



7. Moduladores

7.1. Introducción

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

7.2. Propósito de la modulación

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

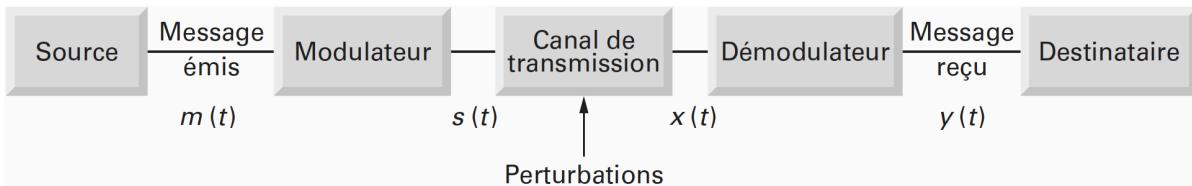


Fig. 7.1. Cadena global de transmisión [1].

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

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

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

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

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

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

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

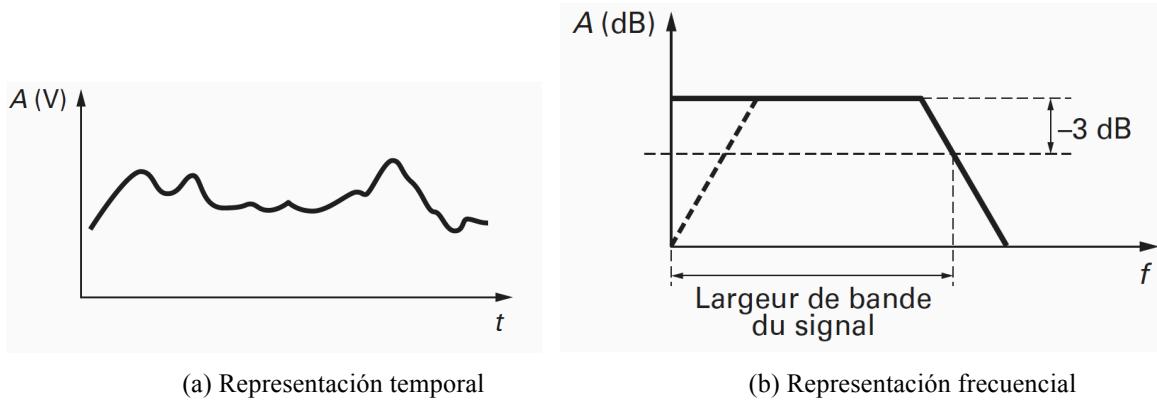


Fig. 7.2. Representación de la señal $m(t)$ que hay que transmitir [1].

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

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

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

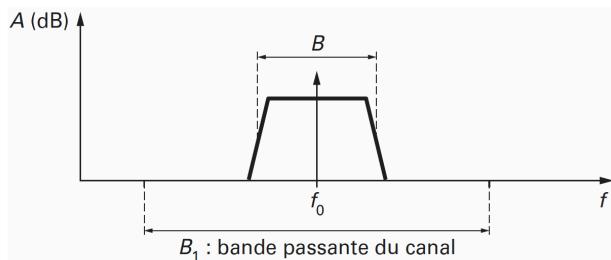


Fig. 7.3. Representación frecuencial de la señal transmitida $s(t)$ [1].

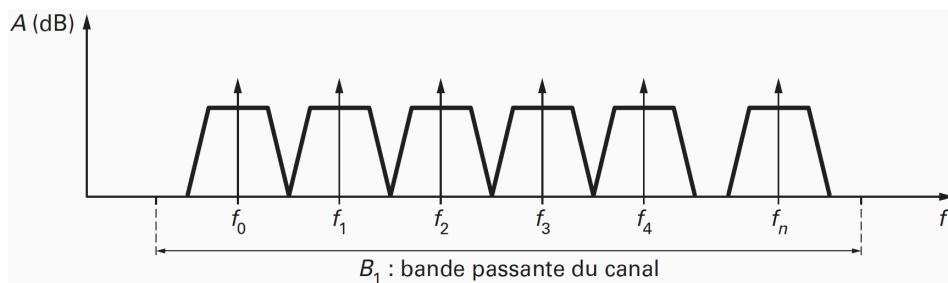


Fig. 7.4. Múltiplex frecuencial de n portadoras [1].

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

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

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

Donde:

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

Tabla. 7.1. Resumen de los diferentes tipos de modulación

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

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

7.3. Descomposición en serie de la señal de banda base

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

7.4. Moduladores analógicos

Ver archivo Modulaciones Analógicas.

7.5. Moduladores Digitales

El estudio de la transmisión de señales digitales se basará en una frecuencia portadora.

Como en el caso de la transmisión analógica, se tiene una portadora:

$$n(t) = A \cos(\omega t + \varphi) \quad (7.200)$$

Siendo $\omega = 2\pi f$

Los tres parámetros de esta portadora son, la amplitud A , la frecuencia f y la fase φ . Por lo tanto hay tres tipos de modulación posibles: Amplitud, frecuencia y fase.

7.5.1. Definición de términos

El diagrama de bloques de un sistema de transmisión digital se muestra en la Fig. 7.76. Este diagrama de bloques difiere un poco de la que normalmente encontramos para modulaciones analógicas. El caso de la señal digital es muy particular y por ello se trata de manera diferente.

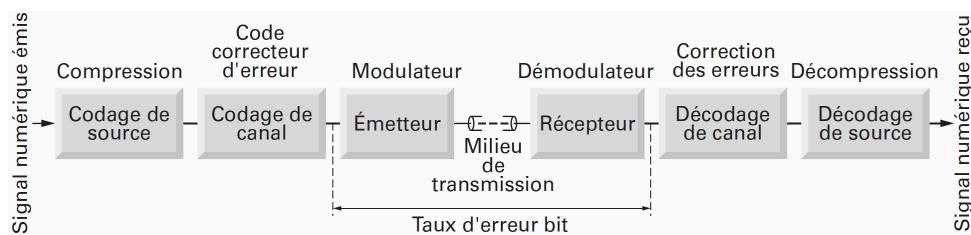


Fig. 7.76. Representación temporal y frecuencial de la modulación DSB [1].

Definición de la señal digital.

En muchos casos, no se desea o no puede transmitir directamente una señal analógica. A continuación, transmite después de la digitalización por ejemplo, el código binario de una variable. Los valores resultantes serán transmitidos en serie y entonces se presente como una secuencia de 0s y 1s (caso unipolar).

La Fig. 7.77 muestra una señal digital llamada NRZ (non return to zero).

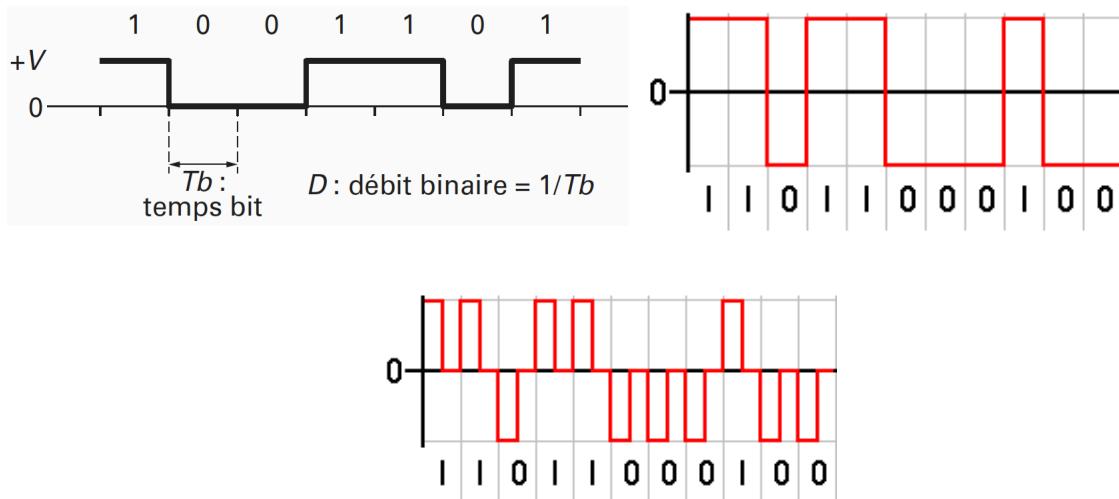


Fig. 7.77. Representación temporal de la señal NRZ unipolar y bipolar [1] y RTZ (return to zero).

Donde T_b es el tiempo durante el cual es transmitido un bit. D es el flujo binario, y vale

$$D = \frac{1}{T_b} \quad (7.201)$$

T_b en segundos y D en bits/s o baudios.

A partir del diagrama de bloques en la Fig. 7.200, se puede especificar la función de cada uno de los subgrupos. La función del codificador de la fuente se encarga de suprimir ciertos elementos binarios poco significativos. El decodificador de fuente realiza la operación inversa.

Los sistemas de compresión-descompresión, como puede ser encontrado para las señales de audio y vídeo digitales son parte del codificador de la fuente.

El bloque de codificación del canal es a menudo llamado código corrector de errores. La función de este subconjunto es añadir información adicional al mensaje de la fuente.

Esta información será utilizada tras la recepción y permitirá el análisis del mensaje recibido. De esta forma el mensaje puede ser declarado sin error o no.

En el caso de una recepción incorrecta, la función de decodificación de canal es, en cierta medida, capaz de corregir errores.

El flujo de bits digital se envía finalmente al transmisor que es de hecho el modulador.

Esta señal modula una frecuencia portadora que se transmite al receptor. El papel del receptor se limita a demodular la señal recibida y para enviar el decodificador de canal una señal digital adolece de errores.

Tasa de error binario (Bit Error Rate).

El rendimiento de los moduladores analógicos se evaluó mediante el examen de la relación señal a ruido a la salida del demodulador. Esta relación no tiene sentido aquí, de manera que ahora se define la tasa de error binario. Esta tasa es la relación entre el número de bits erróneos con respecto al número de bits transmitidos. Por bit erróneo se entiende recibir un 1 mientras que se transmitió un 0, o por el contrario, se detectó de un 0, mientras que se transmitió un 1.

$$BER = \frac{\text{Número de elementos binarios erroneos}}{\text{Número de elementos binarios emitidos}} \quad (7.202)$$

Eficacia espectral.

En la modulación analógica, se habla de la distribución alrededor de la portadora. Para modulaciones digitales, introducimos una noción que es la eficacia espectral bastante similar. La eficacia espectral η es igual a la relación del flujo sobre el ancho de banda ocupado alrededor de la portadora.

$$\eta = \frac{\text{flujo}}{\text{banda ocupada}} = \frac{D}{B} \quad (7.203)$$

La eficacia espectral se puede expresar en bit/s/Hz y está entre 2 y 8 para los llamados modulaciones eficientes:

$$2 \leq \eta \leq 8$$

La eficacia espectral puede alcanzar valores tan altos como 8 a modulaciones con un elevado número de estados. Por estas razones, se utilizan cada vez más estos tipos de modulación, como modulación de amplitud y / o de fase de portadoras en cuadratura.

Aunque estos métodos son muy eficaces, todavía hay muchos casos donde no pueden ser utilizados. La presentación de modulaciones digitales no se pueden limitar solo a estos procesos eficientes. Por consiguiente, consideramos sucesivamente la modulación de amplitud, ASK, FSK modulación de frecuencia, modulación de fase PSK y las modulaciones combinadas en fase y amplitud QAM.

En este capítulo, no se discutirá la transposición de la señal NRZ en banda base con otra señal NRZ. No se tendrá en cuenta los casos de la codificación Manchester, de dos fases o HDB3.

Error y Error complementario.

En la transmisión digital vamos a tener necesidad de utilizar la función de error $erf(x)$ y la función de error complementario $erfc(x)$.

$$erf(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt \quad (7.204)$$

$$erfc(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^\infty e^{-t^2} dt = 1 - erf(x) \quad (7.205)$$

Relación entre el flujo, el ancho de banda y el ruido.

En un ancho canal dado B, el objetivo principal es transmitir el máximo flujo de información por el.

Esta velocidad máxima se deriva del teorema de muestreo de Nyquist-Shanon.

Una señal que tiene un ancho de banda B puede cambiar de estado a una velocidad máxima de 2B.

Si en cada cambio de estado corresponde a un bit transmitido, la tasa de información máxima es $2B$. Se observa que en este caso, no existe el concepto con respecto a la magnitud de estos cambios.

Si en cada intervalo de tiempo, se puede imaginar asociar o bien un nivel, pero n niveles, el caudal máximo entonces aumentará. Al cambiar la señal puede tener un nivel de n . El flujo es entonces:

$$D = 2B \log_2(n) \quad (7.206)$$

Esta relación muestra que si el número de niveles tiende a infinito, el flujo también tiende a infinito. Uno puede preguntarse sobre el significado de este límite y los riesgos que son susceptibles de aumentar el número de niveles n .

Si la amplitud se corta en los niveles elementales, que alcanza un límite debido a la presencia de ruido. Es imposible medir el nivel n .

En consecuencia, el ruido pone un límite a la capacidad máxima de un canal dado el ancho B . La velocidad máxima teórica para la que se realiza la transmisión sin error en un ancho de canal B está dada por la ley de Hartley- Shannon de 1948.

$$C = D_{\max} = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) = B \frac{\ln \left(1 + \frac{S}{N} \right)}{\log 2} \quad (7.207)$$

Donde C es la capacidad máxima del canal y se expresa en bits.s^{-1} .

S/N es la relación señal/ruido.

Dado que esta S/N es una relación de potencia, en este caso se trata de un número adimensional.

Ejemplo 7.8: Capacidad del canal

Sea un canal con un ancho de banda $B=10\text{kHz}$, en el que la relación señal/ruido vale:

$S/N=15\text{dB}$

Determinar la capacidad máxima del canal.

Respuesta:

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) = 10.000 \log_2 (32.622) = 50.288 \text{ bits.s}^{-1}$$

7.5.2. Ruido en sistemas de comunicación digital

El ruido juega un papel crucial en los sistemas de comunicación. En la teoría de comunicaciones se ve que es el que limita la capacidad del canal; y en la práctica, determina el número de errores. Lo que nos interesa es conocer y cuantificar su influencia en el número de errores.

El ruido es una señal aleatoria y por lo tanto no se puede predecir su valor en un momento dado. La función de densidad de probabilidad de una variable aleatoria x se define como la probabilidad de que la variable x toma un valor entre $x_0 + \delta x$.

La probabilidad de que la variable x tome un valor entre x_1 y x_2 es entonces la integral de la densidad de probabilidad entre el x_1 dos terminales y x_2 :

$$P\{x_1 < x < x_2\} = \int_{x_1}^{x_2} p(x) dx \quad (7.208)$$

Para el ruido, se puede suponer que la distribución gaussiana es de la forma:

$$P\{x_1 < x < x_2\} = \int_{x_1}^{x_2} p(x) dx \quad (7.209)$$

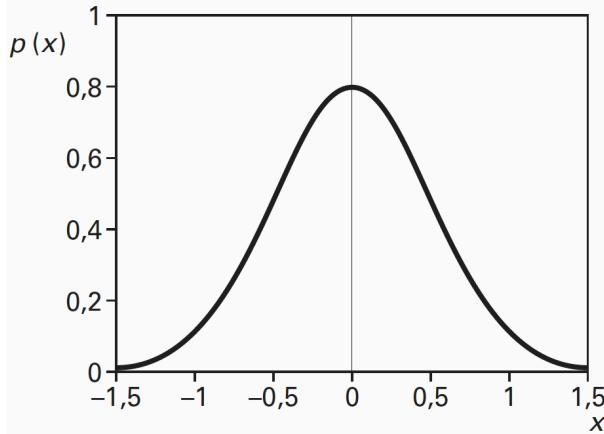


Fig. 7.78. Distribución Gaussiana [1]

En la mayoría de los casos, el ruido puede ser tratado como una variable con valor medio m igual a cero y con una distribución gaussiana. El valor medio de la potencia de ruido es igual a la varianza σ^2 . La relación señal a ruido puede entonces escribirse:

$$\frac{S}{N} = \frac{S}{\sigma^2} \quad (7.210)$$

Si el ruido es térmico, entonces

$$N = \sigma^2 = kTB \quad (7.211)$$

7.5.3. Interferencia intersimbólica (ISI) y su influencia sobre el flujo

La interferencia intersimbólica (intersymbol interference, ISI) es el nombre dado al fenómeno por el cual se produce una identificación errónea de un bit. La señal de banda de base es de banda limitada para limitar la ocupación espectral alrededor de la frecuencia portadora. Esto significa que tratamos de optimizar el parámetro de eficacia de modulación:

$$\eta = \frac{D}{B} \quad (7.212)$$

Si se limita la banda de la señal digital en banda base antes de modular la señal de portadora, esta señal tendrá el aspecto que se muestra en la Fig. 7.79.a, por ejemplo. Este mensaje es el enviado y el recibido. La señal NRZ se reconstituye mediante la colocación de por ejemplo, un comparador por umbral.

Las Fig. 7.79.b y Fig. 7.79.c son las señales recibidas en casos separados. En el caso de la Fig. 7.79.b, la velocidad de flujo es lo suficientemente alta de modo que el comparador no puede recuperar el mensaje. En el caso de la Fig. 7.79.c, el mensaje se recupera sin error. Esto pone de manifiesto el fenómeno de la interferencia intersimbólica.

Por lo tanto, se puede concluir con estas generalidades que hay un límite teórico propuesto por Shannon y que también existen limitaciones establecidas por los procedimientos utilizados y su aplicación.

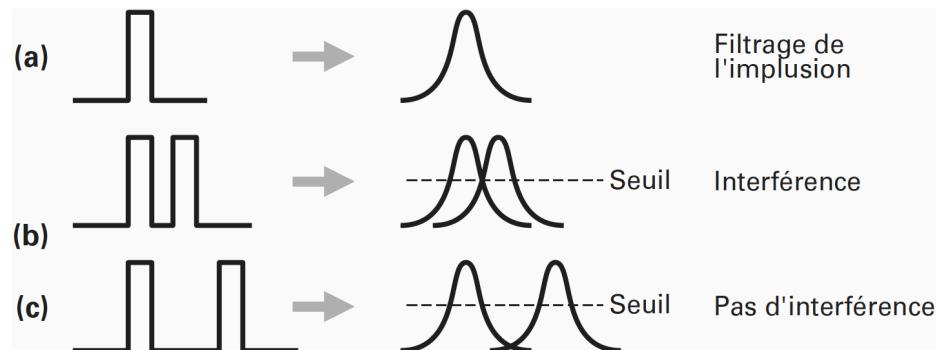


Fig. 7.79. Interferencia intersimbólica resultante del filtrado (seuil=umbral) [1]

7.5.4. Relación entre S/N y Eb/No

La señal que se recibe tiene una potencia total S . Para comparar fácilmente los diferentes tipos de modulación digital, el interés no debe centrarse en la potencia total, sino en la energía por bit.

En un sistema con M estados, la energía por bit E_b está relacionada con la energía total E por medio de la expresión:

$$E_b = \frac{E}{\log_2 M} \quad (7.213)$$

Siendo la potencia la relación de energía con respecto al tiempo, se puede escribir:

$$\frac{S}{N} = \frac{E}{T_b N_0 B} \quad (7.214)$$

Donde E_b / N_0 es un valor independiente del proceso de modulación.

$$D = \text{flujo binario, y equivale a } D = \frac{1}{T_b} \text{ y } \eta = \frac{D}{B}$$

$$\frac{S}{N} = \eta \log_2 M \frac{E_b}{N_0} \quad (7.215)$$

7.5.5. Modulación de amplitud ASK (Amplitude shift Keying)

La señal digital modula directamente la portadora $n(t)$. La señal resultante tiene por expresión:

$$n(t) = a_k A \sin(\omega t + \varphi) \quad (7.216)$$

En esta expresión, a_k puede tomar valores 0 o 1.

La Fig. 7.80 representa la descomposición en una serie de Fourier de una señal rectangular que tiene una frecuencia de $1/T_b$. El espectro de una señal digital de flujo $D=1/T_b$ se encuentra representada en la Fig. 7.81. La representación temporal de una señal ASK viene dada por la Fig. 7.82.

En este caso, simplemente se trata de la transposición del espectro de la señal en banda base en torno a la frecuencia central.

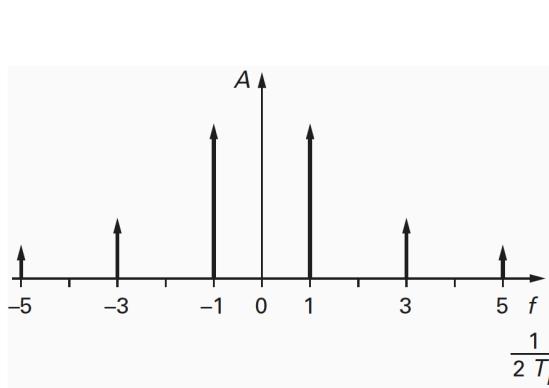


Fig. 7.80. Descomposición en una serie de impulsos de una señal rectangular normalizada a $1/2T_b$ [1]

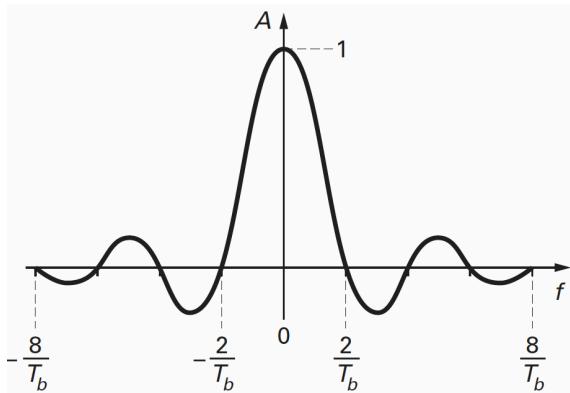


Fig. 7.81. Representación espectral de una señal digital NRZ con un flujo $D = 1/T_b$ [1]

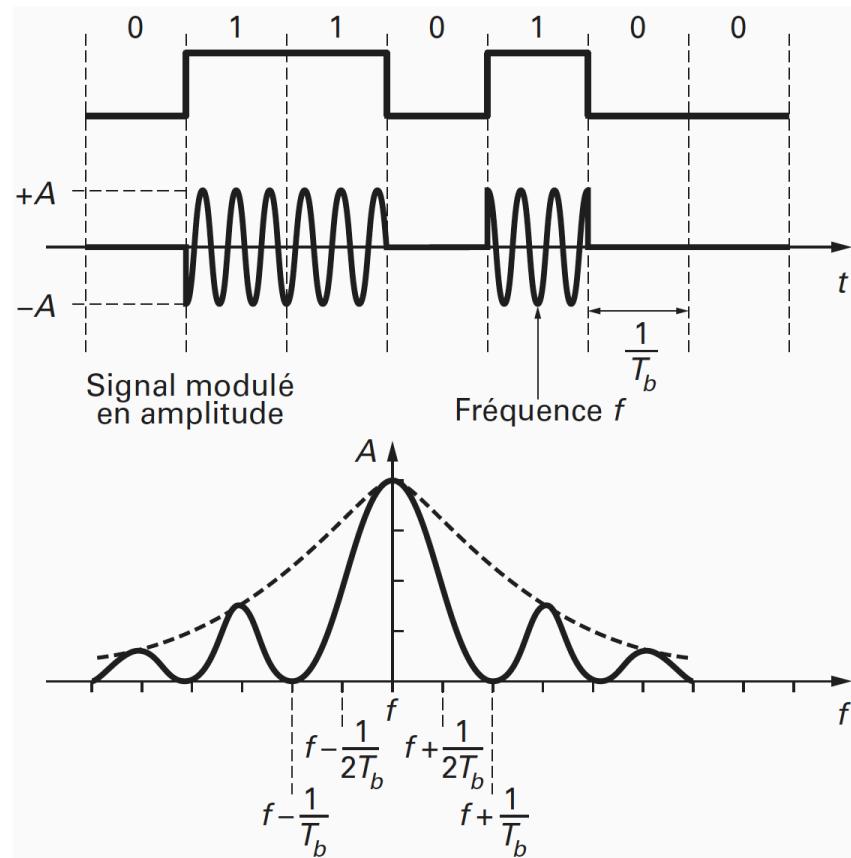


Fig. 7.82. Representación espectral de una señal modulada ASK [1]

Cuando el espectro está limitado a los valores $f - \frac{1}{Tb}$ y $f + \frac{1}{Tb}$, la distribución alrededor de la portadora vale:

$$B = \frac{2}{T_b} \quad (7.217)$$

El flujo binario D equivale a $D = \frac{1}{T_b}$, por lo tanto, la eficacia espectral es

$$\eta = \frac{D}{B} = \frac{1}{T_b} T_b = 1 \quad (7.218)$$

Una limitación entre las frecuencias $f - \frac{2}{T_b}$ y $f + \frac{2}{T_b}$, lleva a una eficacia reducida a la mitad, $\eta = \frac{1}{2}$. Esto es tal que este tipo de modulación se encuentra clasificada entre las menos eficaces.

7.5.5.1. Modulador ASK

La Fig. 7.83 muestra el esquema del modulador ASK, donde el oscilador es cortado al ritmo de la señal NRZ.

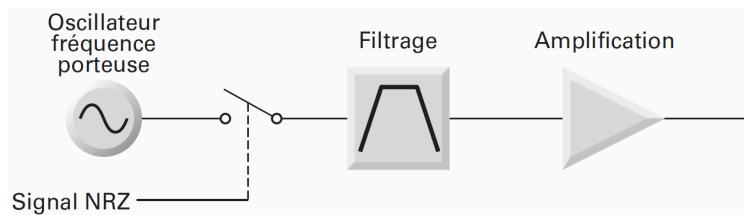


Fig. 7.83. Modulador ASK [1]

Si posible limitación en la frecuencia no tendría ningún efecto sobre el ancho de banda alrededor de la frecuencia portadora. La limitación sobre la frecuencia portadora es proporcionada por un filtro de paso de banda alrededor de la frecuencia central. Filtrado alrededor de la frecuencia central será más complejo cuanto la frecuencia central sea alta y el flujo binario sea mas lento.

La frecuencia central f_c y la tasa de bits $1 / T_b$ actúan directamente sobre el coeficiente de sobretensión Q necesario para la restricción a una banda B alrededor de la portadora.

$$B = \frac{\alpha}{2T_b} \quad (7.219)$$

$$Q = \frac{f_c}{B} = \frac{2f_c T_b}{\alpha} \quad (7.220)$$

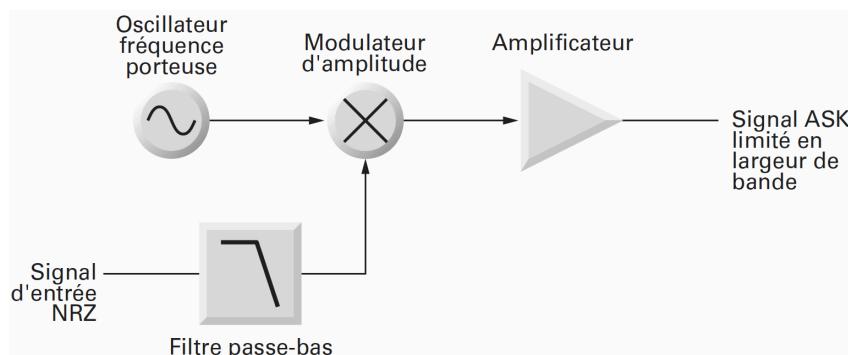


Fig. 7.84. Modulador ASK [1]

El diagrama de bloques de la Fig. 7.84 hace que sea posible eludir este problema mediante la limitación del espectro de la señal NRZ a la banda base.

En los casos de las Figs. 7.83 y 7.84, la linealidad del amplificador de salida no es un parámetro importante. Los amplificadores de salida pueden trabajar en clase C o clase AB para obtener un buen rendimiento.

En clase C, filtros de salida limitan los armónicos.

7.5.5.2. Demodulador ASK

Puede ser considerado como en el caso de la amplitud analógica modulación de una demodulación coherente o no coherente.

Demodulación por detección de envolvente

En este método, la detección de envolvente consiste en realizar una rectificación y un filtro. Es por tanto una demodulación no coherente. Hay un circuito de decisión, el comparador, la salida del detector. El diagrama de bloques del demodulador se muestra en la Fig. 7.85.

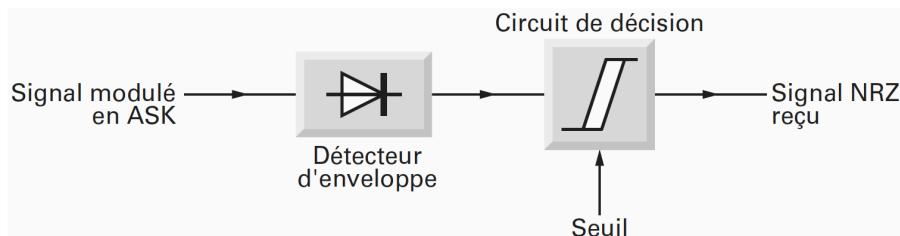


Fig. 7.85. Demodulador ASK por detección de envolvente [1]

El umbral del comparador de amplitud se establece en 50% de la amplitud máxima recibida. Bajo estas condiciones, las tasas de error son:

- Probabilidad de error para que un elemento 0 sea interpretado como un 1.
- Probabilidad de error para que un elemento 1 sea interpretado como un 0.

$$P(0 \rightarrow 1) = e^{-\frac{E_b}{2N_0}} ; \quad P(1 \rightarrow 0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \frac{E_b}{N_0}} e^{-\frac{E_b}{2N_0}} \quad (7.221)$$

En la mayoría de los casos, los errores consisten en ceros interpretados como unos.

La única ventaja de este método es su simplicidad.

Demodulación coherente

El diagrama de bloques de un demodulador coherente ASK se muestra en la Fig. 7.86.

En principio, el demodulador coherente requiere la presencia de un oscilador local de frecuencia bloqueada y la fase de la señal recibida. El oscilador local y la señal recibida se multiplican en un mezclador. El resultado de la multiplicación se integra y se envía al circuito de decisión.

Como antes, el circuito de decisión es un comparador de umbral. La tasa de error binario BER (Bit Error Rate) vale para esta configuración:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{2N_0}} \quad (7.222)$$

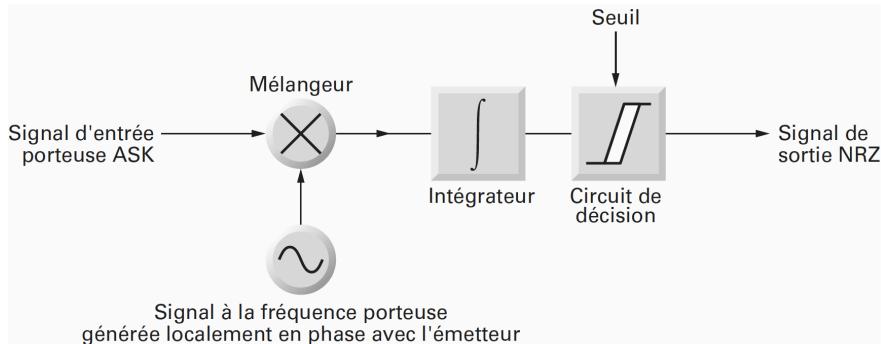


Fig. 7.86. Demodulador ASK coherente [1]

El bloqueo del oscilador local en frecuencia y fase con la señal entrante requiere la transmisión de información de sincronización y la presencia de un servo, tal como un bucle de enganche de fase, que no se muestra en la Fig. 7.86.

Ventajas e inconvenientes de la modulación ASK

El único atractivo de la modulación ASK es su simplicidad y por lo tanto de bajo coste. En contraste, el rendimiento en términos de eficiencia y de error tasas espectrales son más pequeños que los de otra modulación digital se describe a continuación.

Sin embargo, hay muchos casos en los que está o se utilizará sólo este tipo de modulación. Si el criterio esencial para la aplicación es el coste, será muy difícil evitar ASK. Este tipo de modulación se utiliza muy a menudo en los sistemas de transmisión de corriente para la transmisión de datos de corto alcance.

Estos sistemas suelen operar en las frecuencias portadoras en las bandas de 224 MHz o 433 MHz. Estas dos bandas son estándar para este tipo de aplicación.

Por estas dos frecuencias, la portadora puede ser obtenida directamente de onda de superficie resonador oscilador. Esta configuración combina la estabilidad del oscilador y bajo costo. En general, los flujos son bajos y el filtro tiene una importancia relativa.

Para cumplir con varias regulaciones, el problema de la ocupación del espectro alrededor de la frecuencia portadora se determina por el uso de filtros de ondas acústicas de superficie diseñadas específicamente para este propósito. En este caso el papel del diseñador se limita principalmente a la buena selección de los componentes del transmisor y receptor.

Circuitos integrados específicos resuelven el problema del receptor en su totalidad. Estos circuitos comprenden generalmente etapas de entrada de RF, un oscilador local, etapas del mezclador a la frecuencia intermedia, el demodulador y el circuito de decisión (comparador).

Este tipo de modulación se utiliza también cuando no hay otra modulación posible. No se conoce la modulación de la frecuencia o fase de la salida óptica. En este caso, las longitudes de onda son entre 800 y 1500 nm, es decir, frecuencias del orden de 300 THz. T significa tera, multiplicador: 1012. No se sabe modular sencillamente, la potencia óptica emitida. Existe por lo tanto una corriente continua que fluye a través de diodos emisores de luz de modulación de amplitud.

El método de modulación ASK todavía se utiliza en la óptica para la transmisión sobre la fibra óptica, por ejemplo. Este método también permite alcanzar muy altas velocidades de flujo.

En la transmisión digital, esto no tiene importancia sólo relativa. En este caso de hecho, también se puede utilizar una subportadora, no con el fin de disfrutar de una mejor linealidad, pero a fin de lograr un múltiplex de frecuencia de una pluralidad de canales de transmisión de datos. Cada una de las subportadoras, finalmente, puede ser modulada en amplitud, fase o frecuencia por las señales digitales a transmitir.

Por lo general, la modulación ASK es un método de modulación a evitar.

7.5.6. Modulación de frecuencia FSK

La modulación de frecuencia FSK (Frequency Shift Keying) podría asimilarse como una doble ASK, donde se comutan dos frecuencias con la señal modulante. La Fig. 7.87 muestra la modulación FSK.

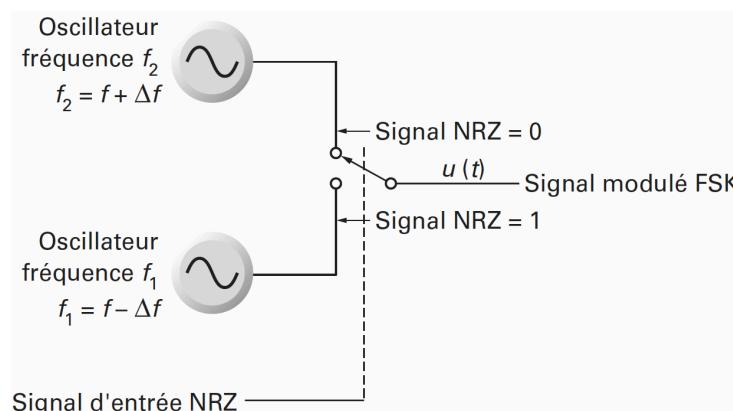


Fig. 7.87. Modulación FSK de fase continua [1].

Al primer símbolo binario se le asocia una frecuencia f_1 y al segundo una segunda frecuencia f_2 y se plantea:

$$f_1 = f + \Delta f \quad (7.223)$$

$$f_2 = f - \Delta f \quad (7.224)$$

La señal de salida del modulador FSK de esta forma constituida tiene por expresión:

$$n(t) = A \sin [\omega + (a_k - 1)\Delta\omega] t \quad (7.225)$$

donde a_k puede tomar los valores de 0 o 2.

Los instantes de comutación, la fase relativa de los dos generadores es cualquier.

La Fig. 7.88 es una representación temporal de la señal $u(t)$ en la salida del interruptor de selección alternativamente osciladores f_1 o f_2 frecuencias. Esta figura muestra las dos modulaciones ASK portadores f_1 y f_2 .

Supongamos que $2B_1$ es la distribución espectral de la señal NRZ alrededor de cada portadora.

La representación espectral de la Fig. 7.88 permiten llegar a un valor aproximado de la distribución espectral de la señal FSK:

$$B_2 = 2(B_1 + \Delta f) \quad (7.226)$$

Donde B_1 es el ancho de banda máximo de la señal de la portadora;

Δf es la excursión de la frecuencia.

Esta relación es análoga a la fórmula de Carson.

El modulador de FSK de la Fig. 7.87 se utiliza poco a pesar de su simplicidad. También tenga en cuenta que el uso de los osciladores de cristal u osciladores controlados digitalmente pueden resolver todos los problemas de estabilidad.

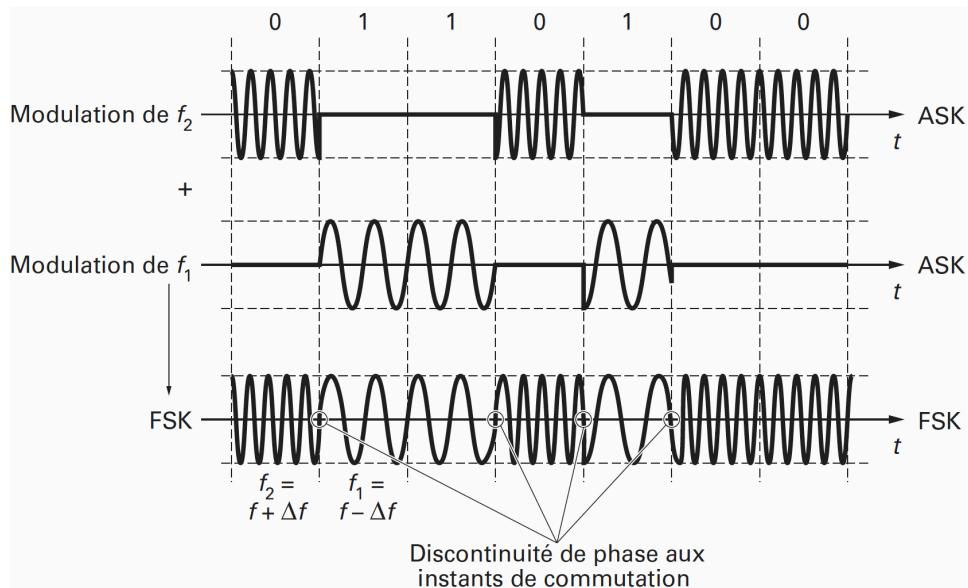


Fig. 7.88. Representación temporal de la modulación FSK [1].

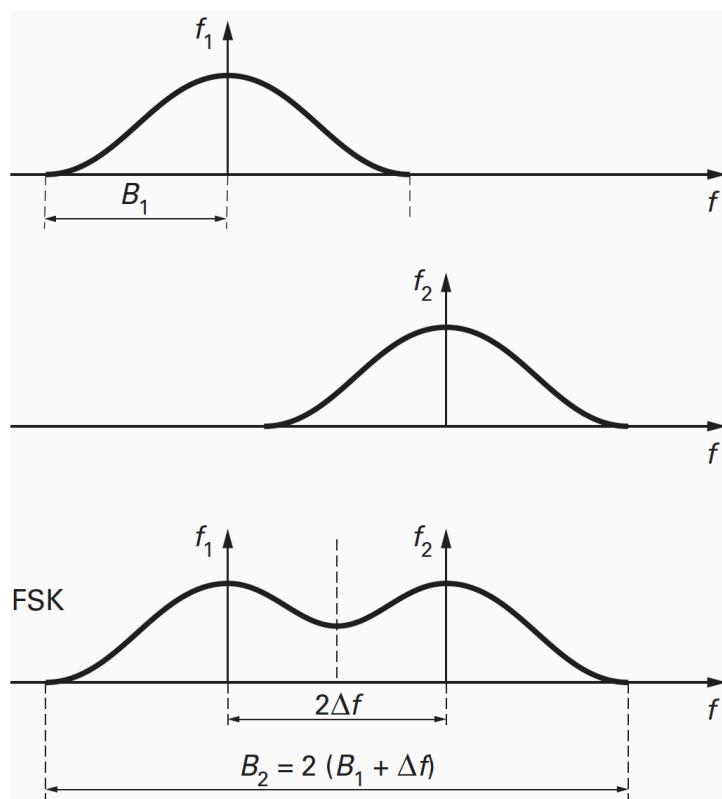


Fig. 7.89. Representación espectral aproximada de la señal FSK [1].

7.5.6.1. Modulación FSK de fase continua, CPFSK

CPFSK es la abreviatura de Continuous Phase Frequency Shift Keying.

En general, las dos frecuencias f_1 y f_2 se derivan de un solo oscilador controlado por voltaje, tales como la de la Fig. 7.90. Las dos tensiones de entrada y V_{INL} V_{INH} correspondiente a niveles bajos y altos de la señal de entrada NRZ coinciden las dos frecuencias f_1 y f_2 de salida.

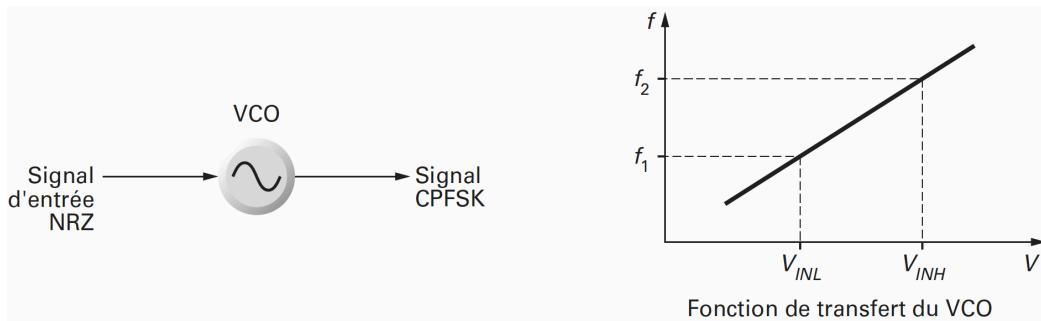


Fig. 7.90. Modulación por fase continua CPFSK [1].

En estas condiciones, las discontinuidades de fase visibles en la Fig. 7.88, los instantes de comutación, desaparecen.

La PSD (Power Spectral Density) de la señal CPFSK no representan ya ninguna raya discreta en las frecuencias f_1 y f_2 .

La envolvente de la PSD tiene picos espaciados en aproximadamente $f_2 - f_1 = 2\Delta f$ y tanto más acentuados cuanto mayor es Δf en comparación con B_1 , por lo tanto, al flujo binario $1/T_b$. Así se tiene:

$$x = \frac{f_2 - f_1}{D} = \frac{2\Delta f}{D} \quad (7.227)$$

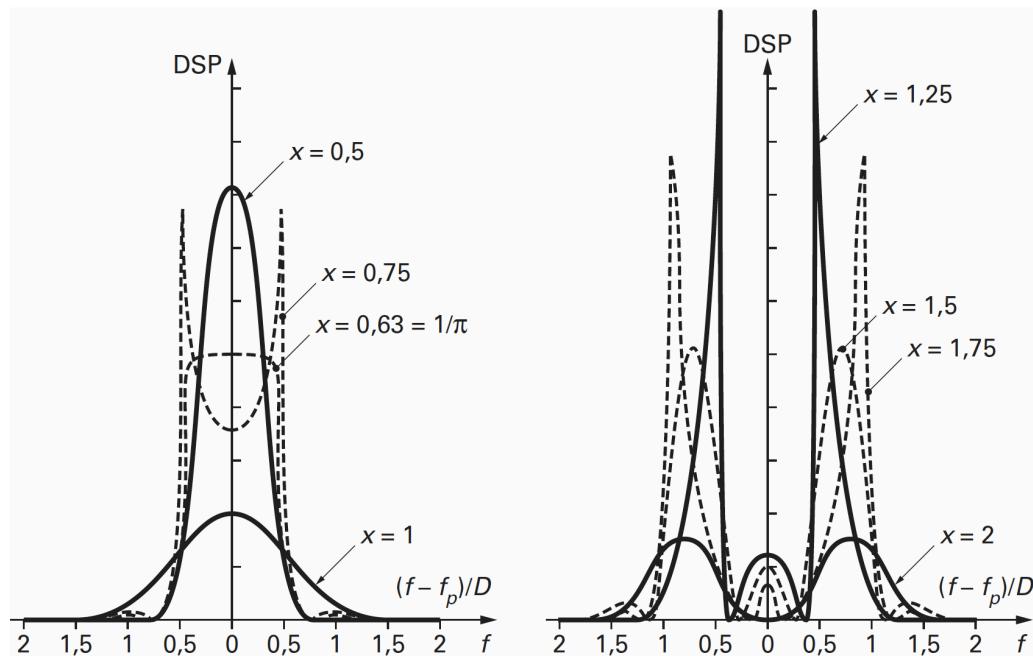


Fig. 7.91. PSD de las señales FSK en función de $(f_2-f_1)/D$ [1].

En la radiocomunicaciones, se pretende enfocar la energía en toda la portadora y minimizar el espacio espectral. Por lo tanto, se optimiza el parámetro η .

Para ocupar como máximo una banda de frecuencia, se desea dar cabida a un máximo número de canales. Estamos entonces interesados en los lóbulos laterales (secundarios) que se interpretarán en los receptores de los canales adyacentes.

7.5.6.2. Modulación MSK

MSK es la abreviatura de Minimum Shift Keying, y corresponde al caso de $x=0.5$ sobre las curvas de la Fig. 7.91.

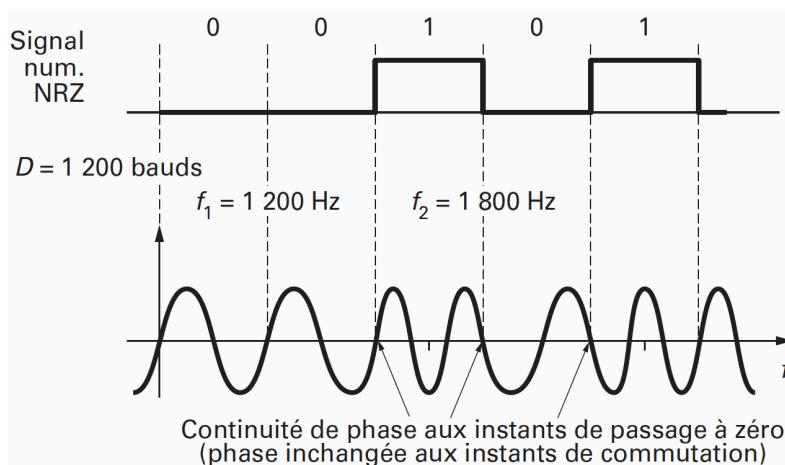


Fig. 7.92. Representación temporal de la señal MSK [1].

La modulación MSK es un caso particular de la modulación CPFSK, donde

$$x = \frac{f_2 - f_1}{D} = \frac{2\Delta f}{D} = 0.5 \rightarrow f_2 - f_1 = 0.5D \quad (7.228)$$

La Fig. 7.92 muestra la representación temporal de la señal MSK. EN este caso la velocidad de transmisión D es de 1200 Baudios, y las dos frecuencias valen respectivamente, 1900 y 1200.

En cada uno de los elementos binarios transmitidos, la fase de la señal FSK en el instante de comutación puede valer 0 o π , y la continuidad de fase está asegurada durante la transición.

Este método de modulación, MSK, se utiliza a menudo para los módems de baja velocidad a unos pocos cientos de kbps. s-1. A pesar de todo, el método MSK resulta insuficiente, en cuanto al poder de los lóbulos secundarios en casos críticos donde el número y el espaciamiento de los canales son los criterios esenciales.

7.5.6.3. Modulación GMSK

GMSK Gaussian Minimum Shift Keying.

Con el fin de minimizar la importancia de los lóbulos secundarios de la señal de MSK en el camino de la señal NRZ se coloca un filtro limitador de banda. Este filtro debe tener como característica esencial, la limitación de frecuencia de la señal NRZ.

Por este criterio, muchos tipos de filtros pueden estar de acuerdo. Sin embargo, el filtro no sólo debe limitar la PSD de la señal NRZ, pero también debe tener un rendimiento excelente en cuanto a la regularidad del tiempo de retardo de grupo y con el fin de evitar o minimizar la interferencia intersimbólica.

El segundo criterio puede satisfacerse empleando filtros de respuesta Gaussiana o Bessel.

Los filtros de respuesta Gaussiana son de una aplicación práctica muy utilizada. Para un filtro de respuesta gaussiana ideal, a la forma de la respuesta de impulso es idéntica a su función de transferencia, como se muestra en la Fig. 7.93. Además, la respuesta de impulso no tiene ninguna sobreoscilación.

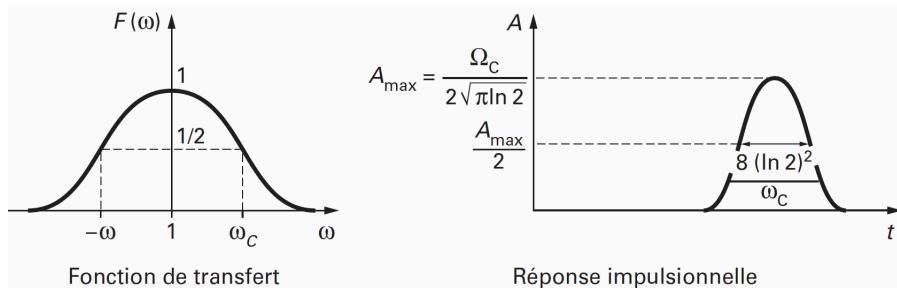


Fig. 7.93. Filtro de respuesta Gaussiana ideal [1].

El ancho del impulso L a media altura vale:

$$L = \frac{8(\log_2 2)^2}{\omega_c} \quad (7.229)$$

$$BT = \frac{f_c}{D} \quad (7.230)$$

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} \quad (7.231)$$

Un filtro analógico de este tipo es difícil de sintetizar. Generalmente se utilizan filtros digitales.

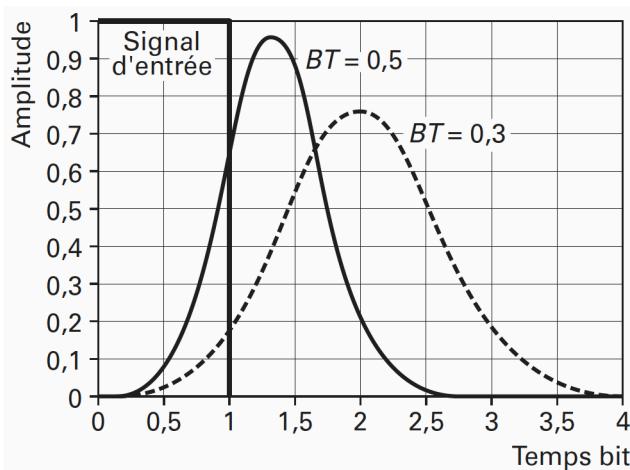


Fig. 7.94. Confirmación de la señal NRZ por filtrado de Gauss para dos valores de BT [1].

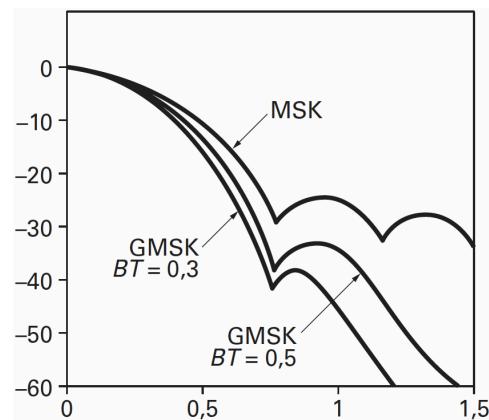


Fig. 7.95. PSD de las modulaciones MSK y GMSK [1].

Si \$BT = 0,5\$ la respuesta se extiende a dos tiempos de bit;

Si \$BT = 0,3\$ la respuesta se extiende a tres tiempos de bit.

Las PSD de las modulaciones GMSK y MSK para BT = 0.5 y BT = 0.3 se muestran en la Fig. 7.95.

Se logra el objetivo inicial, reduciendo la importancia de los lóbulos secundarios de la modulación MSK.

Por contra las respuestas temporales están repartidas en 2 o 3 veces bits. La reducción de potencias indeseables en los lóbulos laterales solo se hace a costa de la interferencia intersimbólica que, a pesar de todo es considerada aceptable.

Las curvas de la Fig. 7.96 representan la señal de banda base NRZ después del filtrado pasa bajos a la respuesta gaussiana para los casos en que BT=0,5 y BT =0,3.

La interferencia intersimbólica es más importante en el caso BT = 0,3. Esto pone de relieve el compromiso entre la eficiencia espectral y la interferencia intersimbólica.

Tabla 7.8 contiene los anchos de banda habituales de canales de radio y el caudal máximo potencial de los dos valores de BT.

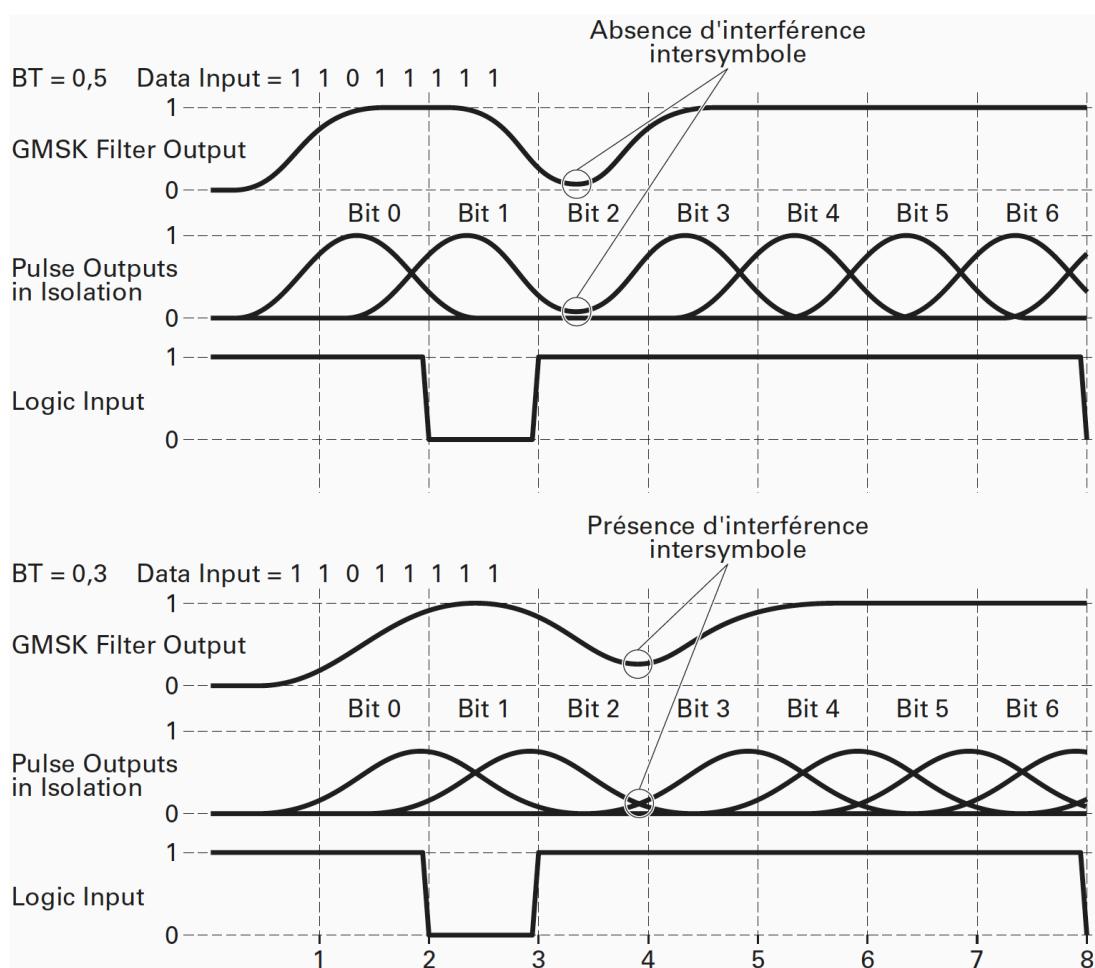


Fig. 7.96. Efecto de la elección del coeficiente BT sobre la interferencia intersimbólica [1].

Tabla 7.8. Resumen ancho de banda mas usuales de los canales de radiocomunicación

BT	Ancho de banda del canal (KHz)	Velocidad máxima ($\text{bits} \cdot \text{s}^{-1}$)
0.5	12.5	4.800
0.5	25	9.600
0.5	50	19.200
0.3	12.5	8.000

BT	Ancho de banda del canal (KHz)	Velocidad máxima (bits.s ⁻¹)
0.3	25	16.000
0.3	50	32.000

7.5.6.4. Moduladores FSK, MSK y GMSK

El núcleo del modulador FSK es, en su sentido amplio, un VCO. Como en FM, el índice de modulación es una función de la excursión de frecuencia y el ancho de banda máximo de la señal moduladora.

La configuración representada en la Fig. 7.90 permite satisfacer todos los tipos CPFSK, de las que forman parte las modulaciones MSK y GMSK.

Con un índice de modulación cualquiera, la modulación es del tipo CPFSK, mientras que con un índice de modulación de 0.5, la modulación es MSK.

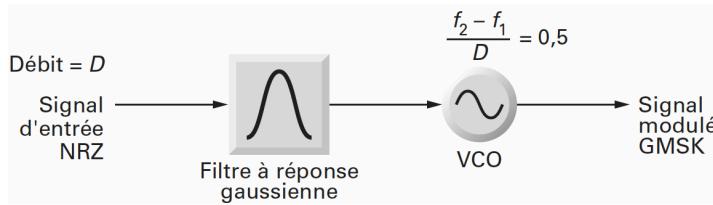


Fig. 7.97. Modulador GMSK [1].

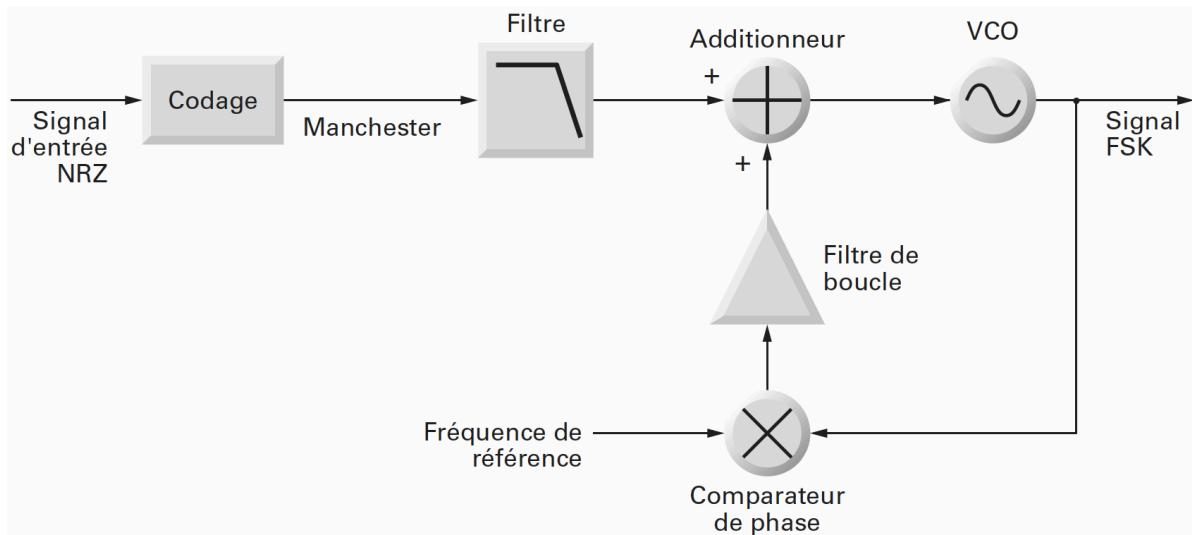


Fig. 7.98. Modulador FSK estabilizado por un PLL [1].

El modulador GMSK se obtiene colocando un filtro de respuesta Gaussiana en el trayecto de la señal NRZ, antes de la entrada al VCO. Esta configuración no es utilizada porque no hay un sistema de estabilización del VCO.

El empleo de un PLL se utiliza si la señal moduladora no tiene energía a la frecuencia cero. Este no es el caso de la señal NRZ, por lo que no puede sumarse a la tensión de error para modular el VCO.

La señal digital en banda base debe codificarse para hacer desaparecer la raya a la frecuencia cero. Puede resolverse el problema codificando la señal NRZ en una señal Manchester, como se muestra en la Fig. 7.98.

Un PLL puede modularse por una señal NRZ siempre y cuando se elija la configuración de la Fig. 7.99. Una fracción de la señal moduladora –señal NRZ filtrada– se envía al oscilador de referencia del PLL que se convierte entonces en un VCXO.

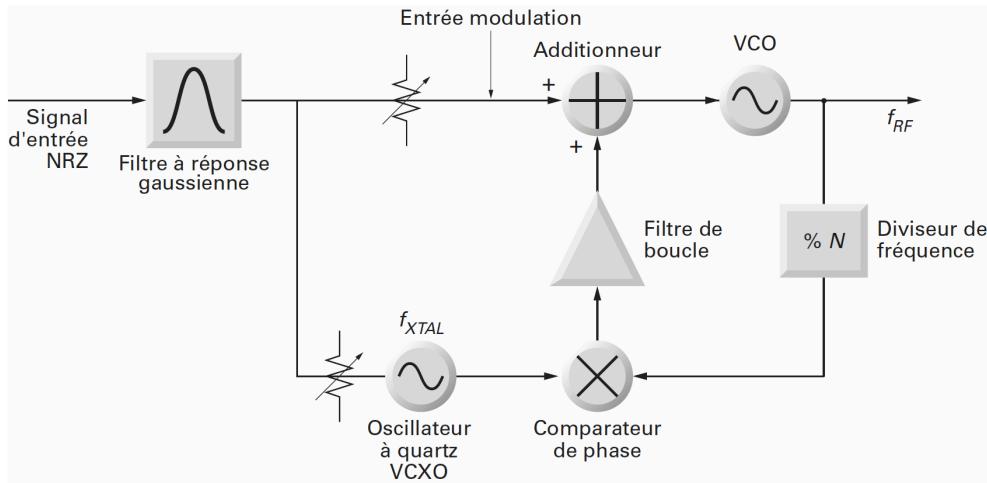


Fig. 7.99. Modulación del PLL por la señal NRZ [1].

Finalmente las señales FSK, MSK o GMSK pueden reconstruirse de forma totalmente digital, como se muestra en la Fig. 7.100.

Las señales senoidales que componen la señal FSK pueden reconstruirse a partir de un DCO (Digital Controlled Oscillator). Se trata de una configuración adaptada únicamente a circuitos integrados especializados. En este caso, las velocidades de transmisión no pueden sobrepasar mas de unos pocos centenares de $\text{kbit}\cdot\text{s}^{-1}$.

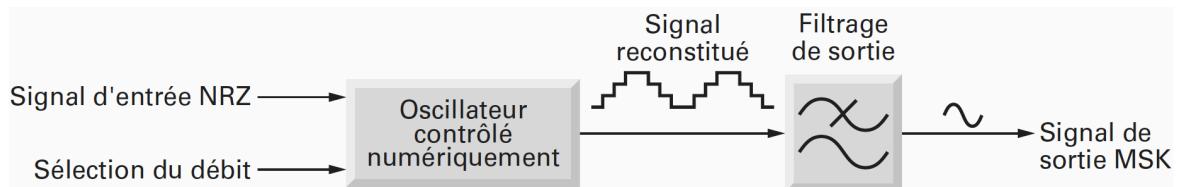


Fig. 7.100. Señal MSK generada a partir de un oscilador controlado digitalmente [1].

7.5.6.5. Demoduladores FSK, MSK y GMSK

Dado que este procedimiento se basa en una FM, cualquier tipo de demodulador en frecuencia puede ser utilizado. Las señales moduladas en FSK pueden demodularse por un demodulador en cuadratura o un PLL. Por lo tanto, se trata de una demodulación no coherente. Las señales de salida se envían a un órgano de decisión, comparador por umbral, que restituye la señal NRZ original.

Estas dos configuraciones son interesantes para velocidades de transmisión altas, por ejemplo, del orden de $10\text{Mbit}\cdot\text{s}^{-1}$.

Otra estructura clásica de demodulación no coherente se muestra en la Fig. 7.101.

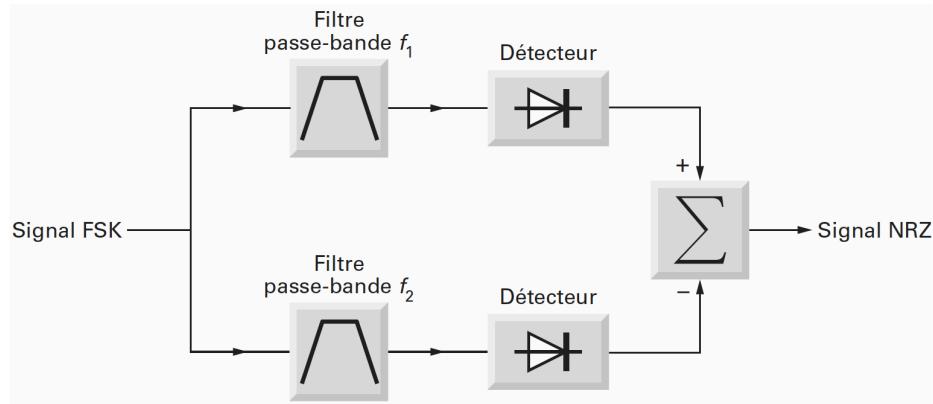


Fig. 7.101. Demodulation FSK no coherente [1].

La señal MSK de la Fig. 7.92 tiene una característica interesante que se utiliza a veces en circuitos integrados específicos. Cuando se transmite un bit 0, la señal FSK pasa una vez por el valor 0, justo a la mitad del tiempo de bit. Cuando se transmite un 1, la señal FSK pasa dos veces por el valor 0 durante el tiempo del bit. Esta particularidad es suficiente para realizar un demodulador simple y fácilmente integrable, puesto que se trata de un sistema de cómputo.

En general, la tasa de error en términos de rendimiento obtenido con este método son menores de lo que podría lograrse con una coherente y sustancialmente idénticas a las de una demodulación no coherente.

7.5.6.5.1. Demodulador coherente

La Fig. 7.102 muestra el diagrama en bloques de un demodulador coherente.

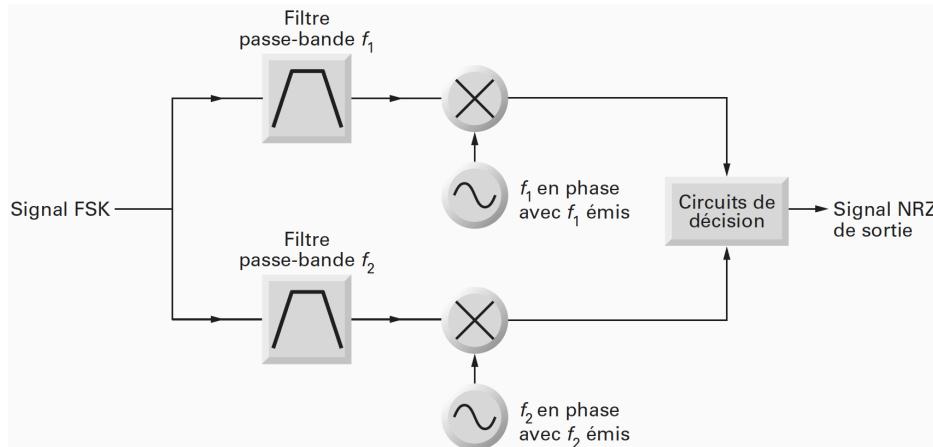


Fig. 7.102. Demodulador FSK coherente [1].

Este método requiere la sincronización de los osciladores a las frecuencias f_1 y f_2 en fase y frecuencia, con las frecuencias f_1 y f_2 emitidas.

Recuperar las frecuencias f_1 y f_2 complica sustancialmente el receptor y por esta razón la demodulación FSK coherente se utiliza muy poco, excepto en casos críticos.

7.5.6.6. Tasa de error binario para modulaciones FSK

En demodulación no coherente:

$$TEB - FSK = \frac{1}{2} e^{-\frac{1}{2} \frac{E_b}{N_0}} \quad (7.232)$$

En demodulación coherente:

$$TEB - FSK = \frac{1}{2} \operatorname{erf}_c \sqrt{\frac{E_b}{2N_0}} \quad (7.233)$$

Las curvas de la Fig. 7.102 representan la TEB en función de la relación $\frac{E_b}{N_0}$ para los casos de modulación no coherente y coherente.

Tener en cuenta que no $\frac{E_b}{N_0}$ es la relación $\frac{S}{N}$. Estas dos relaciones están vinculadas por:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{N} \frac{B_{IF}}{D} \quad (7.234)$$

Donde B_{IF} es el ancho del filtro a la frecuencia intermedia, es decir, el filtro colocado antes del demodulador.

D es la velocidad o flujo de transmisión en $\text{bits} \cdot \text{s}^{-1}$.

$\frac{B_{IF}}{D}$ es, por lo tanto, equivalente a la inversa de la eficacia espectral.

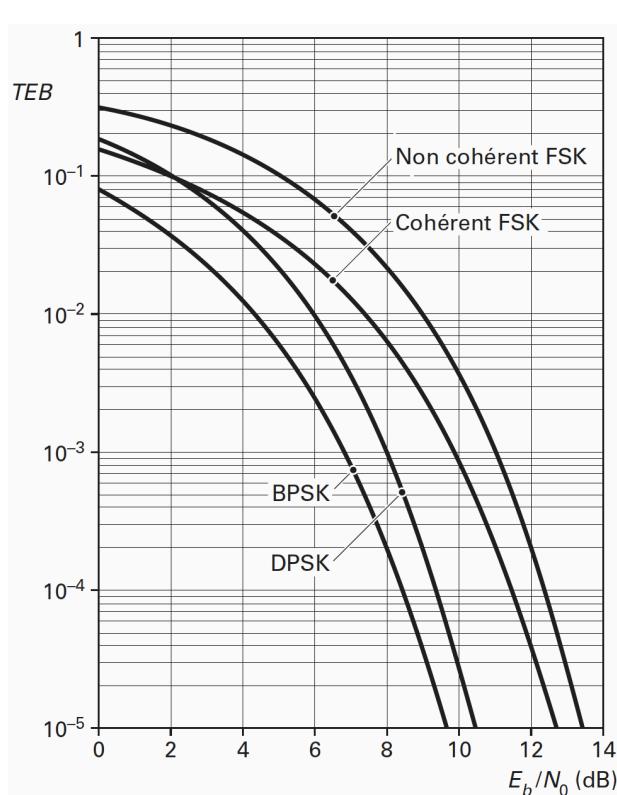


Fig. 7.103. Tasa de error binario para modulaciones FSK, BPSK y DPSK [1].

7.5.6.7. Conclusiones sobre modulaciones FSK

La principal desventaja de modulaciones FSK es su baja eficacia espectral.

El límite máximo teórico es de 1 bit / segundo / Hertz. Los párrafos siguientes muestran que las modulaciones de fase son más eficientes en términos de tasa de error de bit para un E_b / N_0 iguales. Podemos preguntarnos en cuyo caso se debe optar por modulación FSK.

Las principales ventajas de este método son:

- La transmisión puede realizarse sin que el receptor tenga que conocer el flujo binario D. Si el sistema modulador-demodulador está diseñada para transmitir información con la velocidad D_{max} , la transmisión se lleva a cabo en las mismas condiciones con una velocidad D entre 0 y D_{max} .
- Si el transmisor es consistente con el diagrama de bloques en la Fig. 7.1900, no se requiere la transcodificación, Manchester o HDB3.
- Por último, el enlace puede ser síncrono o asíncrono.

En la modulación de frecuencia, el montaje de transceptor puede ser completamente transparente a la señal digital transmitida. Este es el caso de modulación de amplitud, pero en general es falso para modulaciones de fase.

Sobre la cuestión de la recepción, los moduladores son de construcción relativamente simple, incluso cuando los flujos exceden algunas decenas de Mbits. s-1.

7.5.6.8. Aplicaciones

Varios son los sistemas de radiotelefonía celular que utilizan los procedimientos derivados de la FSK, como el GSM a 950MHz.

- Radioteléfono GSM utiliza el GMSK.
- DCS 1.800 en Europa utiliza el procedimiento de modulación GMSK con $BT=0.3$.
- DECT en Europa y en China hace uso del procedimiento de modulación GFSK con $BT=0.5$.

7.5.7. Modulación de fase PSK

La modulación de fase PSK (Phase Shift Keying) es la mas importante, ya que reúnen interesantes prestaciones en términos de tasa de error y eficacia espectral. La elección de una modulación de fase resulta inevitable especialmente cuando la velocidad de transmisión es importante y, sin duda, así es el caso de la radiodifusión y, sobre todo, en la televisión digital.

7.5.8. Modulación de fase BPSK

La modulación de fase BPSK (Binary Phase Shift Keying) asocia dos estados de fase a los dos símbolos que hay que transmitir. El aspecto de la señal modulada en función de la señal moduladora se muestra en la Fig. 7.104.

Dado que no hay a priori una relación de fase precisa entre la portadora y la señal NRZ, la fase de la portadora puede ser arbitraria para los instantes de modulación.

Dado que con esto se corre el riesgo de no facilitar la demodulación, se busca un método para asociar dos valores de fase fija para cada estado de la señal NRZ.

Un simple báscula D, representada en la Fig. 7.105 puede sincronizar los datos en el soporte.

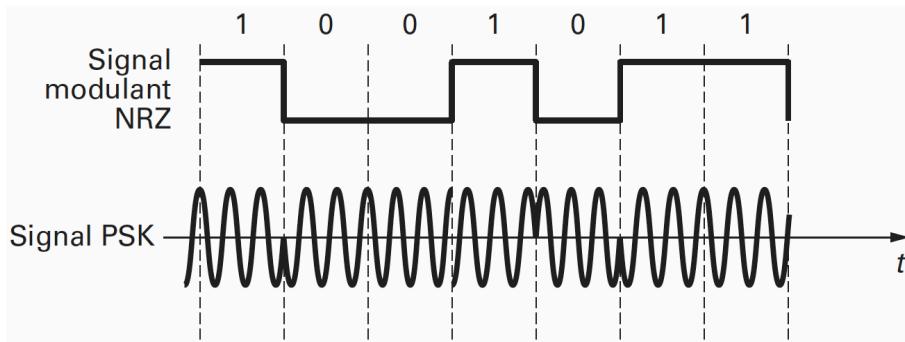


Fig. 7.104. Señal modulada en fase PSK [1].

El ritmo de la señal BPSK modulada es entonces la de la Fig. 7.106. Si la señal de modulación es una señal digital que tiene los valores 0 o 1, la señal de salida se expresa por cualquiera de las relaciones:

$$v_{RF} = B \cos \omega t \quad \text{para una señal NRZ=0} \quad (7.235)$$

$$v_{RF} = B(\cos \omega t + \pi) \quad \text{para una señal NRZ=1} \quad (7.236)$$

La portadora puede tomar dos valores de fase diferentes para cada tiempo de bit, 0 o π . El espectro de la señal BPSK puede verse en la Fig. 7.107.

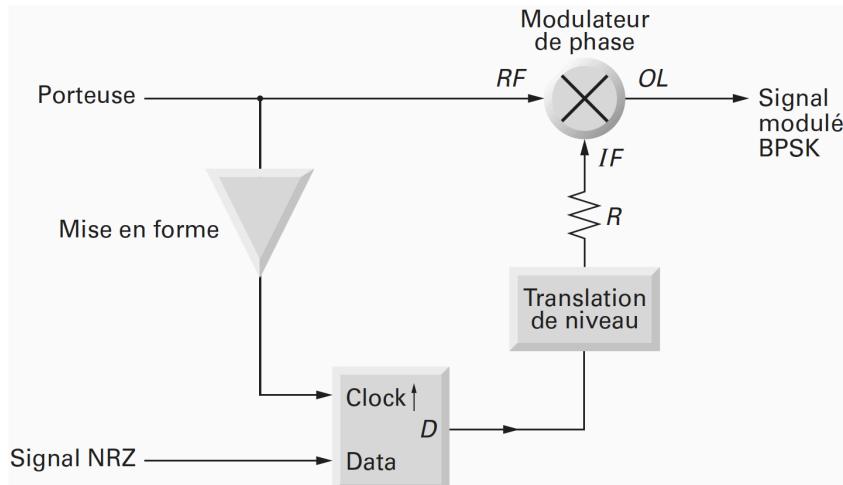


Fig. 7.105. Sincronización de los datos sobre la portadora [1].

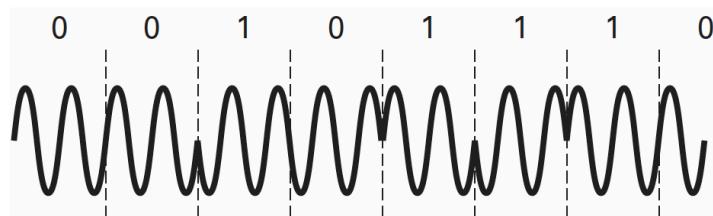


Fig. 7.106. Señal modulada BPSK con sincronización de la señal NRZ sobre la portadora [1].

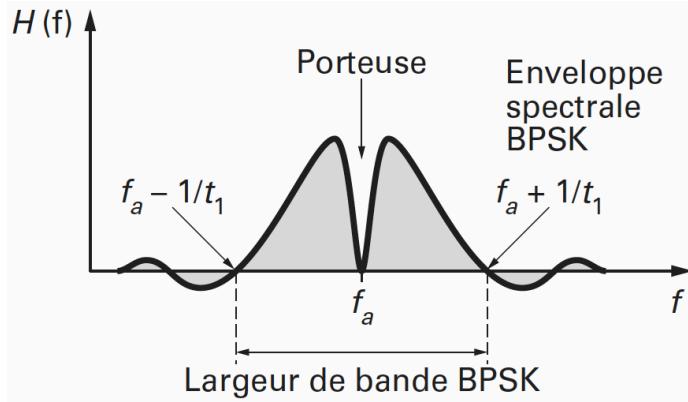


Fig. 7.107. Espectro de la señal BPSK [1]

7.5.8.1. Ancho de banda

La apariencia del espectro de la señal modulada muestra que la distribución en torno a la frecuencia portadora vale $2/T_b$, es decir, dos veces el flujo binario B cuando se limita la banda al primer lóbulo. La PSD de la señal es

una función en $\frac{\sin x}{x}$.

Para la transmisión, la anchura de banda puede, como máximo, reducirse a la mitad y estar limitada al valor de D.

7.5.8.2. Modulador BPSK

Un mezclador balanceado o multiplicador pueden ser utilizados como modulador BPSK.

El diagrama en la Fig. 7.108 muestra la estructura interna del mezclador. La señal NRZ se traslada en dos niveles - V y V + y mediante una resistencia R a la entrada IF del mezclador. La resistencia R sólo está pensada para limitar la corriente en el diodo a un valor $I = V / R$. Por otra parte, en función del nivel - V o + V, dos diodos están en paso mientras que los otros dos diodos están bloqueados:

- Para una tensión + V, D1 y D2 conducen, D3 y D4 se bloquean;
- Para una tensión - V, D3 y D4 conducen, D1 y D2 se bloquean.

Los cuatro diodos actúan como un interruptor.

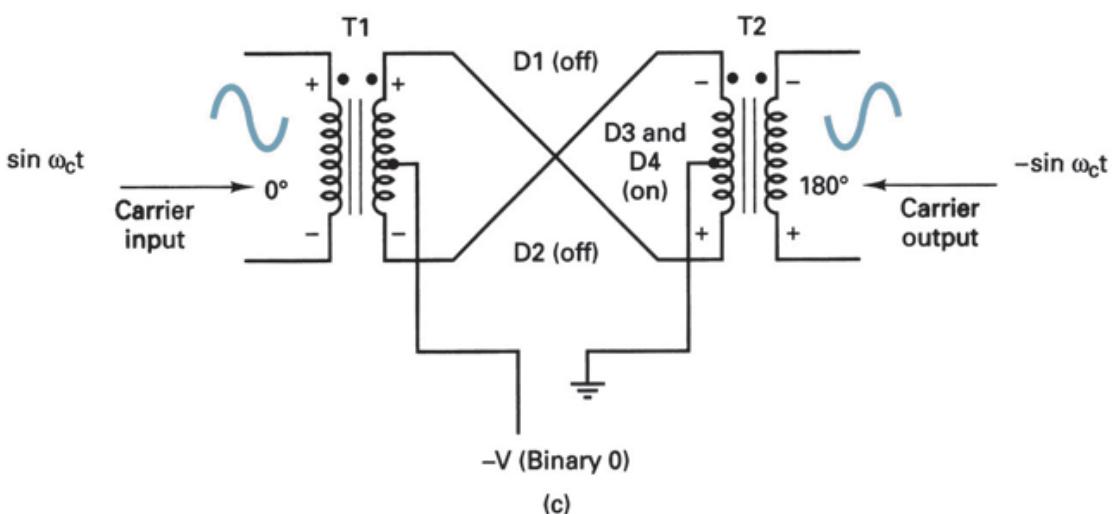
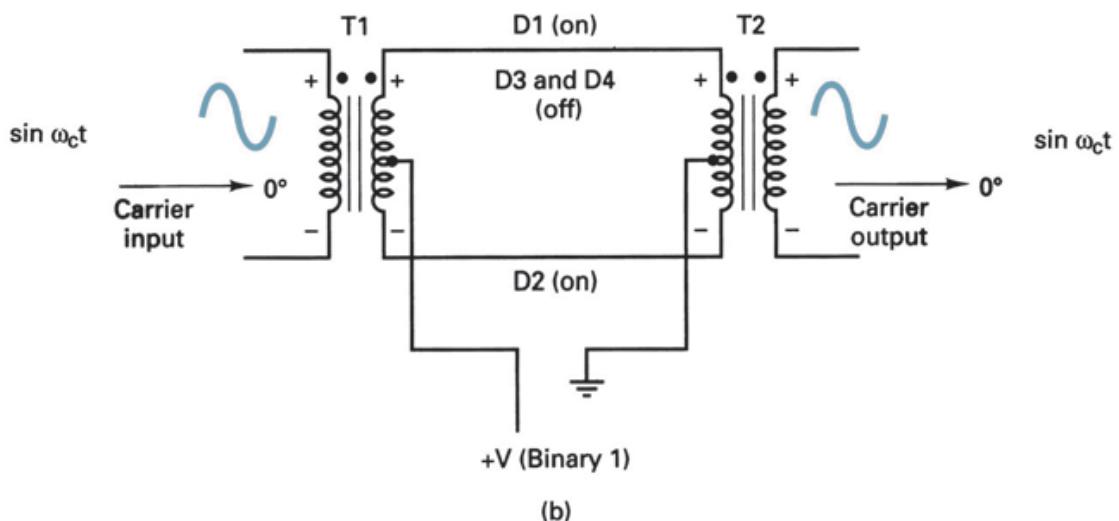
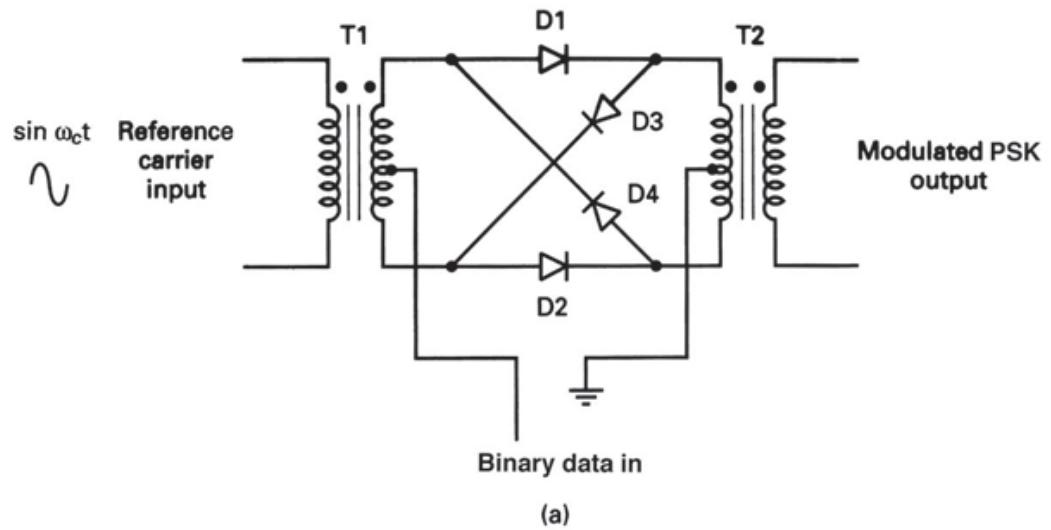


Fig. 7.108. Modulador BPSK de anillo balanceado; (a) entrada de 1 lógico; (b) entrada de 0 lógico [9]

7.5.8.3. Demodulador BPSK

Como en el caso anterior, hay dos métodos fundamentalmente diferentes para demodular la señal, la demodulación coherente o demodulación no coherente.

7.5.8.4. Demodulador BPSK coherente

El esquema sinóptico del demodulador se encuentra representado en la Fig. 7.109.

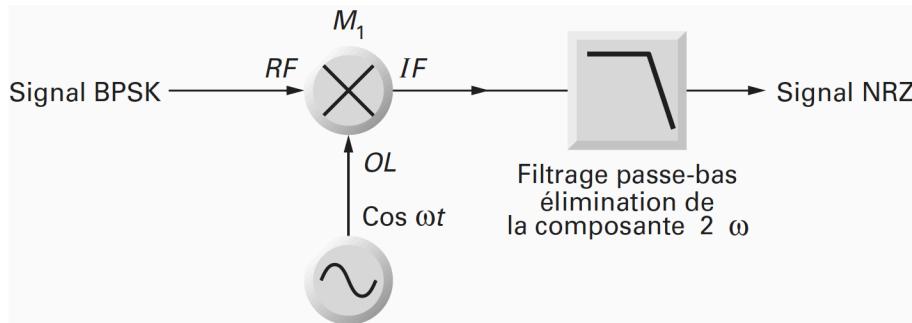


Fig. 7.109. Demodulador BPSK coherente [1]

Se supone que el receptor dispone de una información cualquiera que le permite sincronizar en frecuencia y en fase un oscilador local OL, sobre la señal portadora emitida.

La tensión de salida del oscilador local se escribe:

$$v_{OL} = A \cos \omega t \quad (7.237)$$

La señal recibida BMSK vale:

$$v_{RF} = B \cos \omega t \quad (7.238)$$

$$v_{RF} = B(\cos \omega t + \varphi) \quad (7.239)$$

El mezclador M1 efectúa el producto de las dos tensiones v_{OL} y v_{RF} .

La tensión de salida IF del mezclador se escribe entonces:

$$v_{IF} = AB \cos \omega t \cos(\omega t + \pi) \quad (7.240)$$

$$v_{IF} = \frac{AB}{2} \cos 2\omega \text{ , o } \quad (7.241.a)$$

$$v_{IF} = \frac{AB}{2} [\cos 2\omega + \cos \pi] \quad (7.241.b)$$

Un filtro pasabajos elimina la componente 2ω . La tensión a la salida del filtro v_s vale:

$$v_s = 0 ; \quad v_s = -\frac{AB}{2} \quad (7.242)$$

A la salida del filtro se recuperan dos niveles distintos que, efectivamente corresponden a los niveles emitidos. Estos circuitos de traslación y de conformación de onda se encargarán de proporcionar la compatibilidad necesaria con la familia lógica elegida para la señal digital.

Sólo queda resolver el problema de la recuperación de la portadora o sincronización del oscilador local.

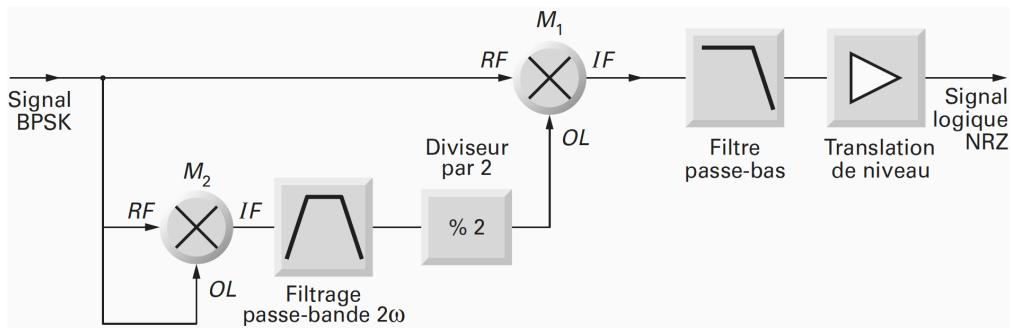


Fig. 7.110. Recuperación de la portadora por duplicación de frecuencia [1]

Un mezclador M_2 recibe sobre sus dos entradas RF y OL la señal modulada BPSK. A continuación efectúa el producto de las tensiones inyectadas sobre sus dos entradas, es decir, en este caso, eleva al cuadrado la señal BPSK.

La tensión de salida sobre la puerta IF del mezclador M_2 vale:

$$v_{IFM_2} = B^2 \cos^2 \omega t \quad (7.243.a)$$

$$v_{IFM_2} = B^2 \cos^2 (\omega t + \pi) \quad (7.243.b)$$

Es decir,

$$v_{IFM_2} = \frac{B^2}{2} \cos 2\omega t \quad (7.244.a)$$

$$v_{IFM_2} = \frac{B^2}{2} \cos(2\omega t + 2\pi) = \frac{B^2}{2} \cos 2\omega t \quad (7.244.c)$$

Tenemos ya recuperada la portadora en fase. Únicamente resta efectuar una división por dos y demodular la señal BPSK.

Conviene destacar que la elevación al cuadrado permite recuperar la portadora con una exactitud de $\pm\pi$. Por lo tanto, existe una ambigüedad de fase que puede provocar una inversión de la señal lógica, es decir, se detecta un cero en lugar de uno, y viceversa. La codificación previa permite eliminar esta ambigüedad.

7.5.9. Modulación diferencia de fase DBPSK

La modulación de frecuencia DBPSK (Differential Binary Phase Shift Keying) no transmite el bit 0 o el 1, sino una información relativa que se desprende de la comparación de dos bits sucesivos. Si estos dos bits sucesivos son idénticos, se transmite un 1, mientras que si son diferentes, se transmite el valor 0.

En la emisión, el codificador necesario para esta operación es simple, y su esquema se puede ver en la Fig. 7.111.

Tabla 7.9. Operación $A \oplus B$

A	B	S
0	1	0
0	0	1
1	1	1
1	0	0

Tabla. 7.10. Diferentes etapas de codificación y modulación del emisor

Mensaje		0	1	1	1	0	1	0	0	0	1	1
Codificación	1 previo	0	0	0	0	1	1	0	1	0	0	0
Fase BPSK emitida	π	0	0	0	0	π	π	0	π	0	0	0

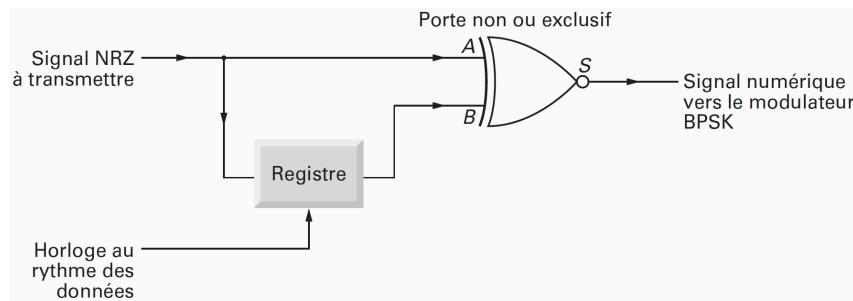


Fig. 7.111. Codificador para la señal DBPSK [1]

En la Fig. 7.111 se observa un registro de desplazamiento de 1 bit de longitud que permite disponer simultáneamente a la entrada de una puerta NOR exclusiva del bit en el instante t y del bit en el instante $t-1/D$. Como D es la velocidad, el registro de desplazamiento es accionado al ritmo D .

El nivel lógico de salida S resultante de la operación $A \oplus B$ sigue la ley que se muestra en la Tabla 7.9.

Al principio de la secuencia debe añadirse un bit complementario. Supongamos que este bit toma el valor 1 y que la secuencia que se va a transmitir es 01110100011.

Para el transmisor los pasos de codificación y modulación se resumen en la Tabla 7.10.

Para el receptor que recibe el mensaje QPSK transmitido, se trata de realizar la operación inversa. Esto no plantea ningún problema ya que el primer bit transmitido es 1. Dado que el receptor que tiene conocimiento del primer bit, la decodificación se realiza con una estructura equivalente a la de la Fig. 7.111 que pone a 1 el primer bit recibido.

Si el primer bit recibido es 1, la fase se recupera con el valor 0.

Si el primer bit recibido es 0, es necesario invertir la señal demodulada antes de la operación de decodificación.

El sistema de codificación y decodificación de operaciones destacan la debilidad del segundo proceso que requiere tanto en la transmisión y recepción, un conocimiento preciso del ritmo, velocidad de bits D .

El diagrama de bloques de la Fig. 7.112 permite de manera sencilla una demodulación DBPSK mediante la interposición de un circuito de retardo analógico con una duración igual a 1 bit. En el caso de la secuencia anterior de transmisión, la operación del receptor se resume en la Tabla 7.11.

Tabla. 7.11. Mensaje original

Fase recibida	π	0	0	0	0	π	π	0	π	0	0	0
Fase retardada		π	0	0	0	0	π	π	0	π	0	0
Salida en el detector de fase		0	1	1	1	0	1	0	0	0	1	1

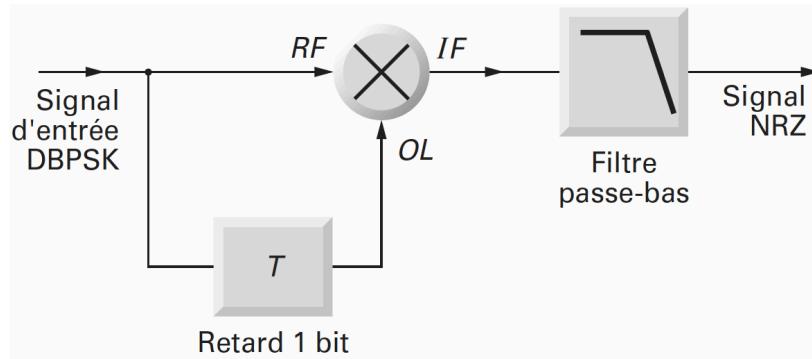


Fig. 7.112. Demodulación DBPSK por retardo de un bit [1]

7.5.10. Consideraciones sobre el ancho de banda de la modulación BPSK

Un modulador balanceado es un modulador de producto; la señal de salida es el producto de las dos señales de entrada. En un modulador BPSK, la señal portadora de entrada se multiplica por los datos binarios. Si se asigna +1 V al 1 lógico y -1 V al 0 lógico, la portadora de entrada, $\sin \omega_c t$ se multiplica por +1 o por -1. En consecuencia, la señal de salida puede ser +1 $\sin \omega_c t$ o -1 $\sin \omega_c t$; el primer producto representa una señal que está en fase con el oscilador de referencia, y el último producto, una señal que está desfasada 180° respecto al oscilador de referencia. Cada vez que cambia la condición lógica de la entrada, cambia la fase de salida. En consecuencia, para la BPSK, la tasa de cambio de la salida (baudios) es igual a la tasa de cambio de la entrada (bps), y el ancho de banda máximo de salida se presenta cuando los datos binarios en la entrada son una secuencia de 1 y 0 alternados.

La frecuencia fundamental f_a de una secuencia alternativa de bits 1 y 0 es igual a la mitad de la frecuencia de bits ($f_b/2$). La ecuación de la salida de un modulador BPSK es proporcional a

$$\text{salida} = \underbrace{\left(\sin \omega_a t \right)}_{\substack{\text{frecuencia fundamental} \\ \text{de la señal modulante}}} \quad \underbrace{\left(\sin \omega_c t \right)}_{\substack{\text{portadora} \\ \text{no modulada}}} \quad (7.245)$$

o

$$\text{salida} = \frac{1}{2} \cos(\omega_c t - \omega_a t) - \frac{1}{2} \cos(\omega_c t + \omega_a t) \quad (7.246)$$

en consecuencia, el mínimo ancho de banda de Nyquist de doble lado f_N es

$$\frac{\omega_c + \omega_a}{-(\omega_c - \omega_a)} \quad \text{o} \quad \frac{\omega_c + \omega_a}{2\omega_a}$$

como $f_a = f_b / 2$ entonces,

$$f_N = 2 \frac{f_b}{2} = f_b \quad (7.247)$$

Ejemplo 7.9: Modulador BPSK

Para un modulador BPSK con 70 MHz de frecuencia de portadora y una rapidez de entrada de bits de 10 Mbps, calcular las frecuencias laterales superior e inferior máximas y mínimas, trazar el espectro de salida, determinar el ancho de banda mínimo de Nyquist y calcular los baudios.

Respuesta:

$$\begin{aligned} \text{salida} &= (\sin \omega_a t)(\sin \omega_c t) \\ &= [\sin 2\pi(5\text{MHz})t][\sin 2\pi(70\text{MHz})t] \\ &= \underbrace{\frac{1}{2} \cos 2\pi(70 - 5\text{MHz})t}_{\text{frecuencia lateral inferior}} - \underbrace{\frac{1}{2} \cos 2\pi(70 + 5\text{MHz})t}_{\text{frecuencia lateral superior}} \end{aligned}$$

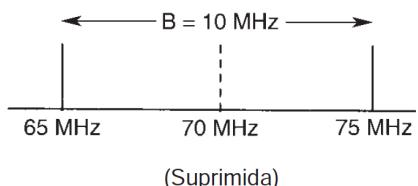
Frecuencia lateral inferior mínima:

$$LSF = (70 - 5)\text{MHz} = 65\text{MHz}$$

Frecuencia lateral inferior máxima:

$$USF = (70 + 5)\text{MHz} = 75\text{MHz}$$

Por lo tanto, el espectro de salida para el peor caso de condiciones de entrada binaria es como sigue:



El mínimo ancho de banda de Nyquist f_N es

$$f_N = 75\text{MHz} - 65\text{MHz} = 10\text{MHz}$$

y los baudios = f_b , es decir, 10 megabaudios.

7.5.11. Tasa de error binario, BER

En el caso de una demodulación coherente, la tasa de error binario BER (Bit Error Rate) es:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \quad (7.248)$$

Para una demodulación diferencial:

$$BER = \frac{1}{2} e^{-\frac{E_b}{N_0}} \quad (7.249)$$

EL trazado de las curvas correspondientes se encuentra en la Fig. 7.103. Se observa que difieren únicamente de 1 a 3dB.

7.5.12. Esquema de un demodulador real BPSK

En la práctica, la configuración de la Fig. 7.110 no es aplicable. En efecto, la señal BPSK incidente es una señal que previamente ha atravesado un canal de transmisión, por tanto, será ruidosa.

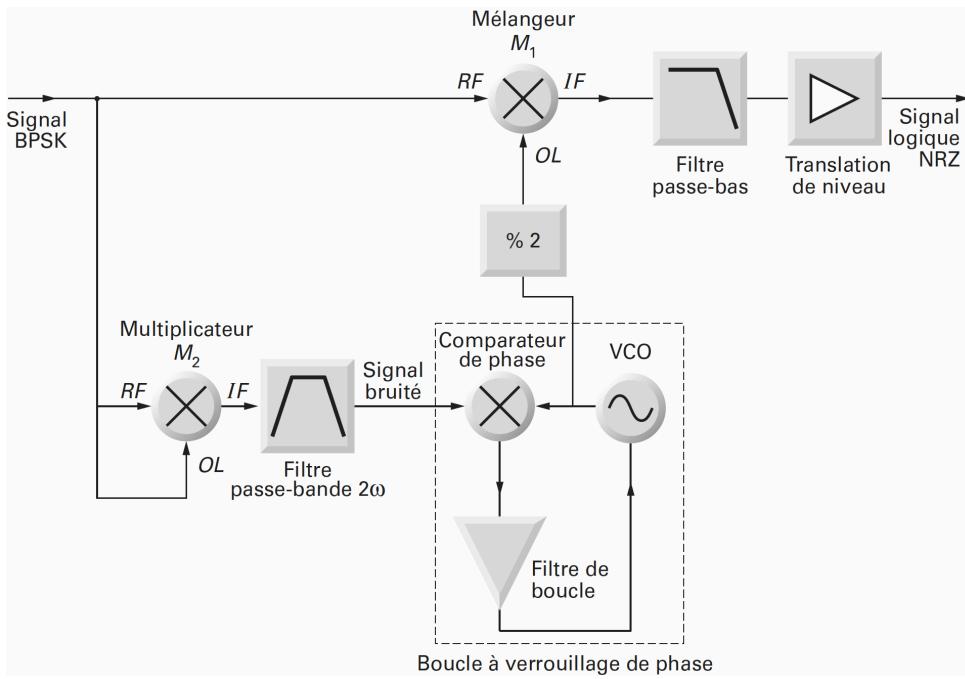


Fig. 7.113. Esquema real de un demodulador BPSK [1]

Por otro lado, es probable que también haya sufrido distorsiones de amplitud.

La recuperación de la portadora se efectúa entonces gracias a un circuito de sincronización de fase, de modo que la configuración que se obtiene es la que se puede ver en la Fig. 7.113.

7.5.13. Conclusiones sobre la modulación BPSK

La modulación BPSK es factible, el rendimiento en términos de tasas de error son muy buenos, la eficacia espectral es de sólo 1 bit / s / Hz en el mejor de los casos, si la banda se limita al valor $B = 1 / T$ alrededor de la frecuencia central.

La única dificultad mínima radica en que la demodulación tiene que ser coherente o diferencial.

Si el espacio espectral no es un problema, la frecuencia no modulada puede, por ejemplo, ser enviada en un canal diferente de la de la portadora modulada. Esto multiplica las plantas de recepción, pero simplifica la demodulación. No obstante, debemos optar por algún método para recuperar la portadora.

En todos los casos tratados hasta ahora, el interés se ha centrado en el flujo binario $D = 1 / T$.

Los elementos que se transmitían fueron elegidos de un alfabeto que consta de dos elementos, 0 y 1. En lo sucesivo utilizaremos alfabetos que contengan, no ya dos elementos, sino M elementos, pasándose a llamar entonces M -arios. El flujo vale entonces,

$$D = \frac{\log_2 M}{T} \quad (7.250)$$

En el caso de la modulación QPSK, dos estados de fase están asociados con dos elementos. Sin embargo, uno podría, por ejemplo, estar interesado en el caso donde se asocian cuatro estados de fase a cuatro elementos, por ejemplo.

7.5.14. Modulación QPSK

QPSK es Quaternary Phase Shift Keying (QPSK), o Quadrature PSK.

La densidad espectral de potencia PSD de una señal modulada en fase no depende del número de estados posibles. Cualquiera sea el número de estados, el PSD estará representado por la curva de la Fig. 7.114 y la banda se limitará a lo estrictamente necesario, o el valor de $1/T$.

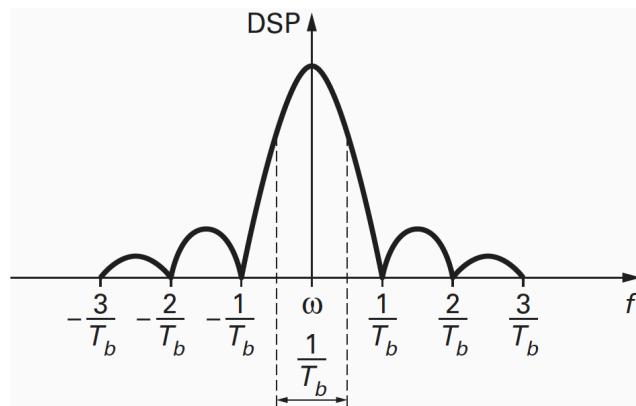


Fig. 7.114. Densidad espectral de potencia (PSD) de las señales PSK limitadas a la banda $1/T_b$ [1]

La eficacia espectral vale:

$$D = \frac{\log_2 M}{T}; \quad B = \frac{1}{T};$$

$$\eta = \frac{D}{B} = \log_2 M \quad (7.251)$$

Esto demuestra el interés de aumentar el número de estados cuando la eficacia es el criterio principal.

7.5.15. Moduladores QPSK

La Fig. 7.115 muestra un diagrama en bloques de un modulador QPSK. Básicamente es una combinación de dos moduladores que reciben portadoras en cuadratura.

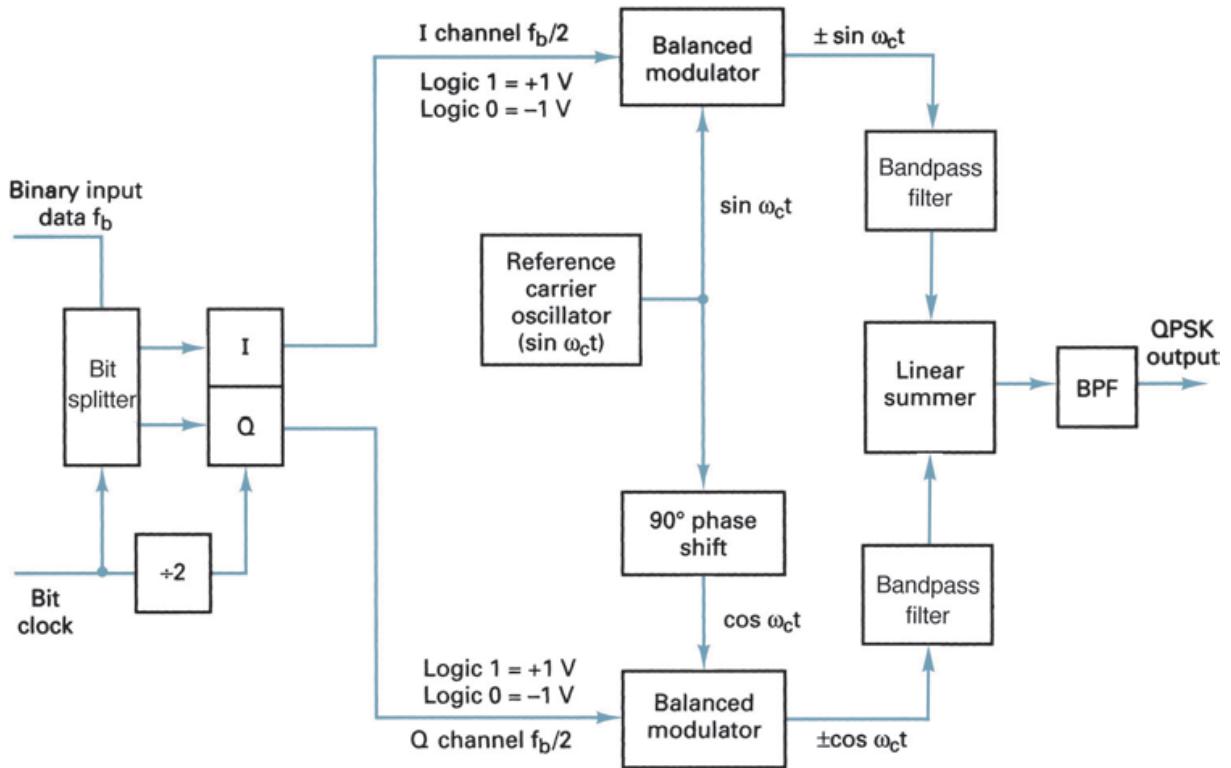


Fig. 7.115. Estructura del modulador QPSK [9]

Se designa I a la entrada de las componentes en fase (In phase), mientras que Q se refiere a la entrada de las componentes en cuadratura. La tensión de salida del modulador IQ vale:

$$v_0(t) = I \sin \omega t + Q \cos \omega t \quad (7.252)$$

Esta tensión de salida puede escribirse:

$$v_s(t) = A \cos(\omega t + \varphi) \quad (7.253)$$

$$v_s(t) = A \cos \varphi \cos \omega t - A \sin \varphi \sin \omega t \quad (7.254)$$

Lo que da:

$$I = -A \sin \varphi \quad (7.255)$$

$$Q = A \cos \varphi \quad (7.256)$$

$$A = \sqrt{I^2 + Q^2}; \quad \operatorname{tg} \varphi = \frac{Q}{I}$$

Los parámetros Q e I cuidadosamente elegidos permiten realizar con sencillez un modulador de fase o un modulador de amplitud y de fase. Si el valor A es constante, la señal de salida se modula únicamente en fase.

El vector \vec{OA} que se va a transmitir, se representa normalmente dentro del gráfico IQ de la Fig. 7.116. Los mezcladores pueden ser multiplicadores de cuatro cuadrantes, o células de Gilbert, no planteando dificultades aquí la suma de las componentes.

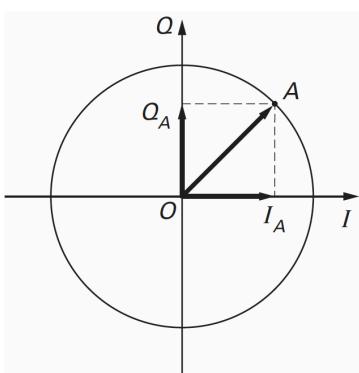


Fig. 7.116. Representación en coordenadas Polares de los datos IQ que se transmiten [1]

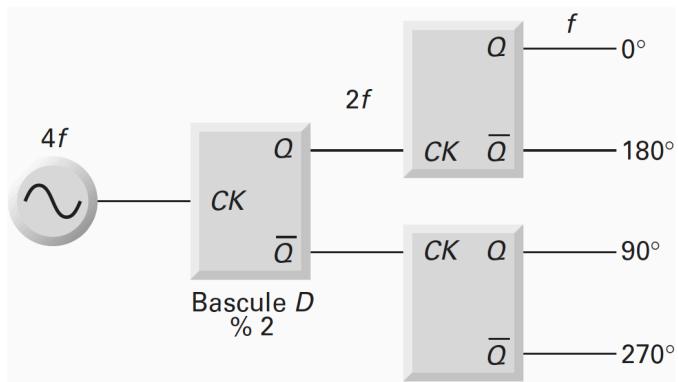


Fig. 7.117. Generación de dos portadoras en cuadratura por medio de captadores [1]

En todas las aplicaciones donde la distribución espectral es un criterio importante (telefonía móvil, por ejemplo), nos encontramos con este tipo de circuito integrado que incluye un oscilador, el circuito modulador y el sumador. El desplazador de fase $\pi/2$ puede hacerse de acuerdo con el diagrama de la Fig. 7.117. Así, puede elegirse y enviarse a través de un modulador IQ una fase φ o una amplitud A cualesquiera. En el caso de una modulación QPSK, el alfabeto incluye 4 elementos, es decir, un grupo de dos bits sucesivos del mensaje que se transmite.

La Tabla 7.12 resume la configuración que se debe adoptar, de la forma $(2m+1)\frac{\pi}{4}$ con $n=0, 1, 2, 3$.

Tabla. 7.12. Modulación QPSK para un alfabeto de 2 bits y cuatro puntos

Alfabeto de 2 bits a transmitir	I	Q	φ
11	$A\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-A\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{7\pi}{4}$
10	$-A\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-A\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{5\pi}{4}$
00	$-A\frac{\sqrt{2}}{2}$	$A\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{3\pi}{4}$
01	$A\frac{\sqrt{2}}{2}$	$A\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{\pi}{4}$

Ejemplo 7.10: Modulador QPSK

Determinar la tabla de verdad, el diagrama fasorial y el diagrama de constelación, para el modulador QPSK de la Fig. 7.115.

Respuesta:

Para una entrada binaria de datos de $Q=0$ e $I=0$, las dos entradas al modulador balanceado I son -1 y $\sin \omega_c t$, y las dos entradas al modulador balanceado Q son -1 y $\cos \omega_c t$. En consecuencia, las salidas son

$$\text{Modulador balanceado } I = (-1) \sin \omega_c t = -1 \sin \omega_c t$$

$$\text{Modulador balanceado } Q = (-1) \cos \omega_c t = -1 \cos \omega_c t$$

y la salida del sumador lineal es

$$-1\cos\omega_c t - -1\sin\omega_c t = 1.414\sin(\omega_c t - 135^\circ)$$

Para los códigos restantes de dos bit (dibit) (01, 10 y 11), el procedimiento es igual. Los resultados se ven en la Fig. 7.118.

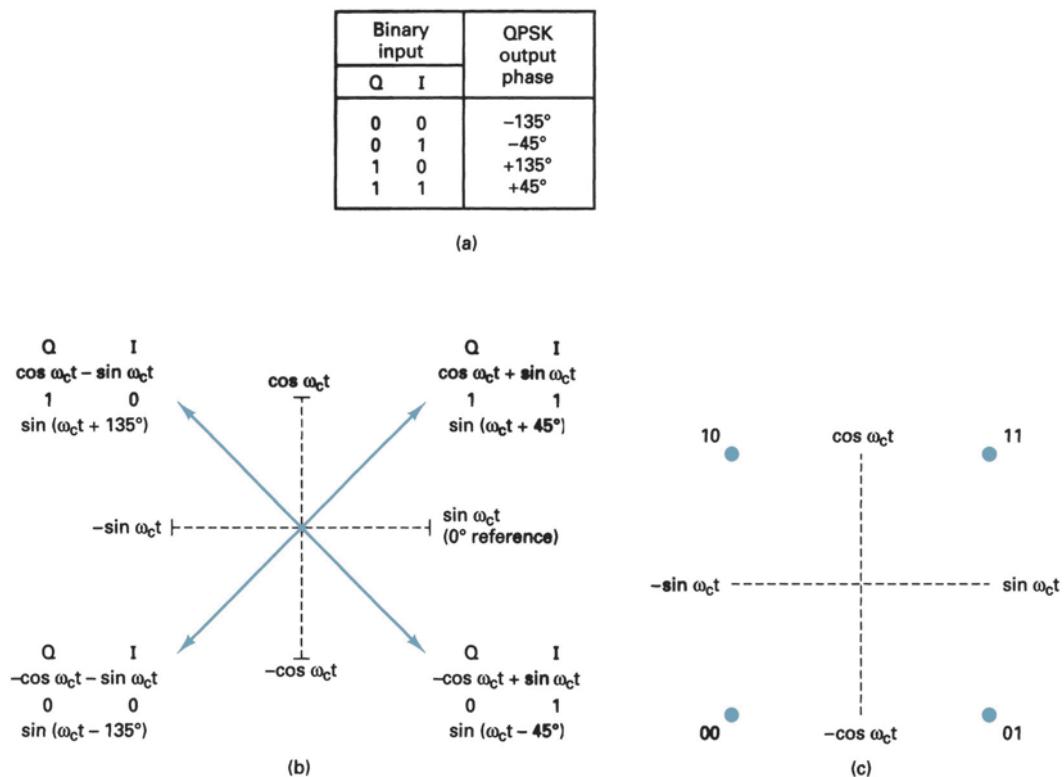


Fig. 7.118. Ejemplos de constelación para la modulación QPSK de dos bits y cuatro puntos [9]

La forma de representación de una tabla de datos generalmente no se usa y se prefiere una representación gráfica en el marcador de IQ y en este caso tiene los N puntos correspondientes a las combinaciones de n, y se denomina constelación.

Para la modulación BPSK, la constelación tiene dos puntos, mientras que para la modulación QPSK, la constelación tiene cuatro puntos. La Fig. 7.118 representa la constelación para la modulación QPSK.

En las Figs. 7.118b y c, se ve que con la QPSK cada uno de los cuatro fasores posibles de salida tiene exactamente la misma amplitud. Así, la información binaria se debe codificar por completo en la fase de la señal de salida. Esta característica de amplitud constante es la más importante de la PSK, que la distingue de la QAM. También, se ve en la Fig. 7.118.b que la separación angular entre dos fasores adyacentes cualesquiera en la QPSK es 90°. En consecuencia, una señal QPSK puede sufrir cuando mucho un desplazamiento de fase de +45° o -45° durante la transmisión y retener en forma correcta la información codificada, cuando se desmodule en el receptor. La Fig. 7.119 muestra la relación de fase de salida en función del tiempo para un modulador QPSK.

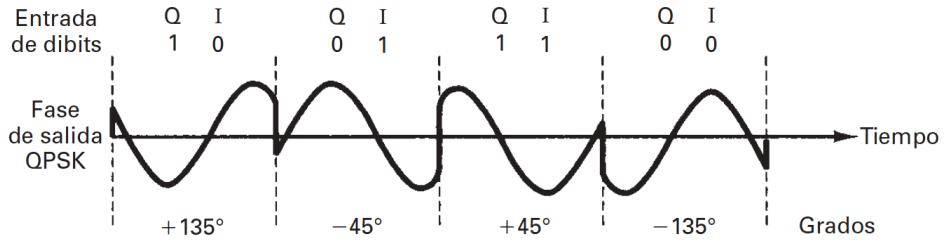


Fig. 7.119. Relación de la fase de salida en función de tiempo para un modulador QPSK [9]

7.5.16. Consideraciones sobre el ancho de banda para el QPSK

Con QPSK, debido a que los datos de entrada se dividen en dos canales, la tasa de bits ya sea en el I o el canal Q es igual a la mitad de la velocidad de datos de entrada ($f_b / 2$). (Esencialmente, el divisor bit extiende los bits I y Q a dos veces su longitud de bits de entrada.) En consecuencia, la frecuencia más alta presente fundamental en la entrada de datos a la I o el modulador equilibrado Q es igual a una cuarta parte de la velocidad de datos de entrada (la mitad de $f_b / 2 = f_b / 4$). Como resultado, la salida de los moduladores equilibrados I y Q requiere un ancho de banda mínimo de doble cara Nyquist igual a la mitad de la tasa de bits entrante ($f_N = \text{doble FB} / 4 = F_b / 2$). Por lo tanto, con QPSK, una compresión de ancho de banda se realiza (el ancho de banda mínimo es menor que la tasa de bits entrante). Además, debido a la señal de salida QPSK no cambia fase hasta dos bits (un díbito) se han registrado en el divisor de bits, la tasa de salida más rápida de cambio (baudios) es también igual a la mitad de la tasa de bits de entrada. Al igual que con BPSK, el ancho de banda mínimo y la velocidad en baudios son iguales. La fig. 7.120 muestra que la condición del peor de los casos en la entrada al modulador balanceado I o Q es una secuencia alternativa de 1 y 0, que se presenta cuando los datos binarios de entrada tienen una pauta repetitiva 1100. Un ciclo de la transición binaria más rápida (una secuencia de 1/0) en el canal I o Q tarda igual que cuatro bits de datos de entrada. Entonces, la frecuencia fundamental máxima en la entrada, y la rapidez máxima de cambio en la salida de los moduladores balanceados es igual a la cuarta parte de la rapidez de entrada binaria.

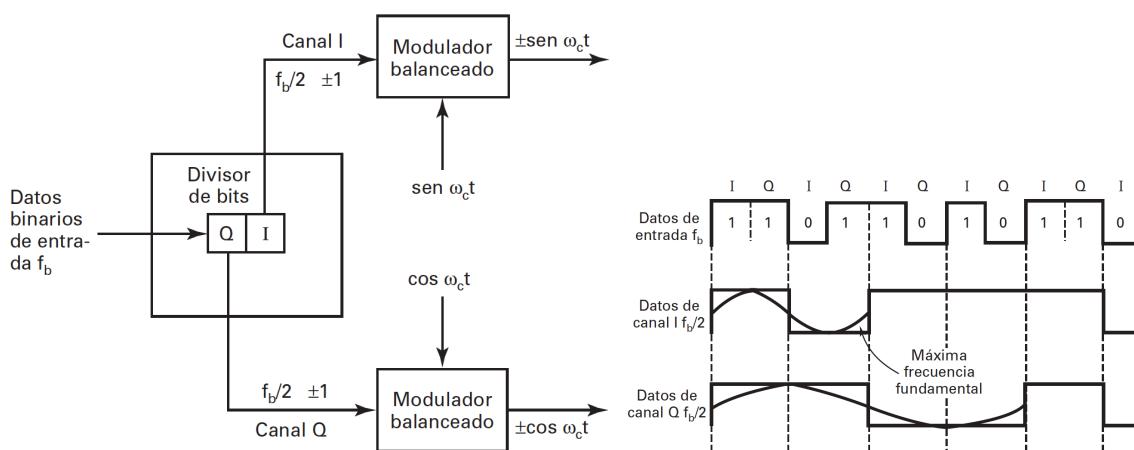


Fig. 7.120. Consideraciones sobre el ancho de banda de un modulador QPSK [9]

$$salida = (\sin \omega_a t)(\sin \omega_c t) \quad (7.257)$$

donde

$$\underbrace{\omega_a t = 2\pi \frac{f_b}{4} t}_{\text{fase modulada}} \quad \text{y} \quad \underbrace{\omega_c t = 2\pi f_c t}_{\text{fase de la portadora modulada}}$$

$$salida = \left(\sin \frac{\omega_b}{4} t \right) (\sin \omega_c t) = \cos \left(\omega_c - \frac{\omega_b}{4} \right) t - \cos \left(\omega_c + \frac{\omega_b}{4} \right) t \quad (7.258)$$

El espectro de frecuencia de salida se extiende desde $\omega_c - \frac{\omega_b}{4}$ a $\omega_c + \frac{\omega_b}{4}$ y el mínimo ancho de banda f_N es.

$$\left(\omega_c + \frac{\omega_b}{4} \right) - \left(\omega_c - \frac{\omega_b}{4} \right) = \frac{2f_b}{4} = \frac{f_b}{2} \quad (7.259)$$

Ejemplo 7.11: Modulador QPSK

Calcular el ancho mínimo bilateral de Nyquist, f_N y los baudios, para un modulador QPSK con rapidez de entrada de datos $f_b = 10 \text{ Mbps}$ y una frecuencia de portadora de 70 MHz. También comparar los resultados con los obtenidos con el modulador BPSK del ejemplo 7-9. Usar el diagrama de bloques de QPSK de la fig. 7.115 como modelo de modulador.

Respuesta:

La tasa de bits de los canales I y Q es igual a la mitad de la tasa de bits de transmisión, o

$$f_{bQ} = f_{bl} = \frac{f_b}{2} = \frac{10 \text{ Mbps}}{2} = 5 \text{ Mbps}$$

La frecuencia elemental más alta presentada a cualquiera de los moduladores balanceados es

$$f_a = \frac{f_{bQ}}{2} = \frac{f_{bl}}{2} = 2.5 \text{ Mbps}$$

la onda de salida de cada modulador balanceado es

$$(\sin \omega_a t)(\sin \omega_c t) = \frac{1}{2} \cos(\omega_c - \omega_a)t - \frac{1}{2} \cos(\omega_c + \omega_a)t$$

$$\frac{1}{2} \cos 2\pi(70 - 2.5 \text{ MHz})t - \frac{1}{2} \cos 2\pi(70 + 2.5 \text{ MHz})t$$

$$\frac{1}{2} \cos 2\pi(67.5 \text{ MHz})t - \frac{1}{2} \cos 2\pi(72.5 \text{ MHz})t$$

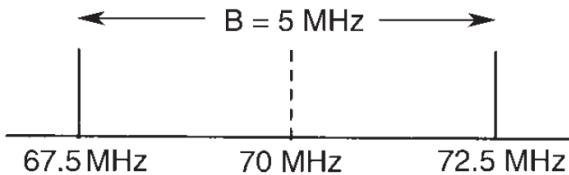
El mínimo ancho de banda de Nyquist es

$$f_N = 72.5 - 67.5 \text{ MHz} = 5 \text{ MHz}$$

La tasa de símbolos es igual al ancho de banda, es decir

Tasa de símbolos=5Mbaudios

El espectro de salida es como sigue:



Se puede ver que para la misma rapidez de entrada de bits, el ancho mínimo de banda necesario para pasar la salida del modulador QPSK es igual a la mitad del que requiere el modulador BPSK del ejemplo 7-9. También, la rapidez de baudios para el modulador QPSK es la mitad que para el modulador BPSK.

7.5.17. Demodulador QPSK

El diagrama de bloques del modulador de QPSK se muestra en la Fig. 7.121. Este demodulador es aplicable a toda la modulación PSK cualquiera que sea el número de estados.

La demodulación es coherente y suponemos que el oscilador local se sincroniza con la señal transmitida.

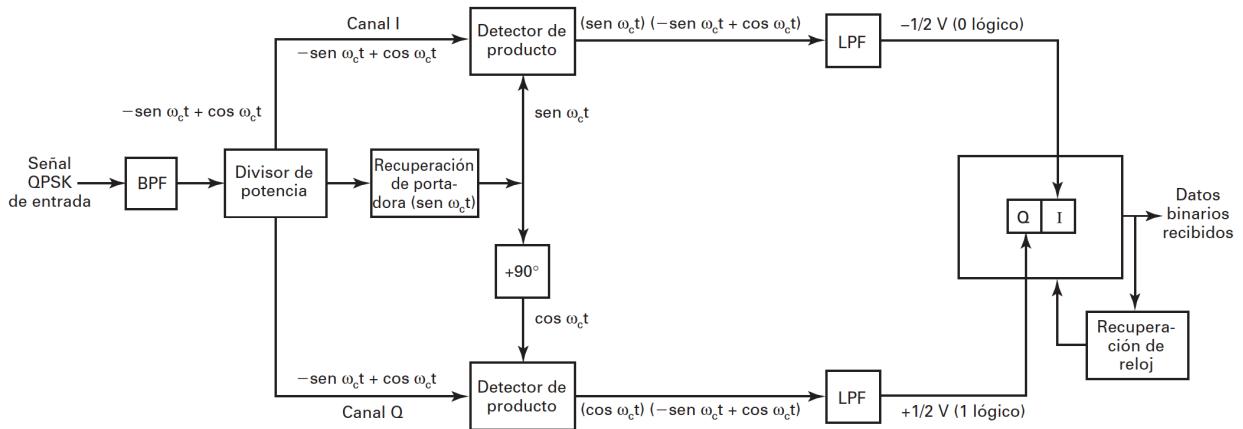


Fig. 7.121. Diagrama en bloques de un demodulador IQ, o QPSK [9]

El divisor de potencia dirige la señal de entrada QPSK a los detectores de producto I y Q, y al circuito de recuperación de portadora. Este último circuito reproduce la señal original del oscilador de portadora. La portadora recuperada debe ser coherente, en frecuencia y en fase, con la portadora de referencia de transmisión. La señal QPSK se desmodula en los detectores de producto I y Q, que generan los bits originales de datos I y Q. Las salidas de los detectores de productos se alimentan al circuito combinador de bits, donde se convierten de canales I y Q paralelos a una sola corriente de salida de datos binarios.

La señal QPSK que entra puede ser cualquiera de las cuatro fases posibles de salida que se muestran en la Fig. 7.118. Para ilustrar el proceso de demodulación, sea la señal QPSK de entrada $-\sin \omega_c t + \cos \omega_c t$. La descripción matemática del modelo de demodulación es la siguiente:

La señal QPSK de recepción, $-\sin \omega_c t + \cos \omega_c t$, es una de las entradas al detector de producto I. La otra entrada es la portadora recuperada, $\sin \omega_c t$. La salida del detector de producto I es

$$I = \underbrace{(-\sin \omega_c t + \cos \omega_c t)}_{\text{señal entrada QPSK}} \underbrace{\sin \omega_c t}_{\text{portadora}} \quad (7.260)$$

$$= (-\sin \omega_c t)(\sin \omega_c t) + (\cos \omega_c t)(\sin \omega_c t)$$

$$= (-\sin^2 \omega_c t) + (\cos \omega_c t)(\sin \omega_c t)$$

$$= -\frac{1}{2}(1 - \cos 2\omega_c t) + \frac{1}{2}\sin(\omega_c + \omega_c)t + \frac{1}{2}\sin(\omega_c - \omega_c)t$$

$$= -\frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos 2\omega_c t + \frac{1}{2}\sin 2\omega_c t + \frac{1}{2}\sin 0$$

al filtrarlo se hace cero

$$I = -\frac{1}{2}V(\text{cero lógico}) \quad (7.261)$$

De nuevo, la señal QPSK recibida, $-\sin \omega_c t + \cos \omega_c t$, es una de las entradas al detector de producto Q. La otra entrada es la portadora recuperada con su fase desplazada 90° , $\cos \omega_c t$. La salida del detector de producto Q es

$$Q = \underbrace{(-\sin \omega_c t + \cos \omega_c t)}_{\text{señal entrada QPSK}} \underbrace{\cos \omega_c t}_{\text{portadora}}$$

(7.262)

$$= (\cos^2 \omega_c t) - (\cos \omega_c t)(\sin \omega_c t)$$

$$= \frac{1}{2}(1 + \cos 2\omega_c t) - \frac{1}{2}\sin(\omega_c + \omega_c)t - \frac{1}{2}\sin(\omega_c - \omega_c)t$$

$$= \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos 2\omega_c t - \frac{1}{2}\sin 2\omega_c t - \frac{1}{2}\sin 0$$

al filtrarlo se hace cero

$$Q = \frac{1}{2}V(\text{uno lógico}) \quad (7.263)$$

Los bits I y Q desmodulados (0 y 1, respectivamente) corresponden al diagrama de constelación y la tabla de verdad del modulador QPSK de la Fig. 7.118.

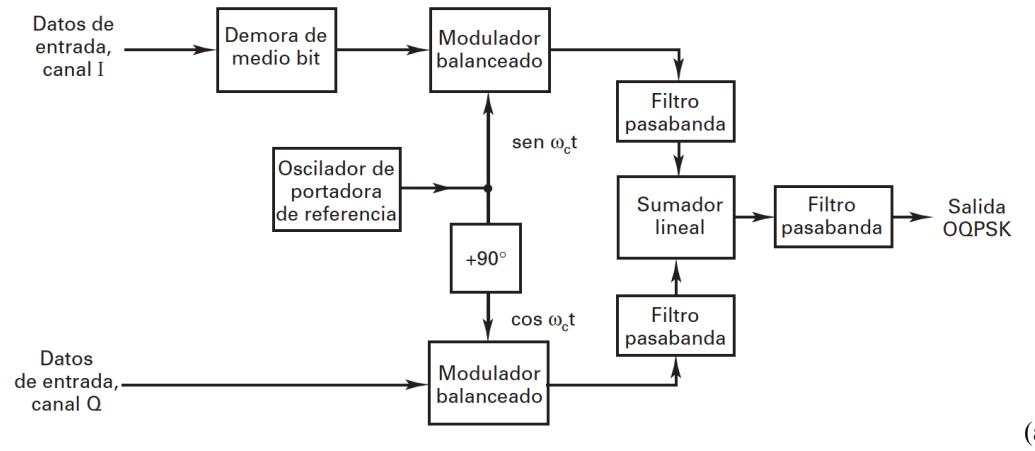
7.5.18. Modulador QPSK de compensación (OQPSK)

OQPSK es Offset Quaternary Phase Shift Keying.

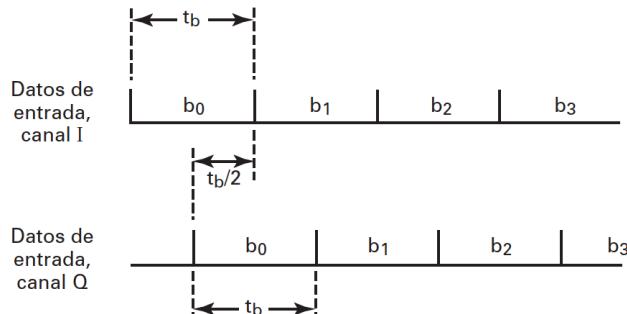
La QPSK compensada, OQPSK (de offset QPSK) es una forma modificada de QPSK en donde las formas de onda de bits en los canales I y Q se corren o desplazan en fase entre sí en la mitad de un tiempo de bit.

La Fig. 7.122 muestra un diagrama simplificado de bloques, el alineamiento de la secuencia de bits y el diagrama de constelación para un modulador OQPSK. Como los cambios en el canal I están en los puntos medios de los bits del canal Q y viceversa, nunca hay más de un solo cambio de bit en el código de díbits y, por consiguiente, nunca hay más que un desplazamiento de 90° en la fase de salida. En la QPSK convencional, un cambio en el díbit de entrada de 00 a 11, o de 01 a 10, causa un desplazamiento respectivo de 180° en la fase de salida. Así, una ventaja de la OQPSK es el desplazamiento limitado de fase que se debe impartir durante la modulación.

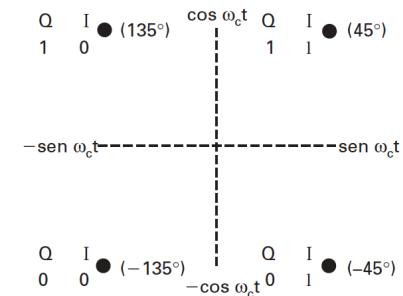
Una desventaja de la OQPSK es que los cambios en la fase de salida se presentan con el doble de la rapidez de bits en los canales I o Q. En consecuencia, con OQPSK los baudios y el ancho mínimo de banda son lo doble de la QPSK convencional para determinada rapidez de transmisión de bits. A veces, la OQPSK se llama OKQPSK (de offset-keyed QPSK, QPSK de manipulación desplazada).



(a)



(b)



(c)

Fig. 7.122. Compensación transmitida OQPSK (a) diagrama en bloques, (b) alineación de bits, (c) diagrama de constelación [9]

7.5.19. Aumento del número de estados

La Fig. 7.123 representa la constelación para una modulación PSK de 16 estados. En este caso el, el incremento de fase es igual a $\pi / 8$, es decir, 22.5 grados.

Para modulaciones del tipo PSK – modulación de fase únicamente – los puntos se sitúan dentro de un círculo, puesto que $\sqrt{I^2 + Q^2}$ es una constante.

La eficacia espectral sigue la ley $\eta = \log_2 M$.

Para aumentar la eficacia, hay que aumentar el número de estados.

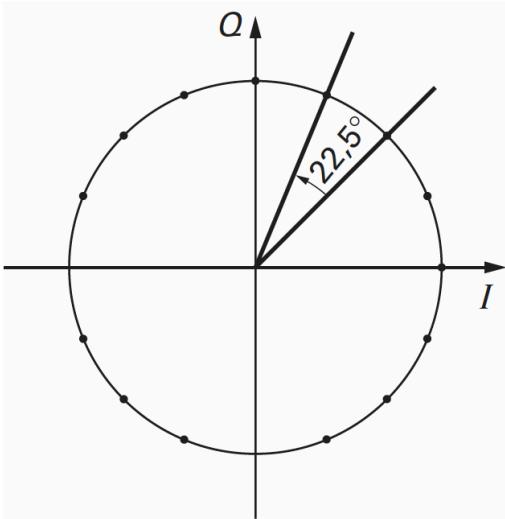


Fig. 7.123. Constelación para 16 PSK [1]

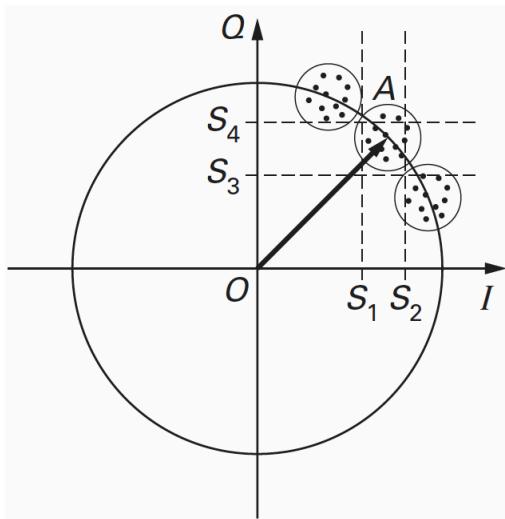


Fig. 7.124. Demodulación 16 PSK en presencia de ruido [1]

7.5.20. PSK de ocho fases

La PSK de ocho fases (8-PSK) es una técnica de codificación M-aria en la que $M = 8$. Con un modulador 8-PSK hay ocho fases posibles de salida. Para codificar ocho fases distintas, se consideran a los bits en grupos de tres, llamados tribits ($2^3 = 8$).

Transmisor 8-PSK. En la Fig. 7.125 se muestra un diagrama de bloques de un modulador 8-PSK. La corriente de bits en serie que llega entra al divisor de bits, donde se convierte en una salida paralela de tres canales: el canal I o en fase, el canal Q o en cuadratura, y el canal C o de control.

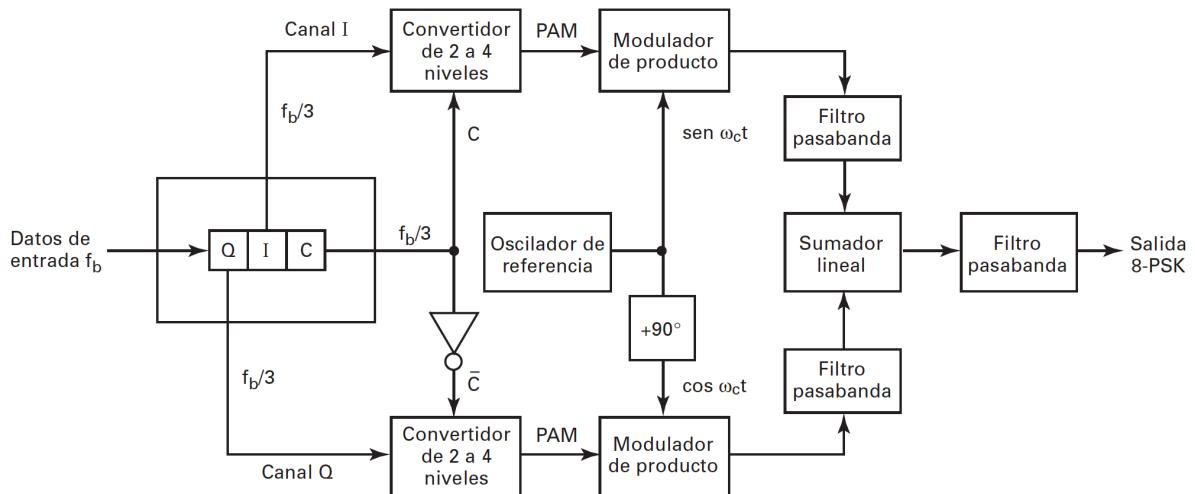


Fig. 7.125. Modulador 8-PSK [9]

En consecuencia, la rapidez de bits en cada uno de los tres canales es $f_b / 3$. Los bits de los canales I y C entran al convertidor de 2 a 4 niveles del canal I, y los bits de los canales Q y \bar{C} entran al convertidor de 2 a 4 niveles del canal Q. En esencia, los convertidores de 2 a 4 niveles son convertidores digitales a analógicos (DAC, de digital-to-analog converter) de entrada en paralelo. Con dos bits de entrada son posibles cuatro voltajes de salida. El

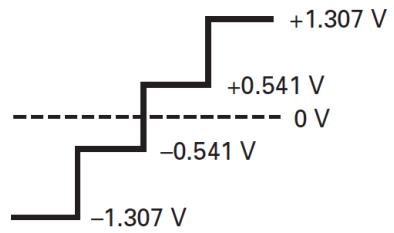
algoritmo de los DAC es muy simple. El bit I o Q determina la polaridad de la señal analógica de salida (1 lógico =+V, y 0 lógico =-V), mientras que el bit \bar{C} o C determina la magnitud (1 lógico = 1.307 V, y 0 lógico = 0.541 V). En consecuencia, con dos magnitudes y dos polaridades son posibles cuatro condiciones distintas en la salida.

I	C	Salida
0	0	-0.541 V
0	1	-1.307 V
1	0	+0.541 V
1	1	+1.307 V

(a)

Q	\bar{C}	Salida
0	1	-1.307 V
0	0	-0.541 V
1	1	+1.307 V
1	0	+0.541 V

(b)



(c)

Fig. 7.126. Convertidores de nivel 2 a 4 de dos canales I y Q para 8-PSK.
(a) Tabla de verdad de I, (b) Tabla de verdad de Q, (c) Niveles PAM [9].

La Fig. 7.126 muestra la tabla de verdad y las condiciones correspondientes de salida para los convertidores de 2 a 4 niveles. Como los bits \bar{C} y C nunca pueden ser el mismo estado lógico, las salidas de los convertidores I y Q, de 2 a 4 niveles, nunca pueden tener la misma magnitud, aunque sí pueden tener la misma polaridad. La salida de un convertidor de 2 a 4 niveles es una señal M-aria, con amplitud de pulso modulada (PAM, de pulse-amplitude-modulated) en la que $M = 4$.

Ejemplo 7.12: Modulador 8PSK

Para un tribit de entrada con $Q = 0$, $I = 0$ y $C = 0$ (000), determinar la fase de salida para el modulador 8-PSK de la Fig. 7.125.

Respuesta:

Las entradas al convertidor de 2 a 4 niveles del canal I son $I = 0$ y $C = 0$. De acuerdo con la Fig. 7.126, la salida es -0.541 V. Las entradas al convertidor de 2 a 4 niveles del canal Q son $Q = 0$ y $\bar{C} = 1$. De nuevo, según la fig. 12-26, la salida es -1.307 V.

Por lo anterior, las dos entradas a los moduladores de producto del canal I son -0.541 y sen wct.

La salida es

$$I = (-0.541)(\sin \omega_c t) = -0.541 \sin \omega_c t$$

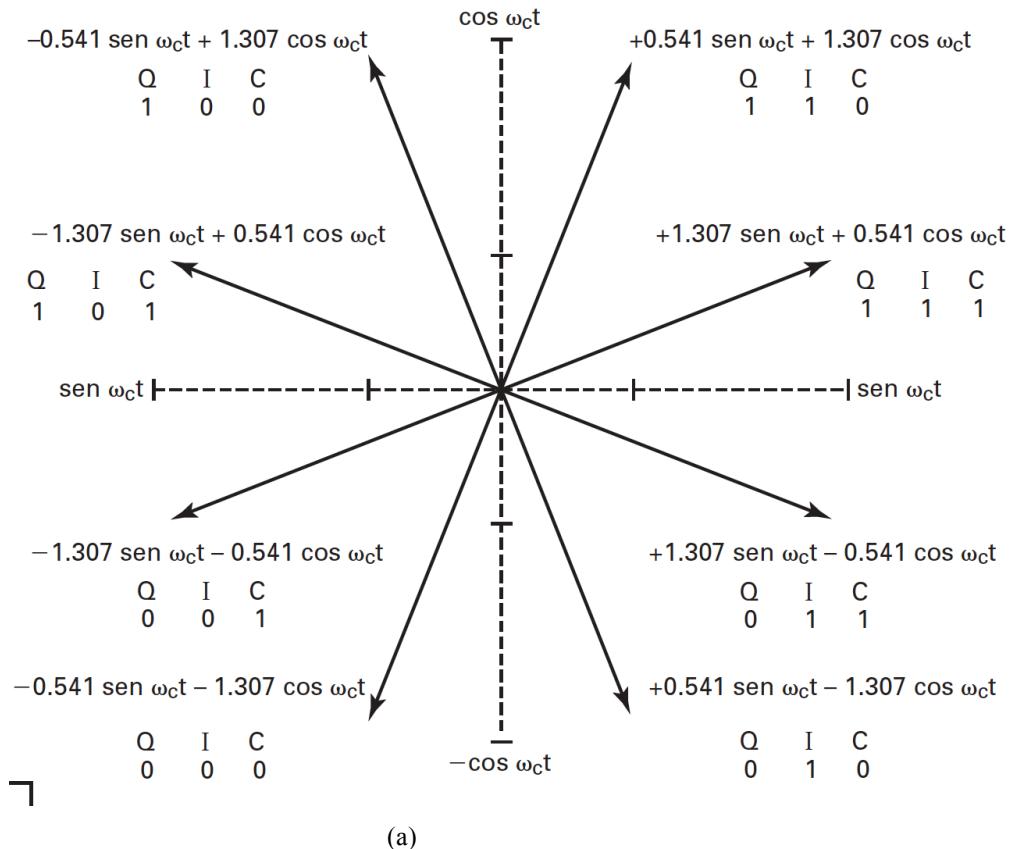
Las dos entradas al modulador de producto del canal Q son -1.307 V y cos wct. La salida es

$$Q = (-1.307)(\cos \omega_c t) = -1.307 \cos \omega_c t$$

Las salidas de los moduladores de producto de los canales I y Q se combinan en el sumador lineal, y producen una salida modulada de

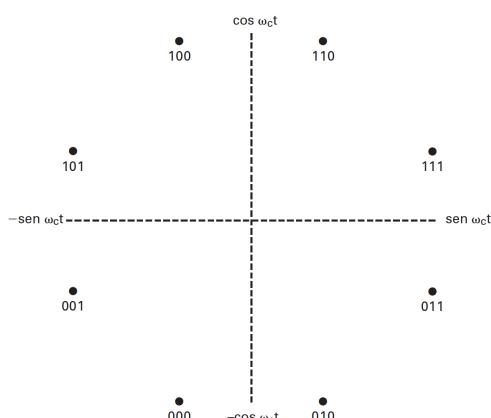
$$\begin{aligned} \text{salida sumador} &= -0.541 \sin \omega_c t - 1.307 \cos \omega_c t \\ &= -1.41 (\sin \omega_c t - 112.5^\circ) \end{aligned}$$

Para los tribits restantes de código, 001, 010, 011, 100, 101, 110 y 111, el procedimiento es igual. Los resultados se ven en la Fig. 7.127.



Entrada binaria	Fase de salida 8-PSK
Q I C	
0 0 0	-112.5°
0 0 1	-157.5°
0 1 0	-67.5°
0 1 1	-22.5°
1 0 0	+112.5°
1 0 1	+157.5°
1 1 0	+67.5°
1 1 1	+22.5°

(b)



(c)

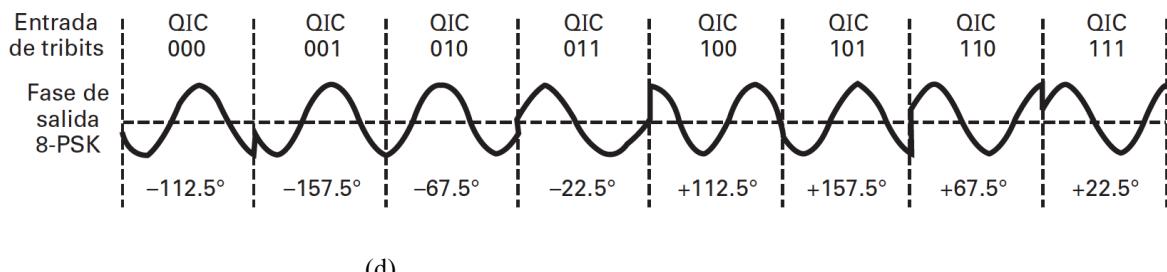


Fig. 7.127. Modulador 8-PSK. (a) Diagrama fasorial, (b) Tabla de verdad, (c) Diagrama de constelación, (d) fase en función del tiempo [9].

7.5.21. Consideraciones del ancho de banda para 8-PSK

En la 8-PSK, como los datos están divididos en tres canales, la rapidez de bits en el canal I, Q o C es igual a un tercio de la rapidez de entrada de datos binarios, $f_b/3$. El divisor de bits estira los bits I, Q y C hasta el triple de su longitud en la entrada. Como los bits I, Q y C salen en forma simultánea y en paralelo, los convertidores de 2 a 4 niveles también ven un cambio en sus entradas y, en consecuencia, en sus salidas, con una rapidez igual a $f_b/3$.

La Fig. 7.128 muestra la relación de sincronización de bits entre los datos de entrada binaria, los datos del canal I, Q y C y las señales de modulación de amplitud de pulso (PAM) I y Q. Se ve que la frecuencia fundamental máxima en el canal I, Q o C, es igual a la sexta parte de la rapidez de bits en la entrada binaria (un ciclo en el canal I, Q o C, tarda lo mismo que seis bits de entrada). También, la máxima frecuencia fundamental en cualquier señal PAM es igual a un sexto de la rapidez de entrada de bits binarios.

Con un modulador 8-PSK hay un cambio de fase en la salida, por cada tres bits de datos de entrada. En consecuencia, los baudios en el 8-PSK son $f_b/3$, igual que el ancho mínimo de banda. También los moduladores balanceados son moduladores de producto; sus salidas son igual al producto de la portadora por la señal PAM, es decir

$$\theta = X(\sin \omega_a t)(\sin \omega_c t) \quad (7.264)$$

donde $\omega_a t = \frac{\omega_b t}{6}$ es la señal modulada y $\omega_c t$ es la portadora

$$\begin{aligned} \theta &= X \left(\sin \frac{\omega_b}{6} t \right) (\sin \omega_c t) \\ \theta &= \frac{X}{2} \cos \left(\omega_c - \frac{\omega_b}{6} \right) t - \frac{X}{2} \cos \left(\omega_c + \frac{\omega_b}{6} \right) t \end{aligned} \quad (7.265)$$

El espectro de frecuencia se divide entre las dos bandas laterales, y el mínimo ancho de banda es

$$\left(f_c + \frac{f_b}{6} \right) - \left(f_c - \frac{f_b}{6} \right) = \frac{2f_b}{6} = \frac{f_b}{3} \quad (7.266)$$

Ejemplo 7.13: Modulador 8PSK

Calcular el ancho mínimo de banda bilateral de Nyquist, f_N , y los baudios, para un modulador 8-PSK con una rapidez de entrada de bits $f_b = 10$ Mbps y una frecuencia de portadora de 70 MHz. También, comparar los resultados con los encontrados para los moduladores BPSK y QPSK de los ejemplos 7.9 y 7.11. Usar el diagrama de bloques de 8-PSK de la Fig. 7.125 como modelo de modulador.

Respuesta:

La rapidez de bits en los canales I, Q y C es igual a la tercera parte de la rapidez de entrada de bits, es decir

$$f_{bC} = f_{bQ} = f_{bl} = \frac{10 \text{ Mbps}}{3} = 3.33 \text{ Mbps}$$

Por consiguiente, la máxima rapidez de cambio y la máxima frecuencia fundamental que se presentan a cualquiera de los moduladores balanceados es

$$f_a = \frac{f_{bC}}{2}, \text{ o } \frac{f_{bQ}}{2}, \text{ o } \frac{f_{bl}}{2} = \frac{3.33 \text{ Mbps}}{2} = 1.667 \text{ Mbps}$$

La onda de salida de los moduladores balanceados es

$$\begin{aligned}
 (\sin \omega_a t)(\sin \omega_c t) &= \frac{1}{2} \cos(\omega_c - \omega_a)t - \frac{1}{2} \cos(\omega_c + \omega_a)t \\
 &= \frac{1}{2} \cos 2\pi[(70 - 1667)\text{MHz}]t - \frac{1}{2} \cos 2\pi[(70 + 1667)\text{MHz}]t \\
 &= \frac{1}{2} \cos 2\pi(68.333\text{MHz})t - \frac{1}{2} \cos 2\pi(71.667\text{MHz})t
 \end{aligned}$$

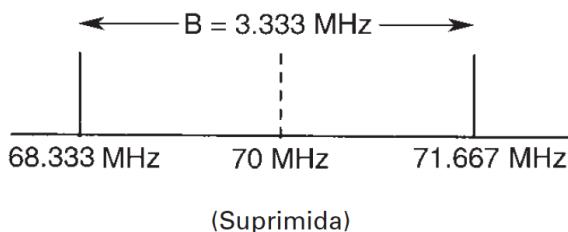
El mínimo ancho de banda de Nyquist es

$$f_N = (71.667 - 68.333)\text{MHz} = 3.333\text{MHz}$$

El *baudio* es igual al ancho de banda, por lo tanto,

$$\text{baudio} = 3.333\text{MHz}$$

El espectro de salida es como sigue:



Se aprecia que para la misma rapidez de entrada de bits, el ancho mínimo de banda requerido para pasar la salida de un modulador 8-PSK es la tercera parte del necesario para un modulador BPSK del ejemplo 7.9, y 50% menor que el necesario para el modulador QPSK en el ejemplo 7.11. También, en cada caso los baudios se redujeron en las mismas proporciones.

7.5.22. Receptor 8-PSK

La fig. 7.128 contiene un diagrama de bloques de un receptor 8-PSK.

El divisor de potencia dirige la señal 8-PSK de entrada a los detectores de producto I y Q, y al circuito de recuperación de portadora. Este circuito reproduce la señal original del oscilador de referencia. La señal 8-PSK de entrada se mezcla con la portadora recuperada en el detector I de producto, y con la portadora en cuadratura en el detector de producto Q. Las salidas de los detectores de producto son señales PAM de 4 niveles que se alimentan a los convertidores analógico a digital (ADC, de analog-to-digital converter) de 4 a 2 niveles. Las salidas del convertidor de 4 a 2 niveles del canal I son los bits I y C, mientras que las del convertidor de 4 a 2 niveles del canal Q son los bits Q y \bar{C} . El circuito lógico de paralelo a serie convierten los pares I/C y Q/ \bar{C} en corrientes de salida de datos I, Q y C en serie.

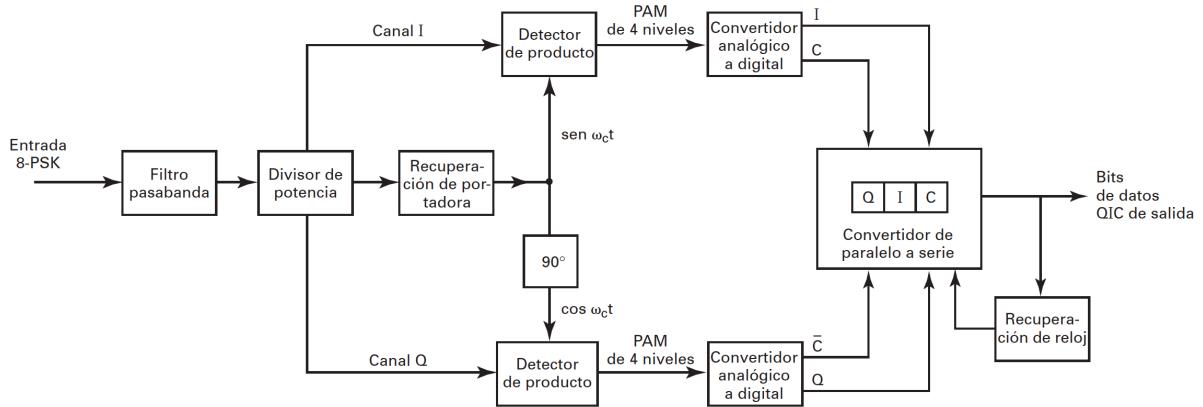


Fig. 7.128. Receptor 8-PSK [9].

7.5.23. 16-PSK

La manipulación por desplazamiento de fase de diecisésis fases (16-PSK, de sixteen-phase phase shift keying) es una técnica de codificación M-aria, en la que $M = 16$; hay 16 fases posibles de salida. Un modulador 16-PSK actúa sobre los datos de entrada, en grupos de cuatro bits ($2^4 = 16$) llamados cuadbits. La fase de salida no cambia sino hasta que hayan entrado cuatro bits al modulador. En consecuencia, la rapidez de cambio de salida (los baudios) y el ancho mínimo de banda son iguales a la cuarta parte de la rapidez de bits que llegan, $fb/4$. La tabla de verdad y el diagrama de constelación para un transmisor 16-PSK se ven en la Fig. 7.129.

En la 16-PSK, la separación angular entre las fases adyacentes sólo es 22.5° y, en consecuencia, una señal 16 PSK puede sufrir un desplazamiento de fase hasta de $+/-11.25^\circ$ durante su transmisión y seguir reteniendo su integridad. Por esta causa, la 16-PSK es muy susceptible a irregularidades introducidas en el medio de transmisión, así es que, casi no se usa.

Bits de código	Fase	Bits de código	Fase
0000	11.25°	1000	191.25°
0001	33.75°	1001	213.75°
0010	56.25°	1010	236.25°
0011	78.75°	1011	258.75°
0100	101.25°	1100	281.25°
0101	123.75°	1101	303.75°
0110	146.25°	1110	326.25°
0111	168.75°	1111	348.75°

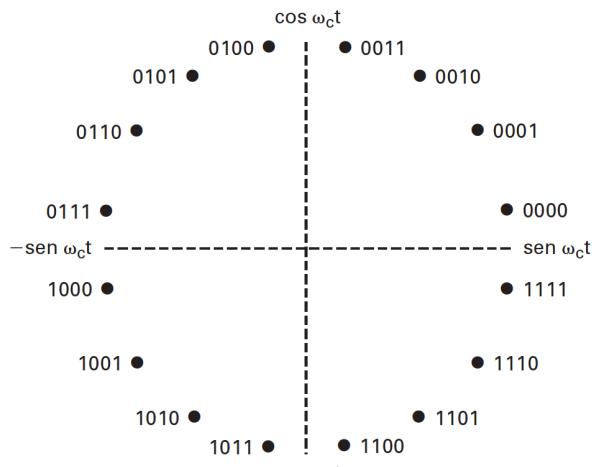


Fig. 7.129. Modulador 16-PSK. (a) tabla de verdad, (b) diagrama de constelación [9].

7.5.24. Demodulación IQ en presencia de ruido

En presencia de ruido, el punto A del vector \vec{OA} a la salida del demodulador IQ no se sitúa ya necesariamente sobre el círculo. El ruido modifica tanto la amplitud como la fase del vector \vec{OA} .

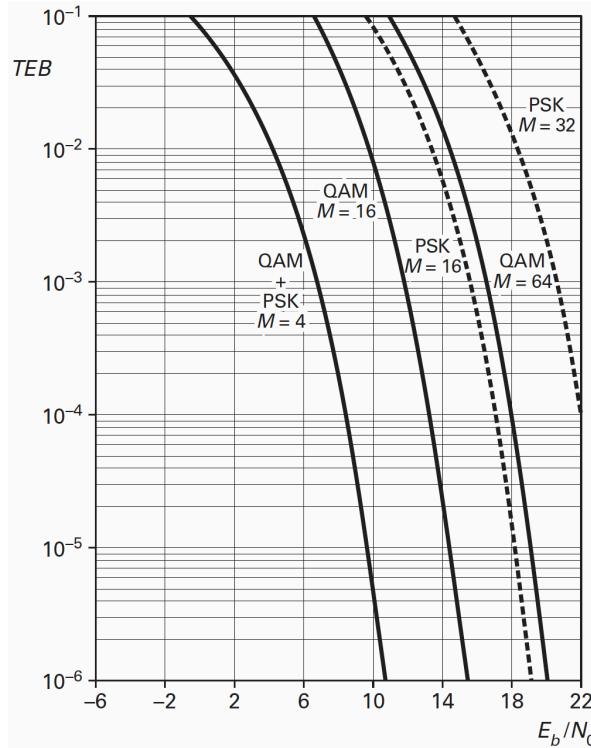


Fig. 7.130. Tasas de error binario RER (Bit Error Rate) para las modulaciones PSK y QAM [1]

El valor del punto se sitúa ahora alrededor de la nube mostrada en la Fig. 7.124. Los comparadores deberán discriminar entre los valores umbrales, por ejemplo, S1 y S2 sobre el eje I y los umbrales S3 y S4 sobre el eje Q. La Fig. 7.130 muestra la tasa de error binario BER (Bit Error Rate) en función de la relación E_b / N_0 para las modulaciones PSK y QAM.

7.5.25. Modulación en amplitud de dos portadoras en cuadratura QAM

QAM, o Quadrature Amplitud Modulation, o modulación de amplitud en cuadratura.

En el caso de las modulaciones QPSK, la amplitud $A = \sqrt{I^2 + Q^2}$ es constante.

También se pueden elegir el valor de I y Q de forma que modulen simultáneamente en amplitud y fase la portadora. La modulación entonces recibe el nombre de QAM.

Los moduladores y demoduladores QAM tienen exactamente la misma estructura que los moduladores y demoduladores PSK. Esto es porque el cambio sólo implica una diferencia en las variables I y Q transmitidas.

En la Fig. 7.131 se muestra la constelación de QAM de 16 estados.

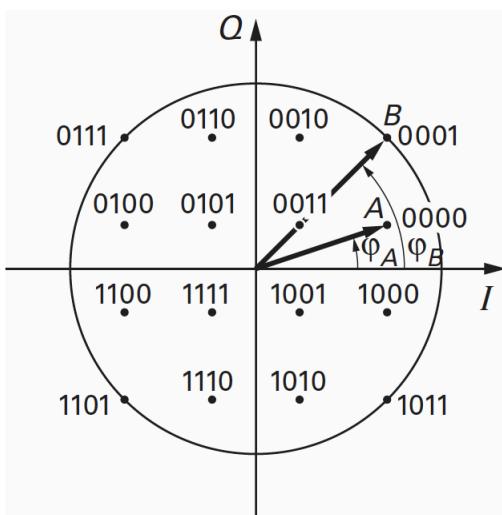


Fig. 7.131. Constelación para una Modulación 16QAM [1]

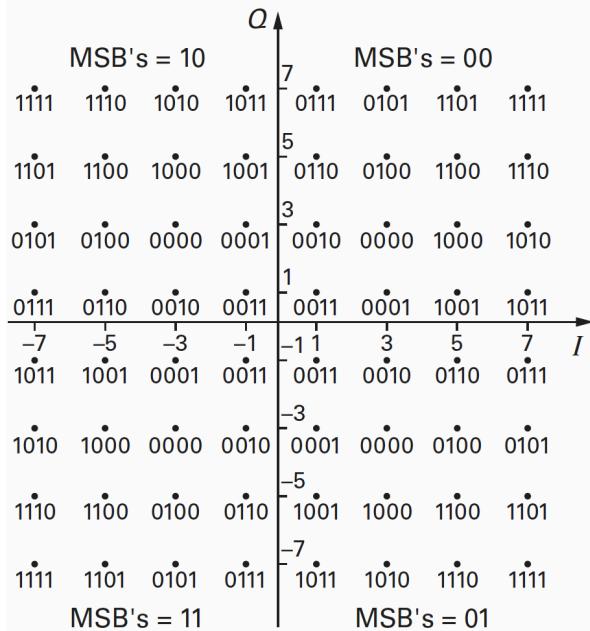


Fig. 7.132. Constelación para una modulación 64QAM [1]

Los dos vectores \vec{OA} y \vec{OB} ponen de manifiesto la modulación simultánea de amplitud y fase. Como en el caso de la modulación 16 PSK, la modulación 16QAM permite transmitir 4 bits simultáneamente.

El número de puntos puede aumentarse más, de forma que con 64QAM o 256QAM se pueden transmitir simultáneamente 6 u 8 bits.

La Fig. 7.132 muestra la constelación de la modulación 64QAM.

7.5.26. 8-QAM

La ocho QAM (8-QAM) es una técnica de codificación M-aria en la que $M = 8$. A diferencia de la 8-PSK, la señal de salida de un modulador 8-QAM no es una señal de amplitud constante.

Transmisor 8-QAM. La fig. 12-32a muestra el diagrama de bloques de un transmisor 8-QAM. Allí se ve que la única diferencia entre los transmisores 8-QAM y el 8-PSK de la fig. 12-25 es la omisión del inversor entre el canal C y el modulador de producto Q. Como en la 8-PSK, los datos que llegan se dividen en grupos de tres bits (tribits): las corrientes I, Q y C de bits, cada una con rapidez de bits igual a la tercera parte de la rapidez de entrada de datos.

Ejemplo 7.14: Modulador 8PSK

Calcular la amplitud y la fase de salida del transmisor 8-QAM de la Fig. 7.133, para una entrada de tribits Q = 0, I = 0 y C = 0 (000).

Respuesta:

Las entradas al convertidor de 2 a 4 niveles del canal I son I = 0 y C = 0. De acuerdo con la Tabla de verdad de la fig. 7.133, la salida es -0.541 V. Las entradas al convertidor de 2 a 4 niveles del canal Q son Q = 0 y C = 0. También, según la Tabla de la fig. 7.133, la salida es -0.541 V.

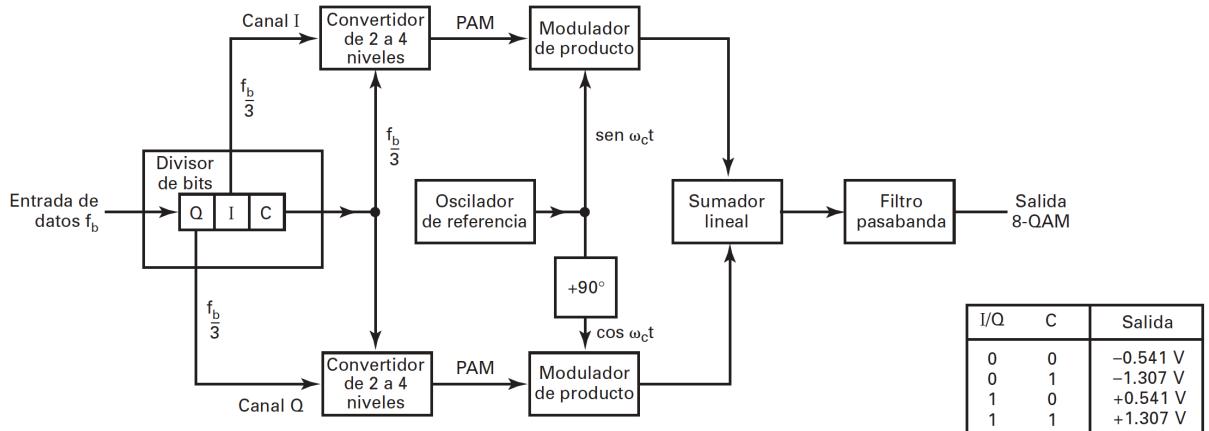


Fig. 7.133. Diagrama en bloques de un transmisor 8-QAM y Tabla de verdad [1]

Así, las dos entradas al modulador de producto del canal I son -0.541 y $\sin \omega_c t$. La salida es

$$I = -0.541 \sin \omega_c t$$

Las dos entradas al modulador de producto del canal Q son -0.541 y $\cos \omega_c t$. La salida es

$$Q = -0.541 \cos \omega_c t$$

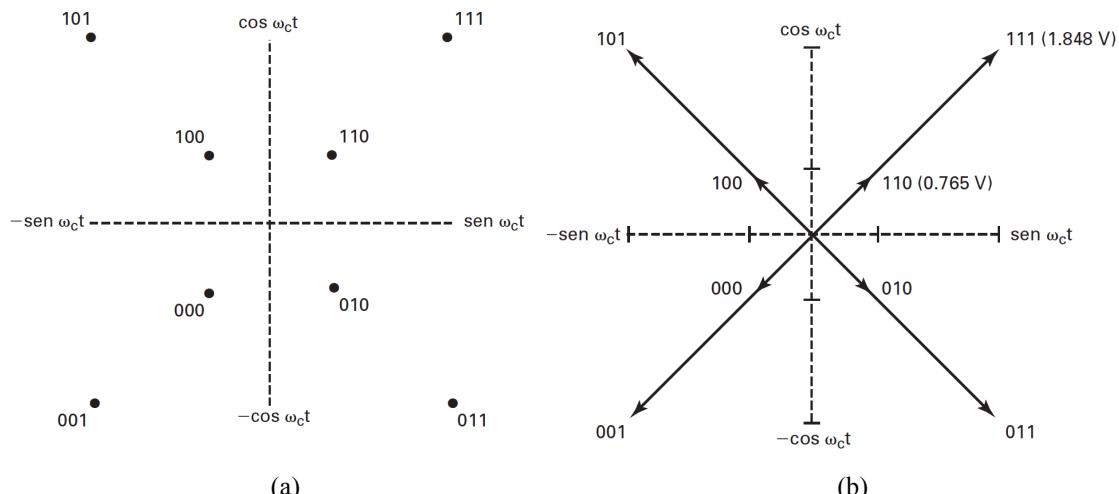


Fig. 7.134. Modulador 8-QAM: (a) tabla de verdad; (b) diagrama fasorial; (c) diagrama de constelación [9]

Las salidas de los moduladores de producto de los canales I y Q se combinan en el sumador lineal y producen la siguiente salida

$$\text{salida sumador} = -0.541 \sin \omega_c t - 0.541 \cos \omega_c t = 0.765 \sin(\omega_c t - 135^\circ)$$

Para los códigos restantes de tribits (001, 010, 011, 100, 101, 110 y 111), el procedimiento es el mismo. Los resultados se ven en la Fig. 7.134.

7.5.27. Eficiencia del ancho de banda

La eficiencia de ancho de banda, o densidad de información, como a veces se le llama, se usa con frecuencia para comparar el funcionamiento de dos técnicas de modulación digital. En esencia, es la relación de rapidez de transmisión de bits entre el ancho mínimo de banda necesario para determinado esquema de modulación. En general, la eficiencia de ancho de banda se normaliza a un ancho de banda de 1 Hz y en consecuencia indica la cantidad de bits que se pueden propagar a través de un medio, por cada hertz de ancho de banda. La definición matemática del ancho de banda es

$$\begin{aligned} \text{Eficiencia } BW &= \frac{\text{tasa de transmisión (bps)}}{\text{mínimo ancho banda (Hz)}} \\ &= \frac{\text{bits / s}}{\text{Hz}} = \frac{\text{bits / s}}{\text{ciclos / s}} = \frac{\text{bits}}{\text{ciclos}} \end{aligned} \quad (7.267)$$

Ejemplo 7.15: Eficiencia del ancho de banda

Determinar las eficiencias de ancho de banda para los siguientes esquemas de modulación: BPSK, QPSK, 8-PSK y 16-QAM, siendo el mínimo ancho de banda de cada caso:

Esquema de modulación	Ancho de banda mínimo (MHz)
BPSK	10
QPSK	5
8-PSK	3.33
16-QAM	2.5

Respuesta:

Aplicando la ecuación 7.267

$$\text{BPSK : Eficiencia } BW = \frac{10 \text{ Mbps}}{10 \text{ MHz}} = \frac{1 \text{ bps}}{\text{Hz}} = \frac{1 \text{ bit}}{\text{ciclo}}$$

$$\text{QPSK : Eficiencia } BW = \frac{10 \text{ Mbps}}{5 \text{ MHz}} = \frac{2 \text{ bps}}{\text{Hz}} = \frac{2 \text{ bit}}{\text{ciclo}}$$

$$\text{8-PSK : Eficiencia } BW = \frac{10 \text{ Mbps}}{3.33 \text{ MHz}} = \frac{3 \text{ bps}}{\text{Hz}} = \frac{3 \text{ bit}}{\text{ciclo}}$$

$$16QAM : \text{Eficiencia } BW = \frac{10 \text{ Mbps}}{2.5 \text{ MHz}} = \frac{4 \text{ bps}}{\text{Hz}} = \frac{4 \text{ bit}}{\text{ciclo}}$$

Estos resultados indican que el sistema BPSK es el menos eficiente y el 16-QAM el más eficiente.

Con 16-QAM se requiere la cuarta parte del ancho de banda que con BPSK, para la misma rapidez de entrada de bits.

7.5.28. Resumen de PSK y QAM

Las diversas formas de FSK, PSK y QAM se resumen en la tabla siguiente

Tabla. 7.13. Resumen de la modulación digital [9]

Modulación	Codificación	Ancho de banda (Hz)	Baudios	Eficiencia de ancho de banda (bps/Hz)
FSK	Un bit	$\geq f_b$	f_b	≤ 1
BPSK	Un bit	f_b	f_b	1
QPSK	Dibit	$f_b/2$	$f_b/2$	2
8-PSK	Tribit	$f_b/3$	$f_b/3$	3
8-QAM	Tribit	$f_b/3$	$f_b/3$	3
16-PSK	Cuadribit	$f_b/4$	$f_b/4$	4
16-QAM	Cuadribit	$f_b/4$	$f_b/4$	4

7.6. Bibliografía

- [1] François de Dieuleveult, Olivier Romain; *Électronique Appliquée aux Hautes Fréquences*, Dunod, Paris, 2008
- [2] Michael P. Fitz, *Fundamentals of Communication Systems*, McGraw-Hill, 2007
- [3] Manuel S. Pérez, Belé G. Iragüen, José L. Fernández Jambrina, Manuel S. Castañer, *Electrónica de Comunicaciones*, Pearson Prentice Hall; August 1953
- [4] Paul Tobin, *PSpice for Analog Communications Engineering*, Morgan & Claypool, 2007
- [5] Paul Tobin, *PSpice for Digital Communications Engineering*, Morgan & Claypool, 2007
- [6] Jon B. Hagen, *Radio-Frequency Electronics, Circuits*, Cambridge University Press, 2009
- [7] H.C Krauss, C.W. Bostian, F.H Raab, *Solid State Radio Engineering*, John Wiley & Sons, 1980
- [8] Grahame Smillie, *Analogue and Digital Communication Techniques*; Newnes, 1999
- [9] Wayne Tomasi, *Electronic Communications Systems: Fundamentals Through Advanced, Fourth Edition*; Prentice Hall, 2001