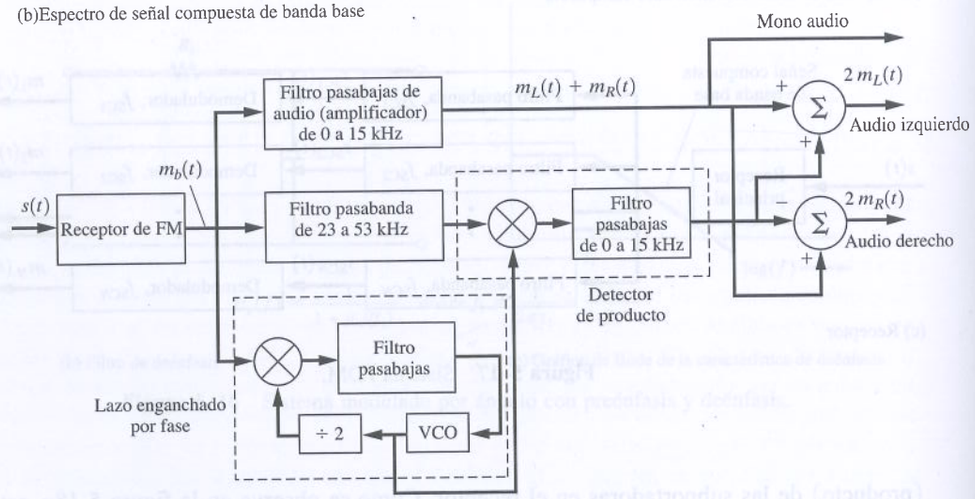
La estación de FM también puede recibir de la FCC *autorización para comunicaciones subsidiarias* (SCA, por sus siglas en inglés). Esto le permite a la estación añadir una subportadora de FM



(a) Transmisor de FM estereofónico



(b)Espectro de señal compuesta de banda base



(c) Receptor de FM estereofónico

Figura 5–18 Sistema de FM estereofónico.

para transmitir un segundo programa de audio analógico o música de fondo destinado a suscriptores comerciales para su uso en tiendas u oficinas. La frecuencia de subportadora SCA FM es a menudo de 67 kHz, aunque no está especificada por las reglas de la FCC. Más aún, la FCC permite hasta cuatro subportadoras SCA, y cada una de ellas puede portar material de datos o de audio analógico. Utilizando una velocidad de datos justo por debajo de los 1,200 b/s sobre una subportadora de 57 kHz, el *sistema de datos de radiodifusión* (RBDC, por sus siglas en inglés) suministra información textual auxiliar, tales como letras de identificación de las estaciones, títulos de programas, nombres de artistas musicales y reportes de tránsito automovilístico.

5–8 ESTÁNDARES TÉCNICOS DE DIFUSIÓN POR FM Y DIFUSIÓN DIGITAL POR FM

En Estados Unidos existen alrededor de 9,000 estaciones de FM. La tabla 5-4 muestra algunos estándares técnicos que la FCC ha adoptado para los sistemas FM. En este país las estaciones de FM se clasifican en tres categorías principales, dependiendo de su área de cobertura deseada. Las clase A son locales y poseen una máxima potencia radiada efectiva (ERP) de 6 kW, así como una altura máxima de antena de 300 pies sobre un terreno promedio. La ERP es la potencia promedio de salida del transmisor multiplicada por las ganancias de potencia tanto de la línea de transmisión (un número menor a la unidad) como de la antena. (Consulte la sección 8-9 para ciertos cálculos de TV ERP.) Las estaciones clase B tienen una máxima ERP de 50 kW, con una máxima altura de antena de 500 pies sobre un terreno promedio, y están asignadas a la zona noreste de Estados Unidos, el sur de California, Puerto Rico y las Islas Vírgenes. Las estaciones clase C, por su parte, se distribuyen en el resto del territorio estadounidense. Éstas cuentan con una máxima ERP de 100 kW y una altura máxima de antena de 2,000 pies. Como se muestra en la tabla 5-4, las estaciones FM se clasifican en comerciales y no comerciales. Las segundas operan en el segmento de 88.1 a 91.9 MHz de la banda de FM y ofrecen programas educativos sin comerciales. En el segmento comercial, de 91.2 a 107.9 MHz, ciertas frecuencias se reservan para estaciones clase A y el resto para estaciones clase B o C. Un listado de estas frecuencias y de las asignaciones específicas de estación para cada ciudad está disponible en [Broadcasting, 2005].

Difusión digital por FM

En Estados Unidos la FCC ha adoptado el sistema iBiquity FM *canal dentro de banda* (IBOC) para la difusión digital en la banda de FM (es decir, de 88.1 a 107.9 MHz). Este sistema IBOC provee simultáneamente una transmisión de datos de audio digitales y datos digitales auxiliares a través de una señal FM convencional modulada por audio analógico. En consecuencia, se puede utilizar un receptor de FM convencional para recibir el audio analógico. También es posible emplear un receptor de IBOC, con su codec incorporado, para convertir la parte digital de la señal FM IBOC en un audio estereofónico casi de calidad de CD. Si la señal FM IBOC recibida es débil, el usuario escuchará el audio analógico convencional de la parte de FM de la señal; si es fuerte, entonces el audio decodificado será de calidad de CD estereofónico, como se decodifica a partir de los datos de IBOC. Si la fuerza de la señal cae dentro de un rango débil o fuerte, entonces el receptor producirá una mezcla del audio obtenido de las partes de AM y de IBOC.

La multiplexión por división de frecuencias ortogonales (OFDM, por sus siglas en inglés), como se verá en la sección 5-12, se utiliza para producir la señal IBOC. Para generarla, los datos del codec transmisor se dividen en dos grupos de OFDM, que se colocan en forma adyacente a las bandas laterales de la señal FM convencional. Uno de los grupos de OFDM se ubica en la banda lateral superior y el otro en la banda lateral inferior. Ambas bandas son independientes, pero los datos se dividen de tal forma que sólo se requiere una banda lateral para recuperar el audio a una calidad

TABLA 5–4 ESTÁNDARES DE LA FCC PARA FM

Clase de servicio	Elemento	Estándar de la FCC
Difusión por FM	Frecuencia asignada f_c	En incrementos de 200 kHz desde 88.1 MHz (canal 201 de FM) hasta 107.9 MHz (canal 300 de FM)
	Ancho de banda de canal	200 kHz
	Estaciones no comerciales	88.1 MHz (canal 201) a 91.9 MHz (canal 220)
	Estaciones comerciales	92.1 MHz (canal 221) a 107.9 MHz (canal 300)
	Estabilidad de frecuencia de la portadora	±2,000 Hz de la frecuencia asignada
	100% de modulación[a]	$\Delta F = 75$ kHz
	Respuesta de audiofrecuencia[b]	50 Hz a 15 kHz, siguiendo una curva de preénfasis de 75 μs
	Índice de modulación	5 (para $\Delta F = 75$ kHz y $B = 15$ kHz)
	% de distorsión armónica[b]	<3.5% (50–100 Hz) <2.5% (100–7500 Hz) <3.0% (7500–15,000 Hz)
	Ruido de FM	Por lo menos 60 dB por debajo del 100% de modulación a 400 Hz
	Ruido de AM	50 dB por debajo del nivel correspondiente al 100% de AM en la banda de 50 Hz–15 kHz
	Máxima potencia autorizada	100 kW en el plano polarizado horizontal, además de 100 kW en el plano polarizado vertical
Radio móvil de FM bidireccional	100% de modulación	$\Delta F = 5$kHz
	Índice de modulación	1 (para $\Delta F = 5$ kHz y $B = 5$ kHz)
	Frecuencias de portadora dentro de las bandas de frecuencia	32–50 MHz (banda inferior de VHF) 144–148 MHz (banda de radioaficionados de 2 m) 148–174 MHz (banda superior de VHF)[c] 420–450 MHz (banda de radioaficionados de $\frac{3}{4}$ m) 450–470 MHz (banda de UHF) 470–512 MHz (banda de UHF, T) 806–928 MHz (banda de 900 MHz)
Señal audífono de TV analógica (FM)	100% de modulación	$\Delta F = 25$ kHz
	Índice de modulación	1.67 (para $\Delta F = 25$ kHz y $B = 15$ kHz)

[a] Para la transmisión estereofónica, el tono piloto de 19 kHz puede contribuir tanto como el 10% de la desviación pico total permitida de 75 kHz. Si se utiliza la SCA, cada subportadora SCA también puede aportar hasta el 10% y su desviación pico total puede ser de 110% de 75 kHz.

[b] Bajo la nueva política desreguladora de la FCC, estos requisitos se suprimieron de sus reglamentos, aunque los difusores aún los utilizan como guías para un mínimo rendimiento aceptable.

[c] Se permite también una SSB de amplitud comprimida en la banda de 150 a 170 MHz en canales con ancho de banda de 5 kHz.

limitada. Para recuperar totalmente el audio estereofónico de alta fidelidad se necesitan los datos de ambas bandas laterales (los dos grupos de OFDM).

El ancho de banda de una señal FM IBOC es de 400 kHz, pero el espacio de portadora entre estaciones se mantiene a 200 kHz. Por tanto, existe la posibilidad de interferencia de estaciones asignadas a los canales adyacentes. Sin embargo, la frecuencia asignada a una estación de FM es tal que dichos canales sólo se asignan a ubicaciones lejanas y existe poco traslape entre sus áreas de cobertura. Como consecuencia, hay escasa interferencia de IBOC con las estaciones de canales adyacentes asignados. Para más información acerca de esta técnica y un listado de las estaciones que transmiten por FM IBOC, busque en Internet el término IBOC FM.

5-9 SEÑALIZACIÓN PASABANDA MODULADA BINARIA

Las señales pasabanda digitalmente moduladas se generan utilizando las envolventes complejas para las señalizaciones AM, PM, FM o QM (modulación en cuadratura) expuestas en la tabla 4-1 y estudiadas en secciones anteriores. Para las señales digitales moduladas, la señal moduladora $m(t)$ es de tipo digital, dado por los códigos de línea binarios o multinivel desarrollados en el capítulo 3. En esta sección se presentarán detalles de las señales moduladas binarias. En las secciones 5-10 y 5-11 se describirán las señales multinivel digitalmente moduladas y de modulación por corrimiento mínimo (MSK).

Las técnicas de señalización pasabanda binarias más comunes, ilustradas en la figura 5-19, son las siguientes:

- *Modulación de encendido-apagado* (OOK), también llamada la *modulación por corrimiento de amplitud* (ASK). Consiste en la manipulación (conmutación) de una senoidal portadora a través de su encendido y apagado mediante una señal binaria unipolar. La OOK es idéntica a la modulación binaria *unipolar* en una señal DSB-SC [ecuación (5-13)]. La transmisión por radio en clave Morse es un ejemplo de esta técnica. La OOK fue una de las primeras técnicas de modulación empleadas y antecede a los sistemas analógicos de comunicación.
- *Modulación por corrimiento de fase binaria* (BPSK). Consiste en el corrimiento de la fase de una portadora senoidal a 0° o 180° con una señal binaria unipolar. La BPSK es equivalente a la señalización PM con una forma de onda digital y a la modulación de una señal DSB-SC con una forma de onda digital polar.
- *Modulación por corrimiento de frecuencia* (FSK). Consiste en el corrimiento de la frecuencia de una portadora senoidal desde una frecuencia de marca (correspondiente, por ejemplo, al envío de un 1 binario) a una frecuencia de espacio (correspondiente al envío de un 0 binario), de acuerdo con la señal digital de banda base. La FSK es idéntica a la modulación de una portadora de FM mediante una señal digital binaria.

Como se indicó en la sección 3-6, el ancho de banda de la señal digital requiere minimizarse para alcanzar una conservación espectral. Esto puede llevarse a cabo usando un filtro de coseno realzado de premodulación para minimizar el ancho de banda de la señal digital sin introducir ISI. La formación de la señal digital de banda base produce una forma de onda analógica de banda base que modula el transmisor. La figura 5-19f ilustra la señal DSB-SC resultante cuando se emplea un filtro de premodulación. Por tanto, la señal BPSK de la figura 5-19d se convierte en una señal DSB-SC (figura 5-19f) cuando se recurre a un filtrado de premodulación.

Modulación de encendido-apagado (OOK)

La señal de OOK se representa mediante

$$s(t) = A_c m(t) \cos \omega_c t \quad (5\text{–}70)$$