

4. Modulación digital.

4.1 Conceptos básicos.

Comunicación análoga

Transmite y recibe formas de onda análogas.

Modulación en amplitud

Modulación en fase

Modulación en frecuencia

Modulación en amplitud con Cuadratura (QAM)

Modulación por amplitud de Pulso (PAM)

Comunicación digital

Transmite y recibe formas de onda análogas.

Trata la recepción y transmisión como Valores digitales.

Modulación digital por amplitud (ASK)

Modulación digital por fase (PSK)

Modulación digital por frecuencia (FSK)

Modulación en amplitud con Cuadratura (QAM)

4.1.1 Muestreo.

Teoría de muestreo. Si $m(t)$ es una señal que tiene una banda de frecuencias limitada, tal que la frecuencia máxima de esta señal es f_M . Si hacemos que los valores de $m(t)$ sean

validos solo a intervalos regulares separados por los tiempos $T_s \leq 1/2 f_M$, es decir, la señal es periódicamente muestreada cada T_s segundos. Entonces, las muestras $m(nT_s)$, donde n es un entero, determinan completamente la señal y la señal puede ser reconstruida con esas muestras sin ninguna distorsión.

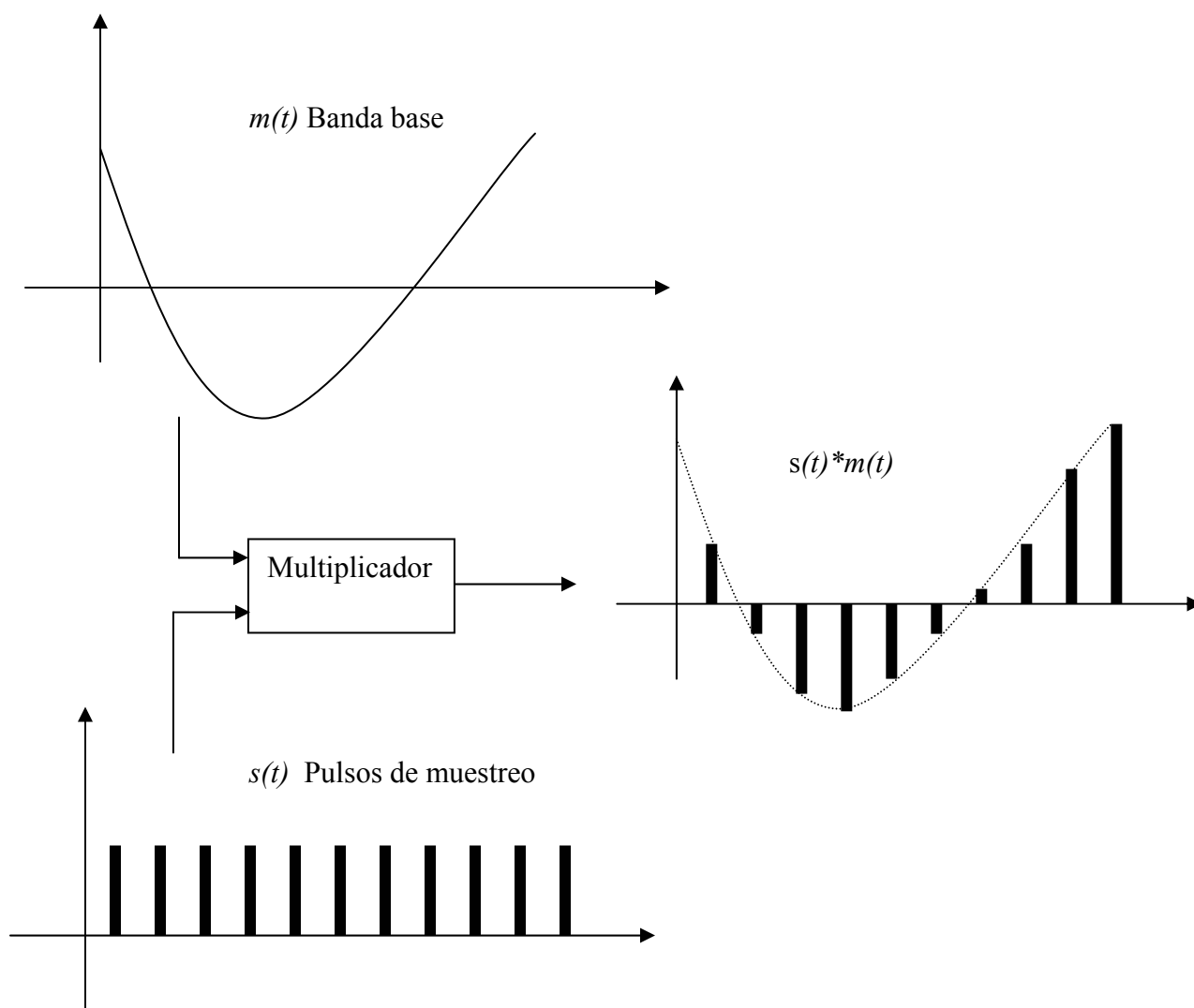


Figura 4.1 Modulación por pulsos.

El tiempo T_s es llamado el tiempo de muestreo. Hay que notar que el teorema de muestreo nos indica que la velocidad de muestreo debe ser lo suficientemente rápida, de manera que

al menos dos muestras sean tomadas en el periodo correspondiente al componente espectral de máxima frecuencia encontrada en la señal (velocidad de Nyquist.)

Muestreo de señales pasa-banda. En el caso que la frecuencia mínima de la señal muestreada sea mayor de cero, entonces la frecuencia de muestreo será igual o mayor $f_s = 2(f_M - f_L)$, donde f_L es la frecuencia mínima de la señal muestreada. Por ejemplo, cuando la frecuencia muestreada varia desde 5.0 MHz hasta 5.3 MHz, entonces la frecuencia de muestreo será $f_s = 2(5.3 - 5.0) = 600$ Khz.

Modulación por pulsos. Técnica basada en la teoría de muestreo, la cual dice que cuando se hace muestreo a una señal, con una frecuencia al menos el doble de la frecuencia máxima de la frecuencia fuente, las muestras contienen toda la información de la señal muestreada y es posible que su información integra sea recuperada cuando se modula y es por transmitida por medio de un canal de comunicación. Esta técnica convierte una señal fuente (voz, video, etc.) a pulsos modulados por la señal fuente. Ver figura 4.1

4.1.2 Modulación por amplitud de pulso (PAM).

La modulación por amplitud de pulso(PAM) es un término en Ingeniería que se utiliza para describir la conversión de señales analógicas en señales de pulsos donde la amplitud del impulso denota la información analógica. Esta señal PAM se puede convertir en una señal digital PCM (de banda base), la que a su vez se modula sobre una portadora de sistemas de comunicación digital pasa banda. Por consiguiente, el proceso de conversión analógica a PAM es el primer paso en la conversión de una forma de onda analógica en una señal PCM (digital). (En algunas aplicaciones se usa directamente, y no se requiere convertirla en PCM).

El teorema de muestreo, permite reproducir una forma de onda analógica con valores de muestreo de dicha forma de onda y funciones ortogonales ($\sin x / x$). El objetivo de la señalización PAM es proporcionar otra forma de onda con apariencia de pulsos, y que aun así contenga la información que estaba presente en la forma de onda analógica. Como se

usan pulsos, se puede esperar que el ancho de banda de la forma de onda PAM sea más ancha que el de la forma de onda analógica. No obstante, los pulsos son más prácticos de utilizar en sistemas digitales. Se verá que la velocidad de los pulsos f_s , en el caso de PAM es la misma que la requerida por el teorema de muestreo, es decir, $f_s > 2B$, donde B es la frecuencia mas alta en la forma de onda analógica y $2B$ se llama tasa (relación) de Nyquist.

Existen dos clases de señales PAM: PAM que utiliza muestreo natural (compuesta) y la PAM que utiliza muestreo instantáneo para producir un pulso de cresta plana. Las de cresta plana son mas útiles para la conversión en PCM; sin embargo, las de muestreo son más fáciles de generar y usar en otras aplicaciones.

En la modulación de amplitud de pulsos (PAM, pulse-amplitude modulation), la amplitud de un tren de pulsos de ancho constante varía en proporción a los valores muestreados de la señal moduladora. Usualmente, los pulsos se toman a intervalos de tiempo equidistantes. En la figura 4.2 2.1 se muestra un ejemplo de una señal PAM. Como la generación de PAM tiene similitudes con el muestreo, se hará un repaso rápido antes de proseguir.

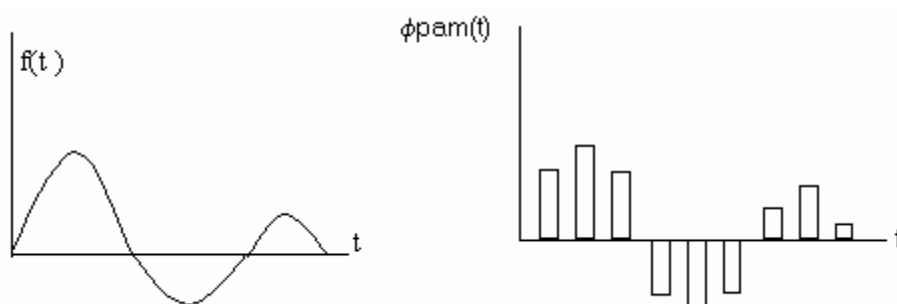


Figura 4.2 Modulación de amplitud de pulsos.

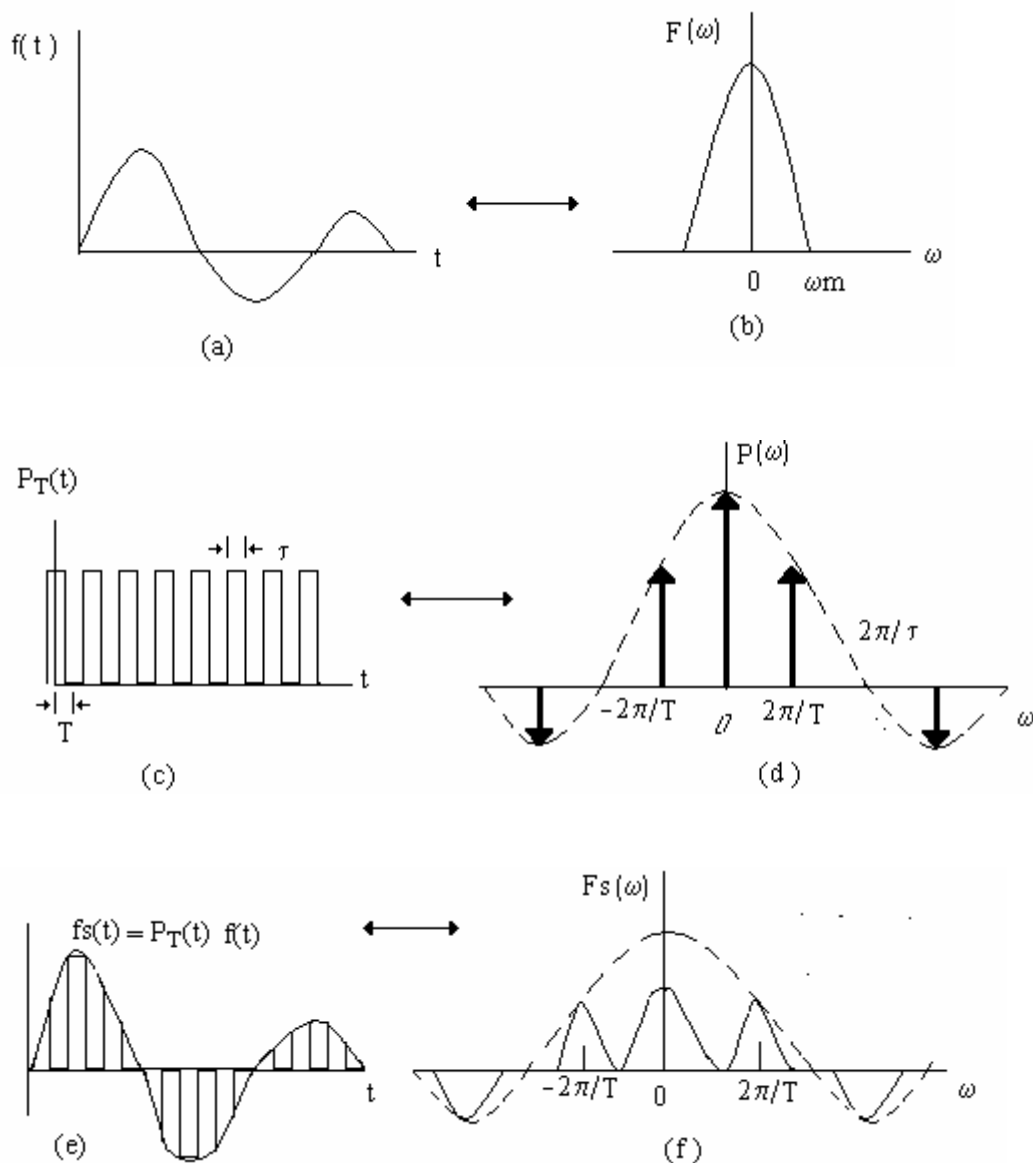


Figura 4.3 Muestreo natural de una señal de banda limitada.

Considérese una señal pasa bajos $f(t)$ de banda limitada a f_m Hz multiplicada por un tren periódico de pulsos rectangulares $P_T(t)$, como aparece en la figura 4.3. El intervalo de

muestreo T es el intervalo de Nyquist $(2f_m)^{-1}$ segundos. La señal muestreada $f_s(t)$ es el producto de $f(t)$ por $PT(t)$:

$$f_s(t) = f(t)PT(t).$$

La densidad espectral de la señal muestreada se halla por la transformada de Fourier de la ecuación anterior:

$$F_s(\omega) = 1/2\pi F(\omega) * P(\omega).$$

En este caso, la convolución es fácil de realizar debido a las funciones impulso y se muestra en la figura 4.3. La expresión analítica equivalente de este resultado es

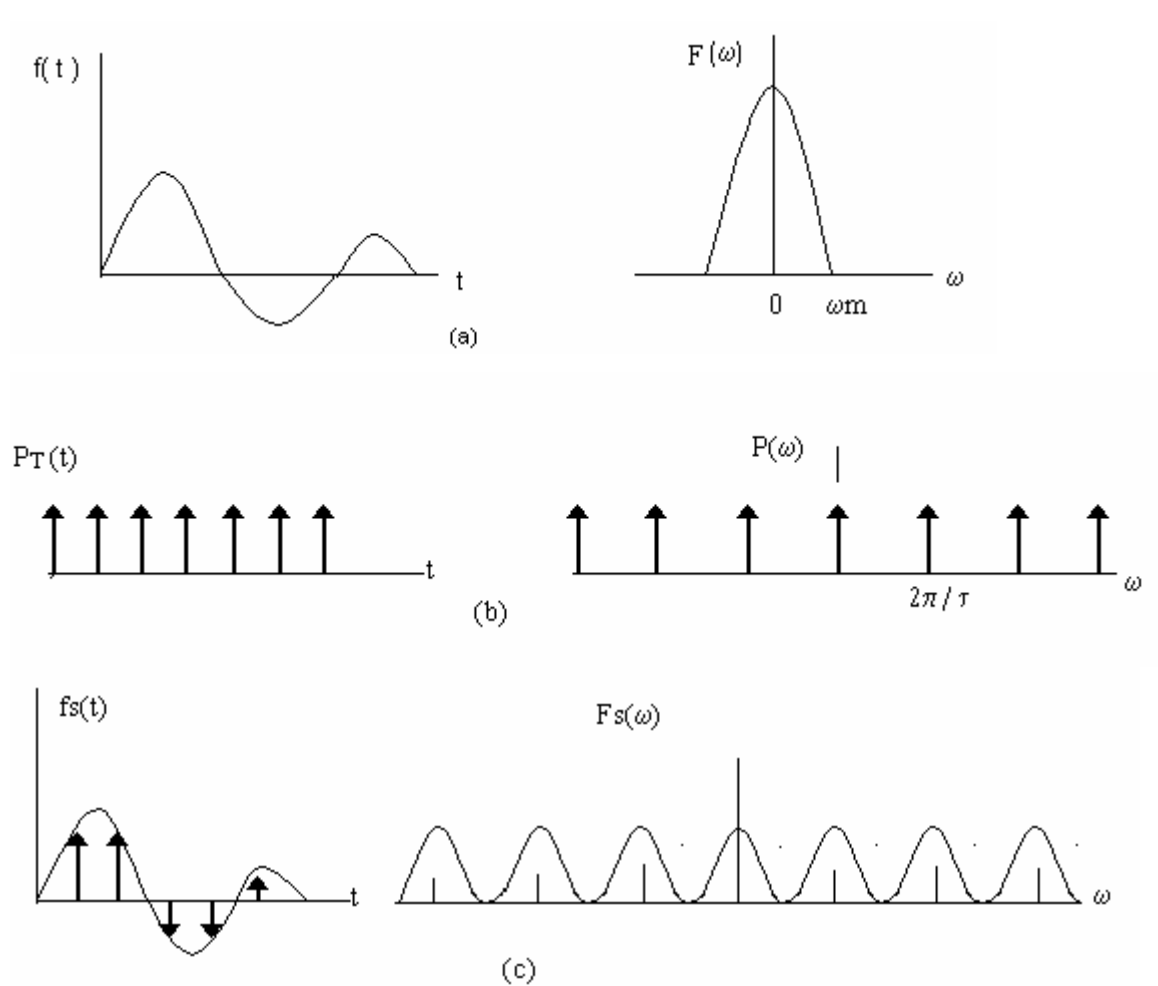
$$F_s(\omega) = 1/2\pi F(t) * \tau/T \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n2\pi/T),$$

$$F_s(\omega) = \tau/T \sum_{n=-\infty}^{\infty} Sa(n\pi\tau/T) f(\omega - n2\pi/T).$$

De este repaso, se concluye que el muestreo de $f(t)$ produce la generación de réplicas espectrales en múltiplos de la razón del muestreo periódico. Los pulsos muestreadores no tienen que ser de forma rectangular; la elección de la forma del pulso sólo altera la forma de la envolvente del espectro de $F_s(\omega)$. Lo importante es que cada réplica espectral generada sea una reproducción exacta de la densidad espectral original $F(\omega)$ desplazada en frecuencia. La señal original $f(t)$ puede recuperarse de la señal muestreada $f_s(t)$ usando un filtro pasa-bajos ideal.

En el caso del muestreo natural examinado, las amplitudes de los pulsos variaban en proporción a los valores de muestra de la señal moduladora $f(t)$. Sin embargo, también variaban ligeramente las formas de los pulsos, como se ve al comparar las figuras 4.2 y 4.3.

Específicamente, las pendientes de las crestas de los pulsos varían con las pendientes de la señal moduladora en los puntos de muestra, en el caso del muestreo natural. En la PAM, las crestas de los pulsos son planas. Ahora se investigará el efecto que esto puede tener en las características espectrales.



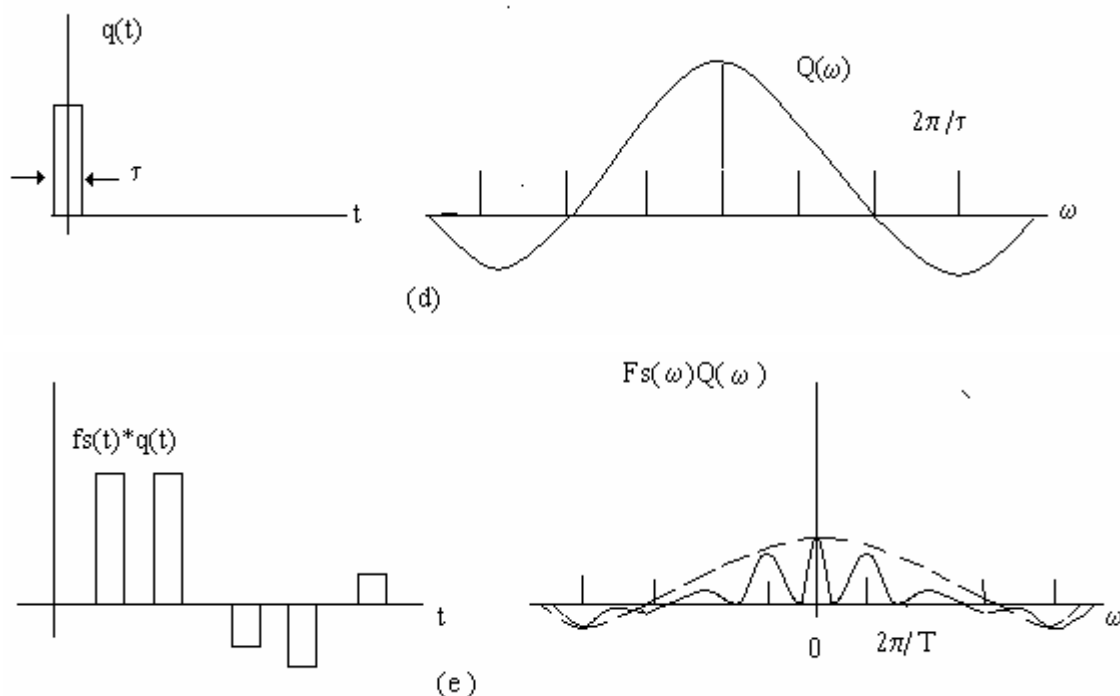


Figura. 4.4 Espectro de una señal PAM.

Primero se hará muy pequeño el ancho τ del pulso de muestra, por lo que se tendrá esencialmente un impulso, como se ve en la figura 4.4. Suponiendo que cada impulso tiene una área unitaria, se tiene, como un caso especial de la ecuación:

$$F(\omega) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} F(\omega - \frac{n2\pi}{T})$$

La onda de impulsos muestreadores en el tiempo puede escribirse como

$$PT(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT).$$

La onda de impulsos es, usando la ecuación

$$fs(t) = f(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT),$$

$$fs(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(nT) \delta(t - nT)$$

donde los $f(nT)$ son los valores instantáneos de muestra de $f(t)$. Estas muestras de impulso, ponderadas por los valores de muestra de $f(t)$, se aplican a un filtro lineal invariable con el tiempo con respuesta unitaria $q(t)$ a un impulso. La salida del filtro es

$$\begin{aligned} fs(t) * q(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(nT) \delta(t - nT) * q(t) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(nT) q(t - nT). \end{aligned}$$

Por tanto, la respuesta a un impulso del filtro $q(t)$, puede elegirse para aproximar la forma del pulso de salida. Si $q(t)$ es la respuesta rectangular a un impulso mostrada en la figura 4.4(d), la ecuación anterior representa el tren de pulsos PAM deseado. En este tren todos los pulsos son de forma rectangular y de amplitud proporcional al valor de muestra de $f(t)$ en los puntos de muestreo. Los pulsos están igualmente espaciados en el tiempo.

Una vez generada el tren de pulsos PAM, se examinará su densidad espectral. Usando la ecuación y recordando que la convolución en el tiempo equivale a la multiplicación de densidades espectrales, se tiene:

$$F_s(\omega)Q(\omega) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} F(\omega - n2\pi/T) Q(\omega)$$

Esto se ilustra en la figura 4.4. Pero esta densidad espectral no es la misma que se obtuvo para las ondas muestreadas de la figura 4.3. En esta, el espectro consistía en $F(\omega)$ repetida en múltiplos de la frecuencia muestreadora, con sólo una variación de ganancia para cada réplica espectral. Esta variación se determinaba por la forma del pulso muestreador, como se expresa en la ecuación . Por el contrario, la ecuación describe una multiplicación de frecuencias punto a punto de forma que la densidad espectral $F(\omega)$ ha perdido su forma original. Esta distorsión depende de la forma del pulso; a bajas frecuencias no es severa si el ancho del pulso es muy pequeño. Por tanto, se concluye que existe una sutil diferencia entre el muestreo natural con pulsos rectangulares y la generación de PAM con pulsos de cresta plana.

En este punto, suele surgir la pregunta de porqué el interés en los pulsos de cresta plana. La razón es que no hace falta usar la forma de los pulsos para conducir información, y un pulso de forma rectangular es fácil de generar. Cuando las señales se transmiten a distancias comparativamente largas, a menudo se necesitan repetidoras para filtrar y amplificar las señales antes de transmitir las al receptor de la siguiente repetidora. En los sistemas de modulación analógica CW, como las repetidoras deben amplificar las señales con fidelidad, los efectos del ruido aditivo se combinan. En el tipo de sistema de modulación de pulso que se examina aquí, la información está en las amplitudes de los pulsos sólo en los tiempos de muestreo. Como la forma del pulso no es importante, más que amplificar los pulsos, las repetidoras pueden regenerarlos. Por ejemplo, puede regenerarse un nuevo pulso si su amplitud se hace proporcional al área del pulso de entrada detectado

en un ancho o intervalo de tiempo fijo. Esta regeneración de pulsos tiene ciertas ventajas en la razón señal a ruido.

Ahora se verá el problema de recobrar $f(t)$ de la onda PAM. Una posibilidad es muestrear la onda PAM con un tren periódico de pulsos muy estrechos (teóricamente, impulsos) y después usar un filtro pasa bajos para suavizar el resultado. Este tren debe sincronizarse con la señal PAM de entrada. Los pulsos deben ser estrechos por que ya se vio que la distorsión producida por las crestas planas se reduce cuando los anchos del pulso se hacen pequeños. Otro método de recobrar la señal que se usó en el muestreo, es el filtrado pasa bajos. Sin embargo, dado que el espectro de baja frecuencia del PAM esta dado por $F(\omega) \times Q(\omega)$, no es posible recobrar $f(t)$ exactamente con sólo ese filtro. La entidad espectral que se ha introducido en el proceso de PAM se conoce [esto es, $Q(\omega)$] por lo que existe la posibilidad de eliminar este efecto. Sintetizar un filtro que tenga una función transferente de $Q^{-1}(\omega)$ satisfará este objeto: Generalmente no es posible construir dicho filtro en una amplia gama de frecuencias, particularmente si $Q(\omega)$ tiende a cero. Pero como $f(t)$ tiene banda limitada, es suficiente sintetizar el filtro inverso solo en una gama de frecuencias muy limitada. Puede combinarse el filtro pasa-bajos con el filtro inverso, como se muestra en la figura 4.5. La función de transferencia del filtro resultante es

$$H(\omega) = \begin{cases} Q^{-1}(\omega) & |\omega| < \omega_m \\ 0 & \text{para cualquier otro caso} \end{cases}$$

Esta técnica de corregir la respuesta de frecuencia de un sistema conociendo la distorsión se llama ecualización. Se emplea a menudo para corregir distorsiones conocidas pero sobre las que se tiene poco control. Por ejemplo, las líneas telefónicas introducen distorsiones tanto de amplitud como de fase, lo que resulta intolerable si las líneas son bastante largas. A lo largo de las líneas se usan amplificadores repetidores, no sólo para amplificar las señales y compensar las perdidas, sino también para corregir las distorsiones.

Para una forma rectangular del pulso, la densidad espectral $Q(\omega)$ es un esquema $(\sin x)/x$, como se muestra en la figura 4.6. Como la señal se ha muestreado a la razón de Nyquist, el periodo T se relaciona con la frecuencia máxima f_m por $f_m = 1/(2T)$.

A medida que el ancho del pulso τ se hace menor, los cruces en cero del gráfico $(\sin x)/x$ se alejan en frecuencia y por tanto, $Q(\omega)$ tiende a aplanarse dentro de la banda asignada del filtro pasa-bajos. Como T no depende de τ la relación τ/T es una medida de lo plano de $Q(\omega)$ y $Q^{-1}(\omega)$ es el ancho de banda del filtro pasa-bajos. Para un pulso rectangular, resulta que, siempre que $\tau/T \leq 0.1$, la máxima diferencia entre $Q^{-1}(\omega)$ y en filtro pasa-bajos ideal en el intervalo requerido es menor del 1%. En la práctica, pues, la ecualización para PAM puede despreciarse siempre que $\tau/T \leq 0.1$.

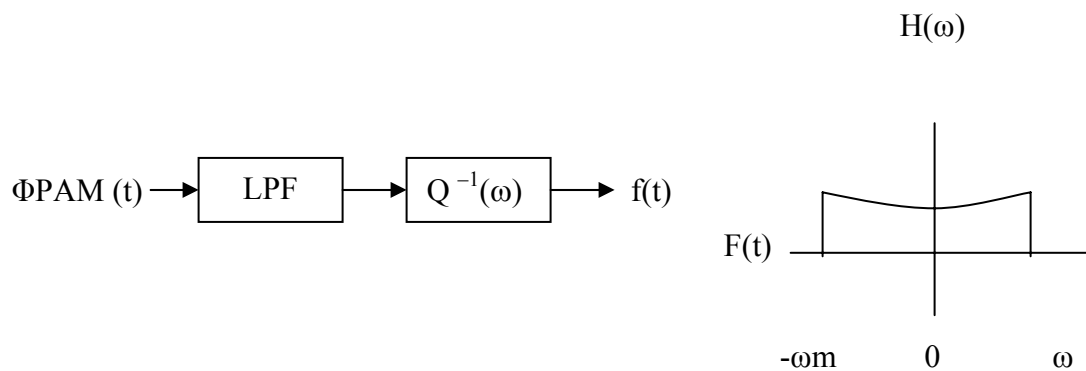


Figura 4.5 Recuperación de $f(t)$ de una onda PAM usando ecualización.

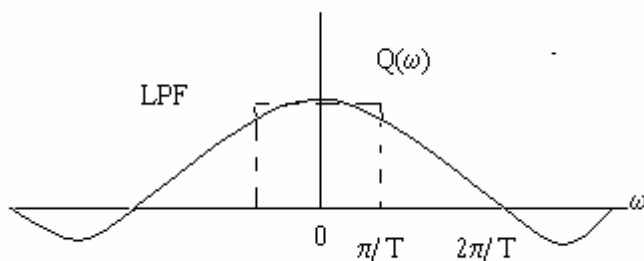


Figura 4.6 Ecualización para la forma de onda de pulsos rectangular.

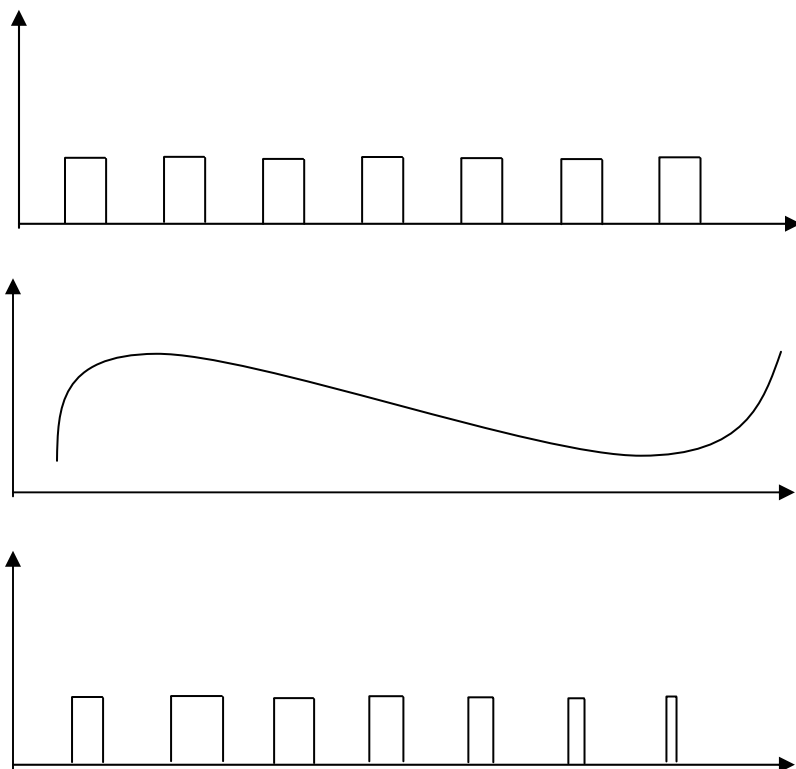


Figura 4.7 Modulación por anchura de pulso

Modulación por ancho de pulso (PWM o PDM). En este tipo de modulación la duración del pulso depende del valor de la señal muestreada. Ver figura 4.7.

Modulación por posición de pulsos (PPM). Tipo de modulación en la cual la posición del pulso en un rango de tiempo, depende del valor instantáneo de la señal muestreada. Ver figura 4.8.

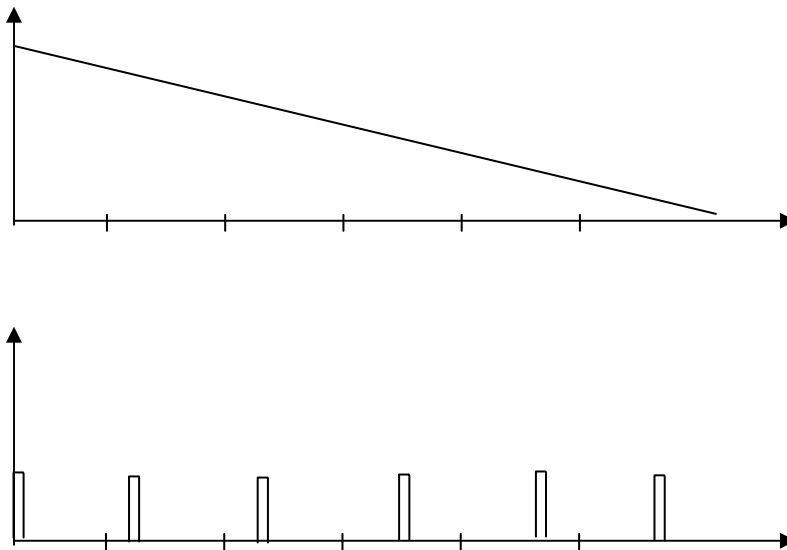


Figura 4.8 Modulación por posición de pulso.

4.1.3 Modulación por pulsos codificados (PCM).

Tipo de modulación en la cual las muestras tomadas de la información fuente son convertidas a códigos equivalentes. Es decir, si la muestra de que se toma de la información fuente es una muestra de su amplitud. Este valor cuantizado de su magnitud, es representado por un código, normalmente un código en aritmética binaria. Los dígitos de esta representación binaria son transmitidos como pulsos, de ahí su nombre de modulación por pulsos codificados. Ver figura 4.10.

La representación binaria de un numero:

$$N = \dots + k_2 2^2 + k_1 2^1 + k_0 2^0$$

Donde las variables k tienen un valor de 0 ó 1, por ejemplo la representación binaria de los números decimales de 0 a 15 se muestran en la tabla 4.1:

Tabla 4.1 Conversión de decimal a binario.

Decimal		Binario		
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	1	0	1	0
11	1	0	1	1
12	1	1	0	0
13	1	1	0	1
14	1	1	1	0
15	1	1	1	1

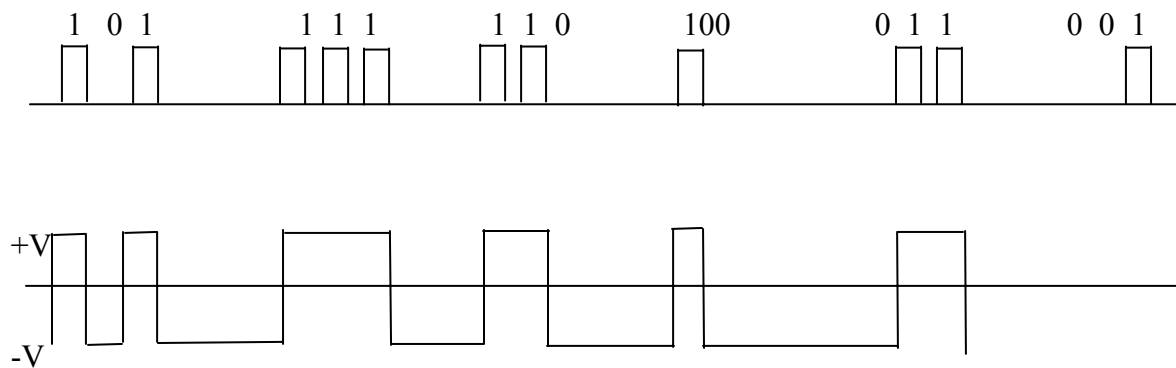
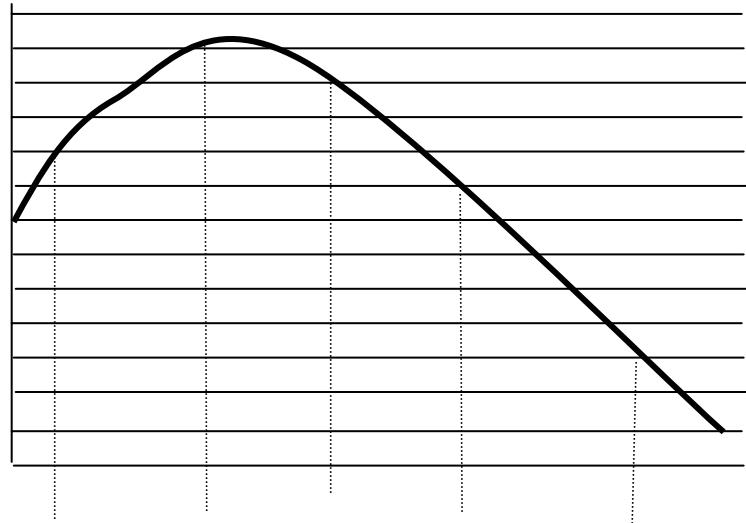


Figura 4.9 Representación eléctrica de dígitos binarios.

Cuantización escalar: El asignar un valor digital correspondiente a una muestra, por ejemplo de amplitud, se llama Cuantización escalar y es un proceso lineal.

Código	Nivel	Volts
6	2-3	3
5	1-2	2
4	0-1	1
3	0	0
2	0 -1	-1
1	-1 -2	-2
0	-2 -3	-3



Valor de la muestra	0.9	2.6	2	0.5	-2
Valor más cercano de cuantiz.	1	3	2	1	-2
Numero de código	4	6	5	4	1
Representación binaria	100	110	101	100	001

Figura 4.10 Modulación por pulsos codificados.

Compansión. Palabra compuesta de las palabras compresión y expansión. Algoritmo matemático que se aplica a las señales PCM para no tener una cuantización lineal sino exponencial, que provoca que no todos los niveles de señal corresponden a valores lineales de muestras de la información fuente, sino corresponden a valores determinados por el algoritmo.

Compansión μ -law. Tipo de compresión usada en Norteamérica y Japón, que sigue la siguiente ecuación:

$$y = \frac{V \ln(1 + \mu|x|/V)}{\ln(1 + \mu)} \text{sgn}(x) \quad \text{Compresión}$$

$$x = \frac{V}{\mu} (e^{|y| \ln(1+\mu)/V} - 1) \operatorname{sgn}(y) \quad \text{Expansión}$$

Compansión A-law. Tipo de compresión usada en Europa y sigue la siguiente ecuación:

Compresión:

$$y = \begin{cases} \frac{A|x|}{1 + \ln A} \operatorname{sgn}(x) & \text{For } 0 \leq |x| \leq V/A \\ \frac{V(1 + \ln A|x|/V)}{1 + \ln A} & \text{For } V/A \leq |x| \leq V \end{cases}$$

Expansión:

$$x = \begin{cases} |y| \frac{1 + \ln A}{a} \operatorname{sgn}(y) & \text{For } 0 \leq |y| \leq V/(1 + \ln A) \\ (e^{|y|(1 + \ln A)/V} - 1) \frac{V}{A} \operatorname{sgn}(y) & \text{For } V/(1 + \ln A) \leq |y| \leq V \end{cases}$$

Donde V es el valor pico de la señal x, también es el valor pico de la señal comprimida y, a y μ son los parámetros de compresión y sgn es la función signo.

Modulación por pulsos codificados diferencial. (DPCM) En este tipo de modulación, en lugar de transmitir las muestras codificadas de cada valor de muestreo, lo que se transmite es la diferencia entre el valor de la muestra instantánea y el valor de la muestra anterior, es

decir, si a la señal de banda base $m(t)$ se toman muestras cada $m(k)$ al tiempo de muestra k . Lo que se transmite con este tipo de modulación es la diferencia $m(k)-m(k-1)$.

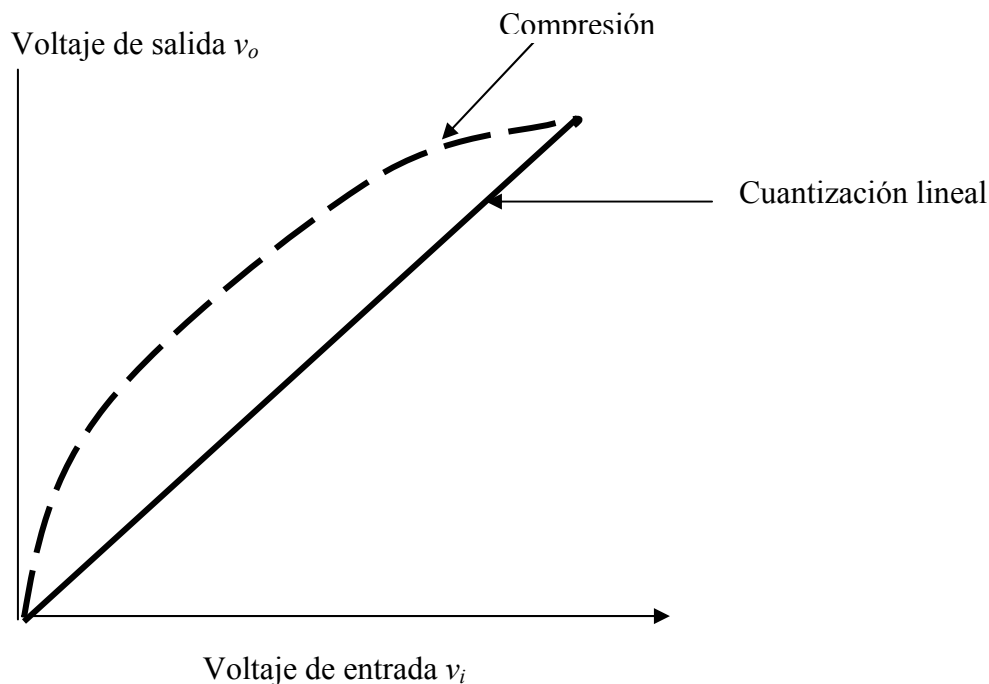


Figura 4.11 Proceso de compansión.

Cuantización predictiva. A diferencia de la cuantización escalar, en la cual las muestras son tomadas independientemente unas de otras, en la cuantización predictiva el valor de una muestra depende del valor de las muestras inmediatas anteriores, es decir se usa los valores anteriores para “predecir” el valor siguiente de muestra.

$$m(x) = f(m(k-m), \dots, m(k-2), m(k-1))$$

Donde k es el número de muestra, y $f()$ es la función predictiva o predictor. La estructura de la cuantización predictiva es:

En la figura 4.12 la señal que se transmite es la señal $indm(t)$ y no la señal quantizada $y(t)$, la ventaja es que la señal $indm(t)$ requiere menos bits por muestra de información de que la señal quantizada.

Para recuperar la señal se hace la de-modulación usando un predictor igual al usado en la modulación.

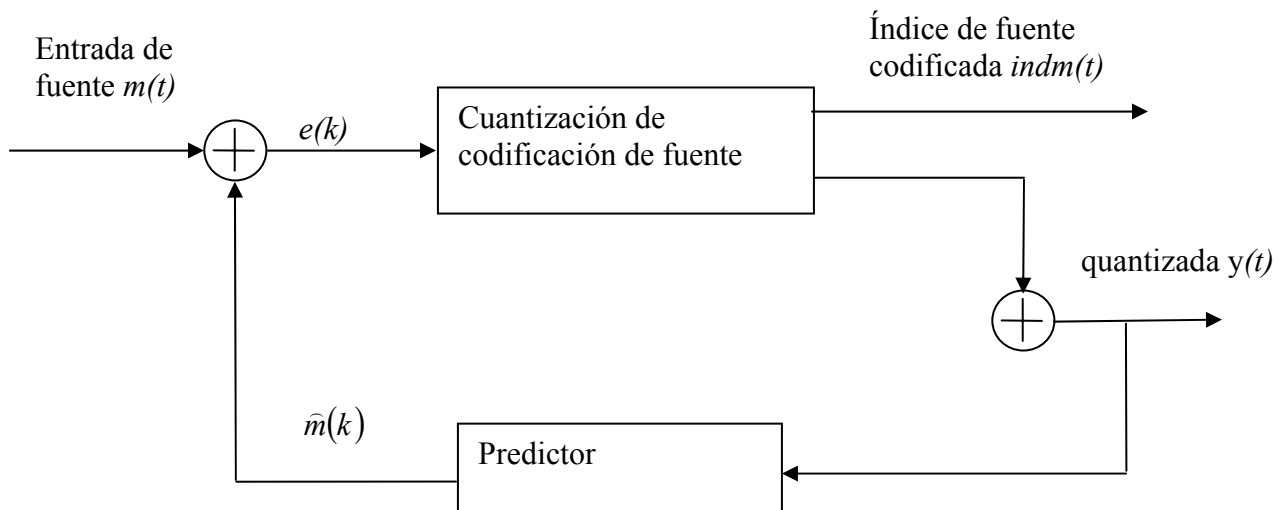


Figura 4.12 Cuantización predictiva.

Modulación Delta. Es una variante de la modulación PCM, en la cual la señal diferencia es codificada en solo un bit. Este bit solo proporciona dos posibilidades, incrementar o decrementar el valor estimado de $m(t)$. Ejemplo. Si el valor PCM anterior es binario 0111, las posibilidades aquí serán 10000 ó 0110 y si envía un “uno” en el primer caso y un “cero” en el segundo caso.

Modulación Delta adaptable. Este tipo de modulación es una variante de la modulación delta, en la cual los incrementos o decrementos de la señal no están limitados a un valor fijo (un bit). Sino incrementos o decrementos progresivamente largos.

Problemas:

1. Una señal pasa-banda tiene un valor igual a $v(t) = \cos 10\omega_0 t + \cos 15\omega_0 t + \cos 20\omega_0 t$, es muestreada por un tren de pulsos de magnitud unitaria y frecuencia f_s . Obtenga el valor mínimo de f_s . Para valores de $f_0 = 1$ Hz, 1 kHz y 1 MHz

2. Usando la ley de compresión μ ,

- usando un valor de $\mu = 255$, encuentre el rango de valores de y , y haga una grafica de estos valores.
- Cual es la máxima y mínima separación de cuantización? Cual seria el nivel de separación, si se usara cuantización escalar con un nivel de $V = 40$ volts y 256 niveles de cuantización.
- Cual seria los máximos y mínimos niveles de cuantización, cuando se usa compresión con ley A y el valor de $A = 87.6$ para el inciso b)?

3. La entrada a un modulador delta es $m(t) = 0.01t$. El DM opera aun a frecuencia de 20Hz y tiene un cambio de nivel de 2 mV. Haga una grafica de la salida del modulador.

4.1.4 Códigos de línea.

Los códigos de línea se usan para codificar una señal PCM a un código que sea más fácil para recuperar la información en el receptor. El nombre de códigos de línea proviene de que su utilización primaria fue en la telefonía. Hay muchos tipos de códigos de línea pero se pueden resumir en cuatro grupos principales: El grupo de no retorno a cero (NRZ), el grupo de retorno a cero (RZ), el grupo de codificación de fase (Phase encoded) y el grupo de binario multi-nivel. La figura 4.13 muestra los diagramas de las diferentes formas de codificación de línea. En la codificación NRZ-L, el nivel uno del numero binario se representa como un voltaje positivo. Por ejemplo, 5 Volts y el numero binario cero se representa como un voltaje negativo, por ejemplo -5 Volts. En la codificación NRZ-M, aquí los unos se representan con un cambio de nivel y los ceros con no cambio. En la

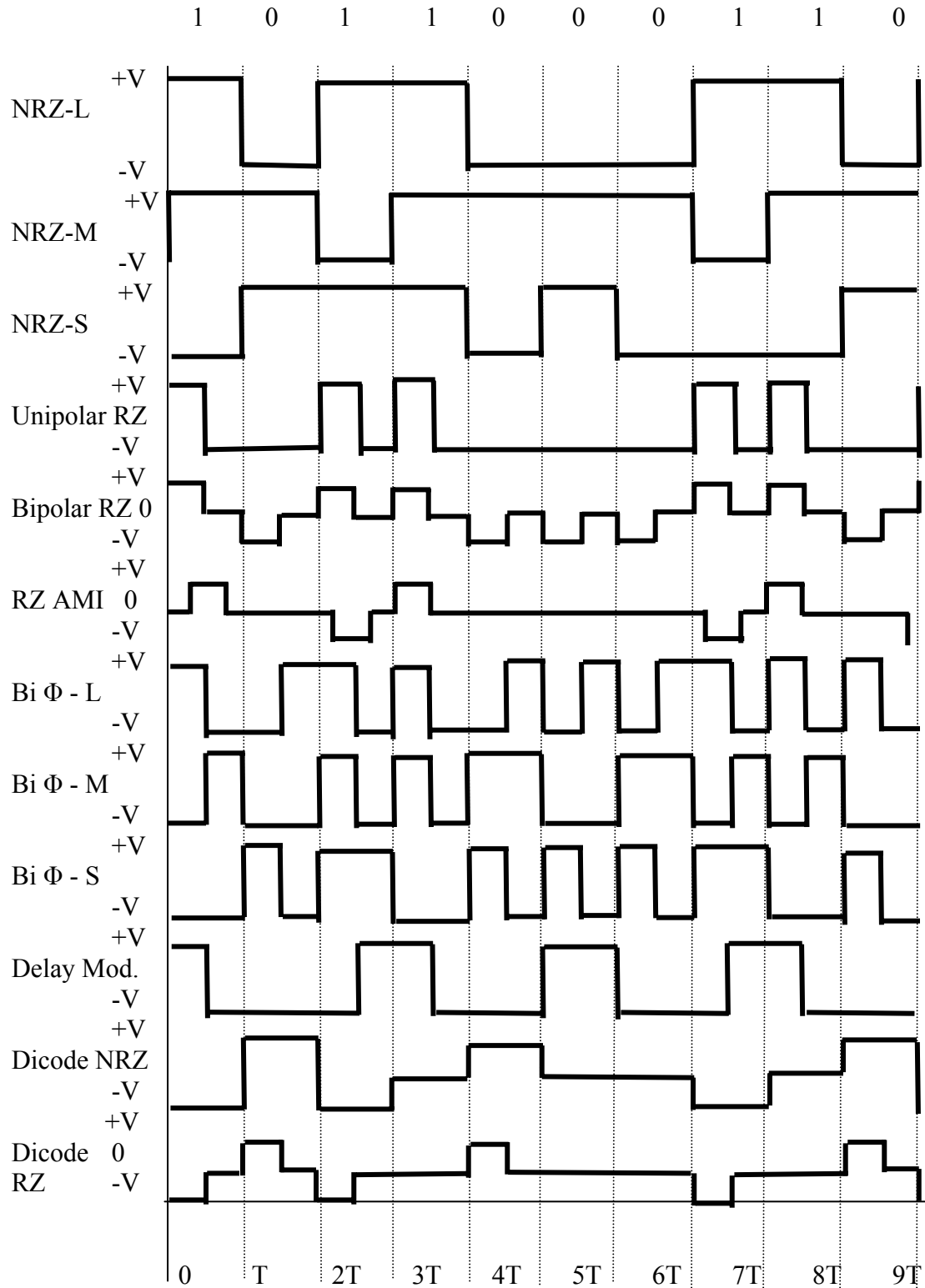


Figura 4.13 Códigos de línea.

codificación NRZ-S, los unos se representan como no cambio de nivel y los ceros con cambio de nivel. En la codificación RZ unipolar, los unos se representan como un pulso que cubre la mitad de la duración del bit y los ceros por la ausencia de pulso. En la codificación RZ-bipolar, los unos y cero son representados por un pulso que cubre la mitad de la duración del bit, pero de polaridad opuesta. En la codificación RZ-AMI, los unos se representan como pulsos de polaridad cambiante y los ceros como ausencia de pulso.

En la codificación de fase codificada ($\text{Bi } \Phi - \text{L}$), mejor conocida como codificación Manchester, un uno es representado por un pulso de mitad de bit de duración, posicionado en la primera mitad de duración del bit y un cero es representado por un pulso de mitad de bit de duración, posicionado en la segunda mitad de duración del pulso. En la codificación $\text{Bi } \Phi - \text{M}$, hay una transición en cada inicio de bit y si el bit es un uno hay otra transición en la mitad de la duración del bit. Si es cero no hay transición. En la codificación $\text{Bi } \Phi - \text{S}$, hay una transición en cada inicio de bit y si el bit es un uno no hay transición en la mitad de la duración del bit. Si es cero si hay otra transición. En la codificación de “Delay modulation”, un uno es representado por una transición en la mitad de la duración del bit.

Un cero es representado por no-transición, a menos que siga otro cero, en este caso una transición ocurre al final de la duración del bit del primer cero. La codificación “Dicode” representa los bits con mas de dos valores. En la codificación dicode-NRZ, la transición de uno a cero o de cero a uno, cambia la polaridad del pulso. Cuando no hay transición de bit, entonces un cero se mantiene. En la codificación dicode-RZ, la transición de no acero o de cero a uno, producen un cambio de polaridad de duración de mitad de bit, de otra manera, un cero es mantenido.

Problemas.

1. Se tiene un sistema con modulación PCM. Este sistema tiene como entrada una señal senoidal de ± 5 volts de pico a pico. Cual será el valor de la muestra si se quiere codificar esta señal con 8 bits y cual será el rango de símbolos en la codificación. Cual será el valor binario de un voltaje de 3.6 Volts?

2. Para el problema anterior cual será el valor del voltaje si se usa un compandor μ con $\mu = 255$ y los valores comprimidos son: 4.2, 3.72 y -3.0 volts?
3. Para el problema 2, si se usa compandor A, con $A = 87.6$ cual será el valor de voltaje para los valores comprimidos 0.001, 0.5 y 5 volts.
4. Se tiene un sistema con modulación PCM. Este sistema tiene como entrada una señal senoidal de ± 10 Volts de pico a pico. Si el valor de la muestra es de 0.0195 Volts. cual será el rango de símbolos en la codificación. Cual será el valor binario de un voltaje de 0.6 Volts?

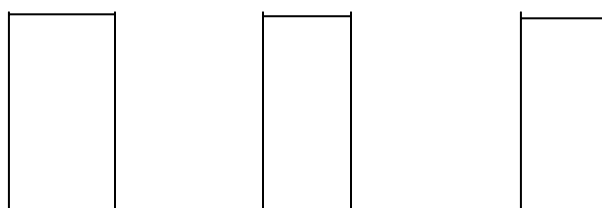
4.2 Modulación digital.

Tipos de modulación digital.

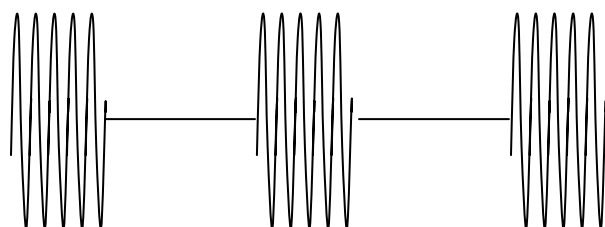
Modulación por amplitud (Amplitude Shift Keying ASK). Tipo de modulación en la cual una señal digital binaria, es representada con variaciones de amplitud, es decir un nivel $v_1(t)$ si la señal es cero y una señal $v_2(t)$ si la señal es uno. Por ejemplo, $v_1(t)$ y $v_2(t)$ pueden representar un voltaje positivo y negativo respectivamente o representar un voltaje positivo y cero volts.

Modulación por frecuencia (Frequency Shift Keying FSK). Tipo de modulación en la cual una señal digital binaria, es representada con variaciones de frecuencia, es decir una frecuencia f_1 si la señal es cero y una frecuencia f_2 si la señal es uno. Por ejemplo, f_1 y f_2 pueden representar frecuencias relacionadas, $f_1 = 1/2 f_2$.

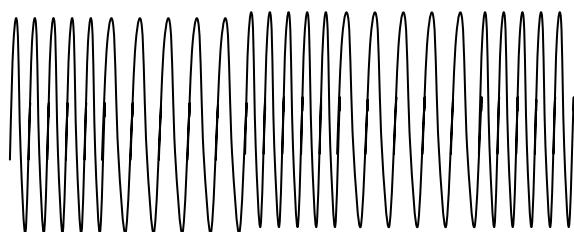
Modulación por fase (Phase Shift Keying PSK). Tipo de modulación en la cual una señal digital binaria, es representada con variaciones de fase, es decir una fase θ_1 si la señal es cero y una fase θ_2 si la señal es uno. Por ejemplo, $\theta_1 = 0^\circ$ si la señal es cero y una fase $\theta_2 = 180^\circ$ si la señal es uno.



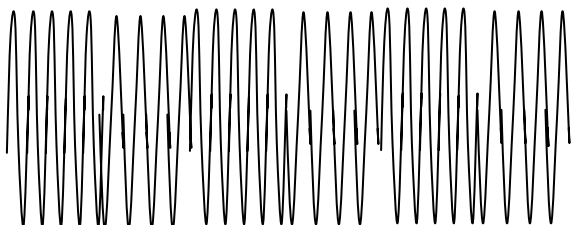
Señal moduladora.



Señal modulada ASK.



Señal modulada FSK



Señal modulada en fase
PSK

Figura 4.14 Las tres formas de modulación digital

4.2.1. QAM (Quadrature Amplitude Modulation). Modulación de amplitud en cuadratura. El QAM se trata de un caso especial de PAM (Pulse Amplitude Modulation), la

superposición de dos portadoras en cuadratura moduladas en amplitud la misma frecuencia pero desfasada 90 grados.

Constelaciones. En QAM, los tonos son representados como la sumatoria de dos señales que están en fase ó fuera de fase con respecto a un reloj. Estas señales son llamadas I (en fase) y Q (por cuadratura). Estas señales complejas pueden visualizarse gráficamente muy fácilmente. Si nosotros representáramos con un eje la primera portadora (llamémoslo la “en fase” o señal I) los posibles estados se muestran (para el caso de 16 QAM) en la Figura 4.15

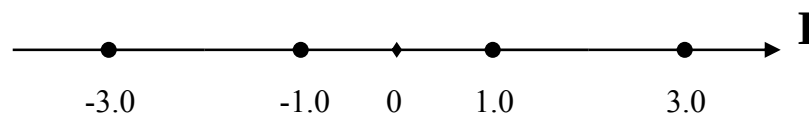


Figura 4.15 Modulación QAM portadora en fase

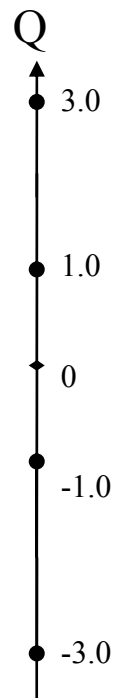


Figura 4.16 Modulación QAM portadora en cuadratura.

La figura 4.16 muestra la otra señal (Q en Cuadratura) en un eje vertical para tener en cuenta el cambio de fase de 90° .

La figura 4.17 muestras la combinación de estas dos señales. Esta imagen es conocida como el diagrama de constelación.

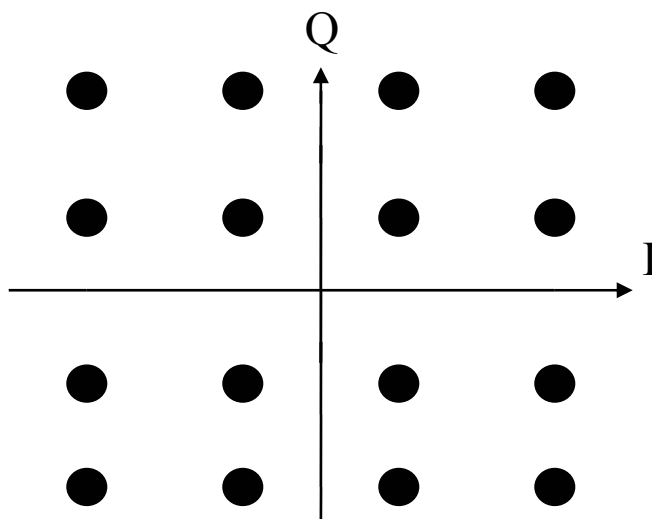


Figura 4.17 Modulación QAM completa

4-QAM. La modulación 4-QAM contiene 4 valores binarios: 00, 01, 10, 11. Los cuales corresponden a una determinada fase, el cambio de fase entre uno y otro es de 90° . La tabla 4.2 contiene los valores binarios correspondientes con su fase.

Donde A y B es la entrada de datos binarios(0 o 1). La figura 4.18 corresponde al modulador 4-QAM.

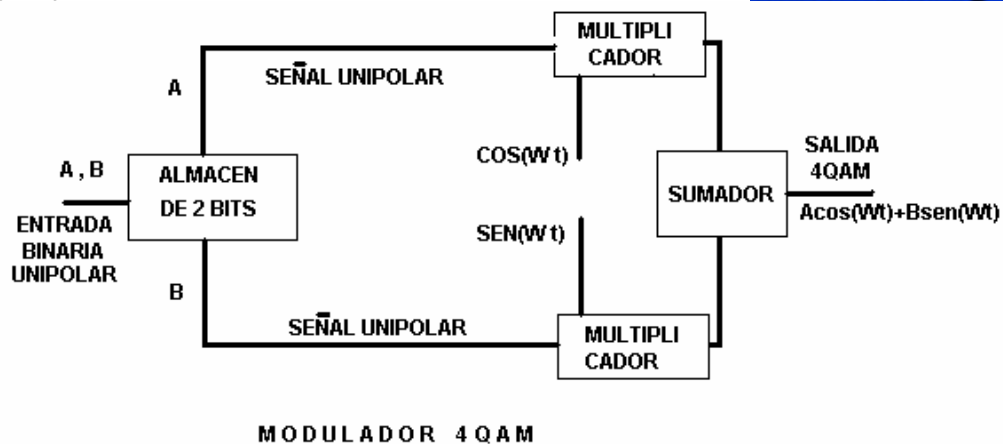


Figura 4.18 Modulador QAM

La figura 4.19 corresponde a la constelación de la modulación 4-QAM.

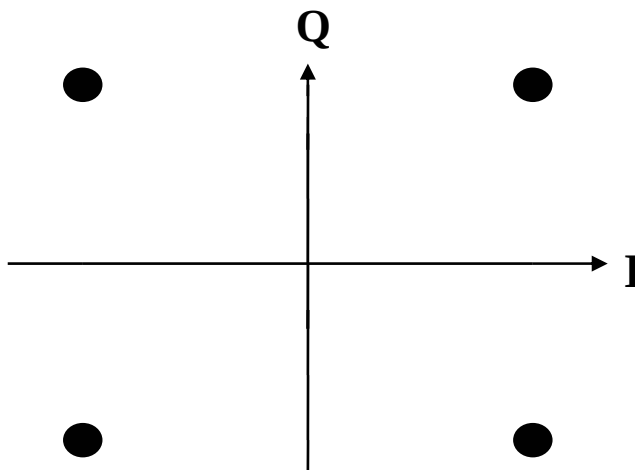


Figura 4.19 Modulación 4-QAM

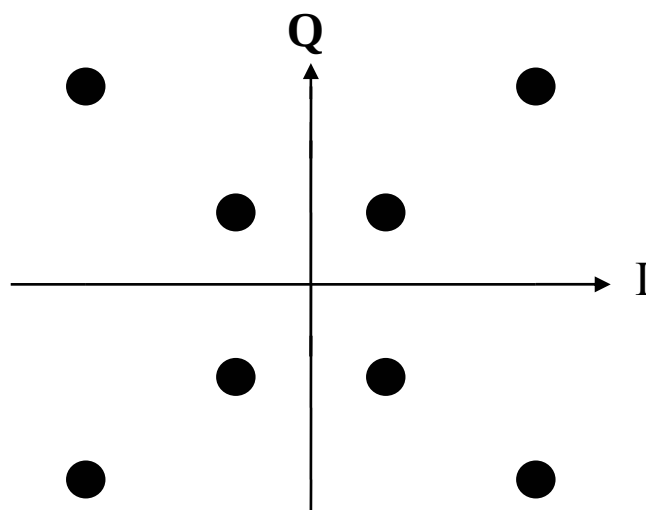


Figura 4.20 Modulación 8-QAM

8-QAM. Los datos para 8-QAM que están entrando se dividen en grupos de 3 bits: 000 hasta 111. Los flujos de bits I, Q y C cada uno con una tasa de bits igual a un tercio de la tasa de datos que están entrando. Los bits I y Q determinan la polaridad de la señal PAM y el canal C determina la magnitud. La figura 4.20 muestra la constelación posible para el 8-QAM.

La figura 4.21 muestra el diagrama a bloques de un transmisor de 8-QAM. Como puede verse, la única diferencia, entre el transmisor de 8-QAM y el transmisor de 8-PSK es la omisión del inversor entre el canal C y el modulador de producto Q.

Así como con el 8-PSK, los datos que están entrando se dividen en grupos de tres bits (tribits): los flujos de bits I, Q y C, cada uno con una tasa de bits igual a un tercio de la tasa de datos que están entrando. Nuevamente, los bits I y Q, determinan la polaridad de la señal PAM, a la salida de los convertidores de nivel 2 a 4, y el canal C determina la magnitud. Debido a que el bit C se alimenta sin invertir a los convertidores de niveles 2 a 4 canal I/Q, las magnitudes de las señales PAM, I/Q, siempre son iguales. Sus polaridades dependen de la condición lógica de los bits I/Q y, por consiguiente, pueden ser diferentes.

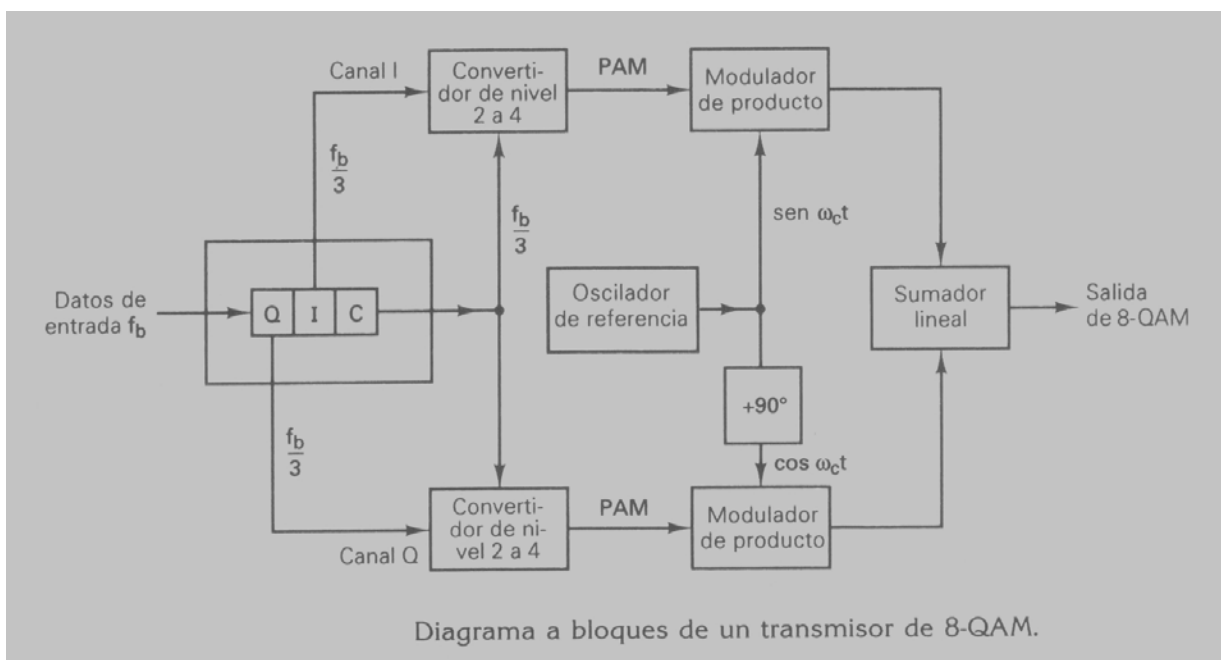


Figura 4.21 Modulador 8-QAM

16-QAM. Así como el 16-PSK, el 16-QAM es un sistema M-ario, en donde $M = 16$. Actúa sobre los datos de entrada en grupos de cuatro ($2^4 = 16$). Como con el 8-QAM, tanto la fase y la amplitud de la portadora transmisora son variados. Su constelación es igual a la de la figura 4.18.

El diagrama a bloques para un transmisor de 16-QAM se muestra en la figura 4.20. Los datos de entrada binaria se dividen en cuatro canales: El I, I', Q y Q'. La tasa de bits de cada canal es igual a un cuarto de la tasa de bits de entrada ($f_b/4$). Los cuatro bits se introducen en forma serial al derivador de bits; luego se introducen simultáneamente y en paralelo con los canales I, I', Q y Q'. Los bits I y Q determinan la polaridad a la salida de los convertidores de niveles 2 a 4 (un 1 lógico = positivo y un 0 lógico = negativo). Los bits I' y Q' determinan la magnitud (un 1 lógico = 0.821 V y un 0 lógico = 0.22 V). En consecuencia, los convertidores de niveles 2 a 4 generan una señal PAM de nivel 4. Dos polaridades y dos magnitudes son posibles a la salida de cada convertidor de 4. Son ± 0.22

V y ± 0.821 V. Las señales PAM modulan las portadoras en cuadratura, en los moduladores de producto. Son posibles cuatro salidas para cada modulador de producto. Para el modulador de producto I son $+0.821 \sin \omega_c t$, $-0.821 \sin \omega_c t$, $+0.22 \sin \omega_c t$, y $-0.22 \sin \omega_c t$. Para el modulador de producto Q son $+0.821 \cos \omega_c t$, $+0.22 \cos \omega_c t$, $-0.821 \cos \omega_c t$, y $-0.22 \cos \omega_c t$. El sumador lineal combina las salidas de los moduladores de producto de canal I y Q y produce las 16 condiciones de salida necesarias para el 16-QAM.

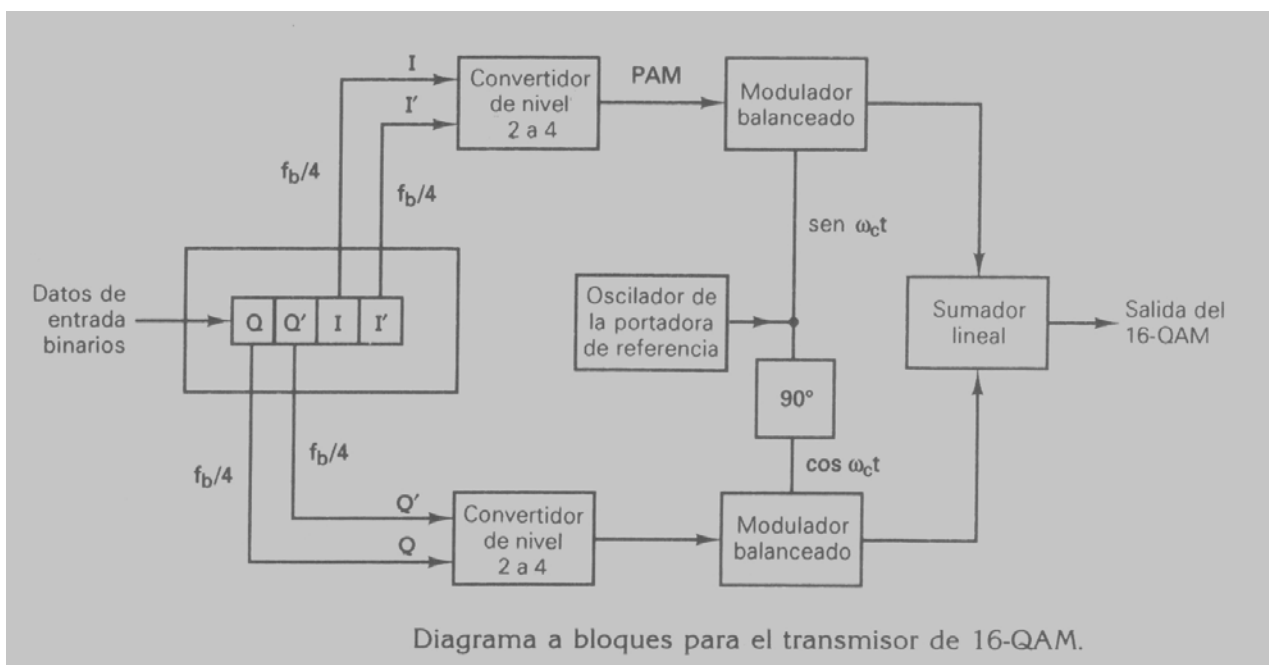


Figura 4.22 Modulador 16-QAM

32-QAM. Una constelación para 32 QAM se muestra en Figura 4.23, que muestra los estados de las esquinas perdidos que podrían usarse si deseáramos 36 QAM. Éstos estados de las esquinas habrían representado las señales de niveles más altos y por consiguiente requerido la potencia del transmisor más alta. Por consiguiente la eliminación de estos puntos reduce la potencia mientras mantiene la capacidad de enviar 5 bits de información con cada “símbolo” transmitido. Tanto 32 QAM como 64 QAM son posibles candidatos para la transmisión de la televisión digital.

Funcionamiento de la modulación QAM. Suponga que se tiene 2 funciones ortogonales en el intervalo $(0, Nt_b)$

$$u_1(t) = \sqrt{\frac{2}{Nt_b}} \cos \omega_c t \quad u_2(t) = \sqrt{\frac{2}{Nt_b}} \sin \omega_c t$$

Ahora definimos una señal modulada de la siguiente forma:

$$X_{QAM}(t) = k_1 a u_1(t) + k_2 a u_2(t)$$

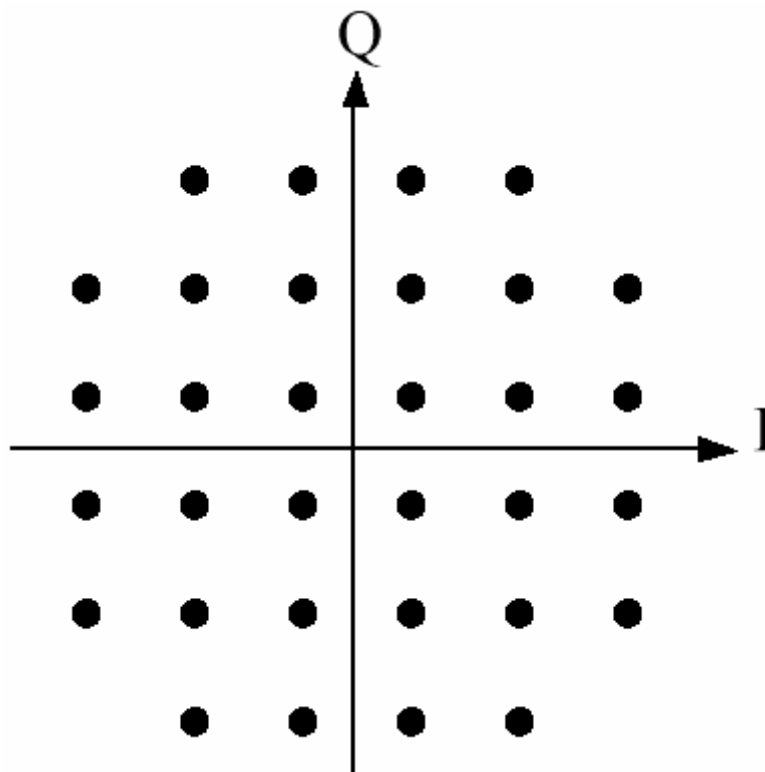


Figura 4.23 Modulación 32-QAM

Donde a es constante, y k_1 y k_2 son valores de la constelación.

Por ejemplo, si k_1 y k_2 pueden tomar los siguientes valores $-1, +1, -3, +3$, la constelación resultante es igual a la figura 4.18

La energía se calcula promediando los 16 valores posibles de energía. Como hay simetría da lo mismo promediar los 4 valores del primer cuadrante.

$$E_s = \frac{1}{4} [(a^2 + a^2) + (9a^2 + a^2) + (a^2 + 9a^2) + (9a^2 + 9a^2)] = 10a^2$$

$$\Rightarrow \Rightarrow a = \sqrt{0.1E_s} \Rightarrow \Rightarrow d = 2a = 2\sqrt{0.1E_s}$$

Donde **d** es la distancia entre los puntos de una constelación. Se observa que QAM produce mayor distancia entre los puntos de la constelación que 16PSK donde $d = 2\sqrt{0.038E_s}$.

Para calcular el espectro, partimos de la expresión de la señal QAM, sustituyendo el valor de **a** por su relación con la energía de la señal y las respectivas expresiones de las señales ortogonales:

$$X_{QAM}(t) = k_1 \sqrt{0.1E_s} \sqrt{\frac{2}{Nt_b}} \cos \omega_c t + k_2 \sqrt{0.1E_s} \sqrt{\frac{2}{Nt_b}} \sin \omega_c t$$

$$X_{QAM}(t) = k_1 \sqrt{0.2P_s} \cos \omega_c t + k_2 \sqrt{0.2P_s} \sin \omega_c t = X_1 \cos \omega_c t + X_q \sin \omega_c t$$

Ambas tienen potencia PS, y su espectro, que también es igual, es:

$$G_{X_i}(f) = G_{X_q}(f) = (Nt_b) P_s \text{Sen}^2 f Nt_b$$

Al modular y multiplicar por 2, tendremos

$$G_{X_{QAM}}(f) = 0.5 Nt_b P_s (\text{Sen}^2 Nt_b (f - f_c) + \text{Sen}^2 Nt_b (f + f_c))$$

Ejemplo de Modulación QAM

Valor del bit	Amplitud	Cambio de Fase
000	1	None
001	2	None
010	1	1/4
011	2	1/4
100	1	1/2
101	2	1/2
110	1	3/4
111	2	3/4

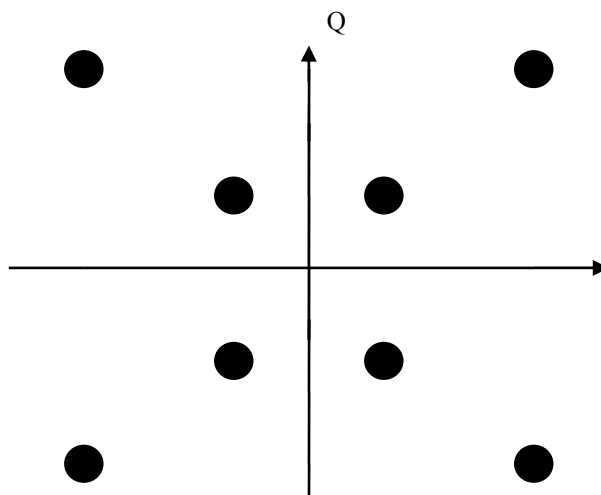
Codificar la siguiente secuencia de bits:

001010100011101000011110

Primero, se dividen en grupos de tres bits:

001-010-100-011-101-000-011-110

Luego se mapean estos grupos de acuerdo a la tabla de arriba.



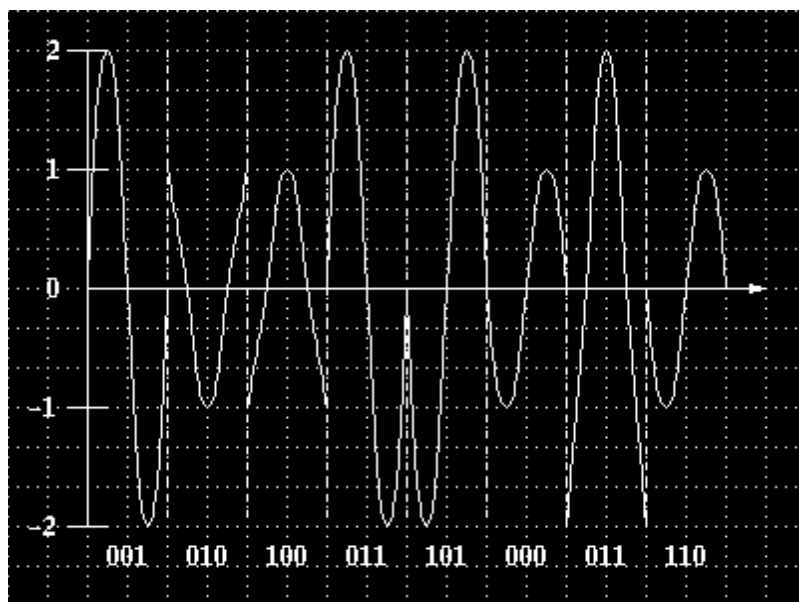


Figura 4.24 Ejemplo de modulación QAM.

4.2.2 PSK binaria (BPSK). En este tipo de modulación, la señal transmitida es una onda senoidal de amplitud fija A . Tiene una fase fija cuando la señal es un 1 y una fase 180° diferente cuando la señal es 0.

$$v_{BPSK}(t) = A \cos(\omega_0 t) \quad \text{Cuando la señal es 0}$$

$$v_{BPSK}(t) = -A \cos(\omega_0 t) \quad \text{Cuando la señal es 1}$$

PSK diferencial DPSK. En este tipo de modulación PSK, la señal moduladora antes de ser modulada se aplica a una compuerta OR exclusivo (XOR), lo que provoca que la señal sea retrasada y si este retraso es conocido, se puede usar uno similar para de-modularla, evitando la necesidad de sincronización. Ver figura 4.25

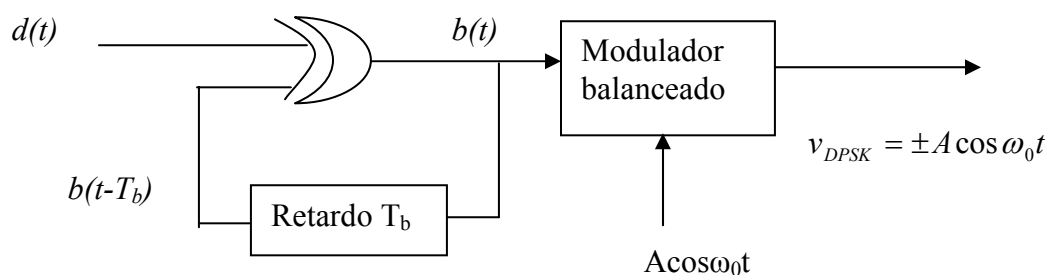


Figura 4.25 Circuito de modulación DPSK

PSK diferencialmente codificada (DEPSK). Este es un tipo de modulación similar al DPSK, la diferencia es que se hace un proceso igual de de-modulación al de BPSK, pero después de este proceso, la señal de-modulada se pasa por un XOR de nuevo como se hace en la modulación de DPSK.

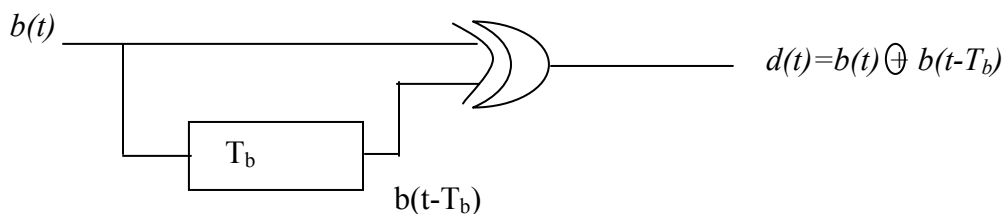


Figura 4.26 Circuito de modulación DEPSK

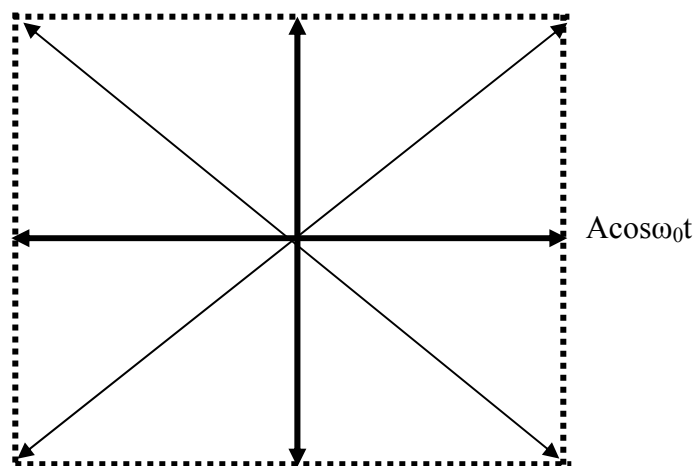
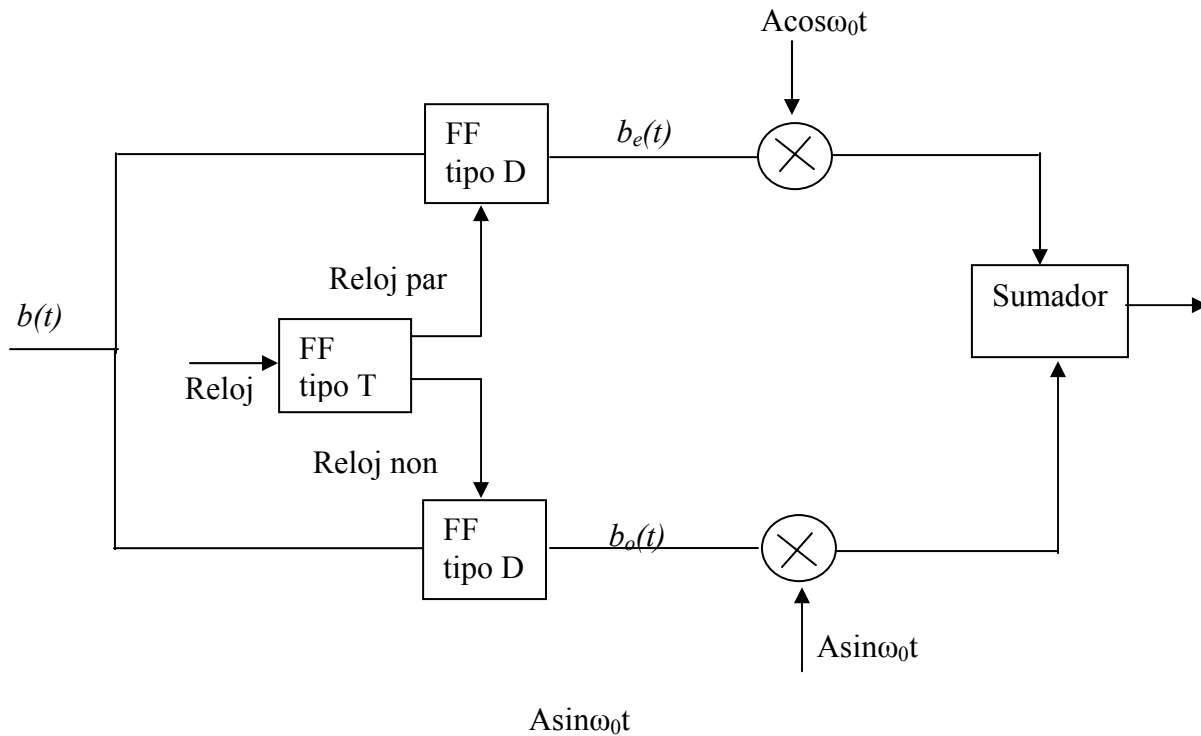


Figura 4.27 Circuito para generar PSK en cuadratura.

PSK con cuadratura (QPSK). Esta forma de modulación genera una secuencia de símbolos, en lugar de una secuencia de bits, es decir, además de la fase se usan las señales de cuadratura $\sin(t)$ y $\cos(t)$, para la modulación. El cambio de fase y las señales de cuadratura nos dan la posibilidad de tener cuatro combinaciones de salida la salida $\sin(t)$ con cambios de fase de $\pm 180^\circ$ y la salida $\cos(t)$ con cambios de fase de $\pm 180^\circ$. Estos cuatro valores corresponden a los números binarios 00, 01, 10 y 11.

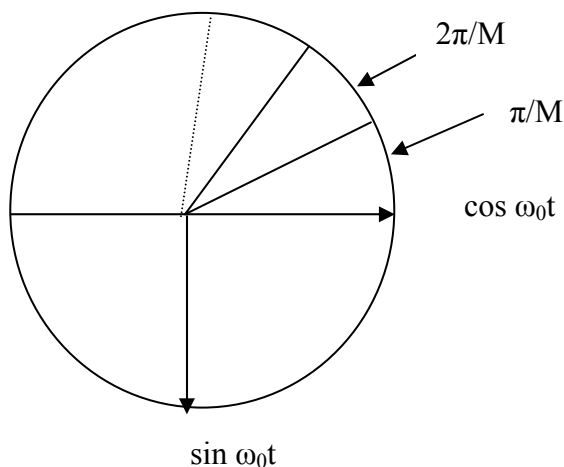


Figura 4.28 Señales M-PSK

PSK con múltiples valores M-ary PSK. En BPSK se transmite cada bit individualmente, en QPSK se transmite un símbolo que representa 2 bits. Si continuamos con esta tendencia, se puede ampliar la cantidad de bits representados por un símbolo, es decir representar N bits con un símbolo, extendidos sobre el tiempo NT_b y con $2^N = M$ símbolos. Representando los símbolos con formas de onda de duración $NT_b = T_s$ y con diferencia de fase igual a $2\pi/M$.

$$v_m(t) = \sqrt{2P_s} \cos(\omega_0 t + \phi_m) \quad (m=0,1,2,\dots,M-1)$$

con la fase dada por

$$\phi_m = (2m + 1) \frac{\pi}{M}$$

QPSK (Quadrature Phase Shift Keying). Modulación por cambio de fase en Cuadratura. Esquema de modulación de PSK. Así como BPSK cambia la fase en 180 grados, QPSK lo hace en 90 grados. El desplazamiento de fase en cuadratura (QPSK) es una extensión del método de PSK simple. En QPSK la señal puede tomar uno de los cuatro ángulos de fase posibles, mutuamente en cuadratura, cada uno corresponde a una condición de entrada de datos particular.

Considere el formato de datos NRZ en el cual cada palabra es dividida en pares de bits en lugar de bits individuales. Hay cuatro modos posibles de paridad binaria 1 y 0. Estos son: 00, 01, 10, 11. Cualquier palabra de información con un número par de bits puede ser representado por una combinación de estos pares de bits. Uno de los cuatro ángulos de fase es asignado a cada uno de estos pares de bits.

QPSK comparado con el BPSK ofrece el doble de bits de información por portadora de cambio de fase, encuentra amplia aplicación en sistemas de transmisión de datos de portadora-modulada de alta-velocidad.

Por ejemplo, si la tasa de transferencia de datos tiene 9600 bits por segundo la tasa de señalización de línea de transmisión tendrá 4800 pares de bits por segundo y así estará a 4800 baudios. Típicamente, las cuatro fases elegidas para QPSK son ± 45 grados y ± 135 grados. Cada uno de estos es asignado a un par de bits (dibit). El diagrama muestra un posible patrón dibit, frecuentemente referido como una constelación debido a su forma de estrella.

Funcionamiento de la modulación QPSK. La modulación QPSK utiliza cuatro señales senoidales, para codificar dígitos binarios. En el transmisor los dígitos binarios son

tomados de a dos a la vez, instruyendo al modulador, cual de las cuatro señales enviar (dependiendo de la forma de la constelación elegida).

Las señales son de la forma:

$$S_i(t) = A \cos \left(\omega_o t - \frac{2\pi i}{M} \right)$$

$$0 \leq t \leq T$$

$$i = 1, \dots, M$$

Nuestra elección fue codificar con la forma básica, es decir con un cambio de fase de 90° , la tabla 4.3 muestra la codificación usada:

La Figura 4.29 es un diagrama de la constelación que muestra las cuatro posiciones usadas para QPSK.

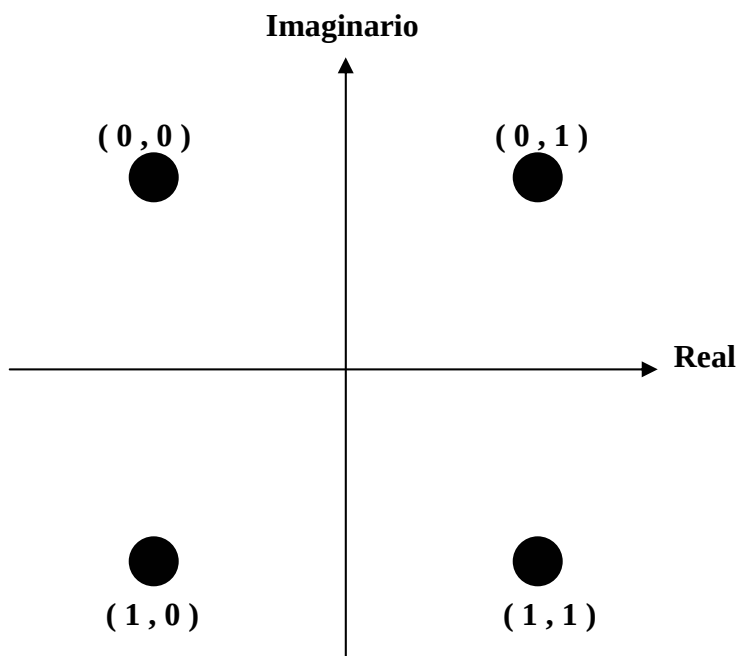


Figura 4.29 Constelación de QPSK

En el diagrama de la constelación, la amplitud de la portadora de salida para cada posición o estado es representado por la distancia entre esa posición y el punto central de los ejes. La fase de cada estado es representada por el ángulo entre esa posición y el eje real (horizontal).

El modulador usa cada estado para representar dos bits de datos (como se muestra en el diagrama). Esto equivale a una eficiencia de ancho de banda teórico de 2Bit/s/Hz. En la práctica la eficiencia del ancho de banda está típicamente entre 0.5 y 1.75Bit/s/Hz. Como puede verse en la figura 4.29, en la constelación todos los estados tienen la misma amplitud, porque QPSK no acostumbra a modular en amplitud la portadora. Sin embargo, con las transiciones de la portadora de un estado a otro, (sobre todo si cambia de una punta en diagonalmente por el punto central de los ejes a la otra punta) la amplitud de la portadora cambiará temporalmente. Por lo tanto QPSK no es un esquema de modulación de envolvente constante, y cualquier camino a través del cual una señal QPSK viaje debe tener un grado de linealidad para evitar crear distorsión.

La señal transmitida es:

$$X_{QPSK}(t) = \sqrt{P_s} b_p(t) \cos \omega_c t + \sqrt{P_s} b_i(t) \sin \omega_c t$$

Dos bits consecutivos (Par e impar) se le asignan 4 señales

Definiendo dos vectores ortogonales $u_1(t)$ y $u_2(t)$, se puede definir la señal QPSK como:

$$X_{QPSK}(t) = \sqrt{E_1} b_p(t) u_1(t) + \sqrt{E_1} b_i(t) u_2(t)$$

$$u_1(t) = \sqrt{\frac{2}{2t_b}} \cos \omega_c t \quad u_2(t) = \sqrt{\frac{2}{2t_b}} \sin \omega_c t$$

La figura 4.27 (a) muestra las formas de onda y su retardo en el tiempo de $b(t)$, b_i y b_p . La figura 4.27 (b) muestra la suma de las señales ortogonales.

La densidad espectral de los bits pares e impares es la misma que la de $b(t)$ solo que con duración $2t_b$; es decir $2t_b \text{Sinc}^2 2t_b f$

Al modular quedara:

$$G_{X_{QPSK}}(f) = E_1(\text{Sen}^2 2tb(f - f_c) + (\text{Sen}^2 2tb(f - f_c)))$$

El ancho de banda será $1/t_b$

La distancia entre puntos de la constelación será $2\sqrt{E}$

Modulación digital sin memoria. La modulación es la operación que convierte (mapeo) valores digitales a formas de onda. Este mapeo se realiza tomando bloques de dígitos binarios $k=\log_2 M$ al mismo tiempo de una secuencia $\{a_n\}$ y seleccionando uno de $M=2^k$ formas de onda finitas $\{s_m(t), m=1,2,\dots,M\}$. En este tipo de modulación es en que el mapeo de la secuencia $\{a_n\}$ a las formas de onda $\{s_m(t)\}$, son independientes unos de otros, es decir el símbolo modulado en el tiempo t no depende del valor de los símbolos siguientes o posteriores. Ejemplos, PAM y QAM

Modulación digital con memoria. Cuando el mapeo de la secuencia digital $\{a_n\}$ a formas de onda $\{s_m(t)\}$ se realiza bajo condiciones definidas por formas de onda previamente transmitidas. Ejemplos, CPFSK, PCM y MSK.

4.2.3 Modulación digital en amplitud con cuadratura (Quadrature Amplitude Shift Keying QASK). En los ejemplos mencionados arriba de PSK, se transmiten símbolos que se distinguen unos de otros por la fase, la amplitud se mantiene constante. En QASK, no solo se cambia la fase, sino la amplitud también. En los sistemas QASK se varia la amplitud y la fase de la forma de onda transmitida.

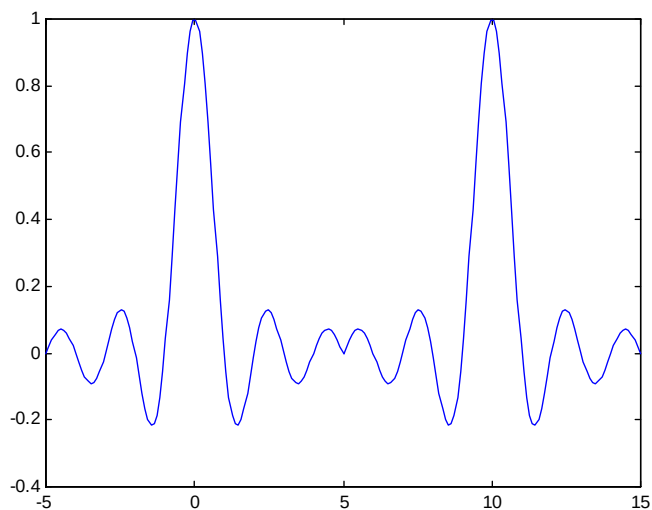


Figura 4.30 Densidad espectral de frecuencia de una señal BPSK

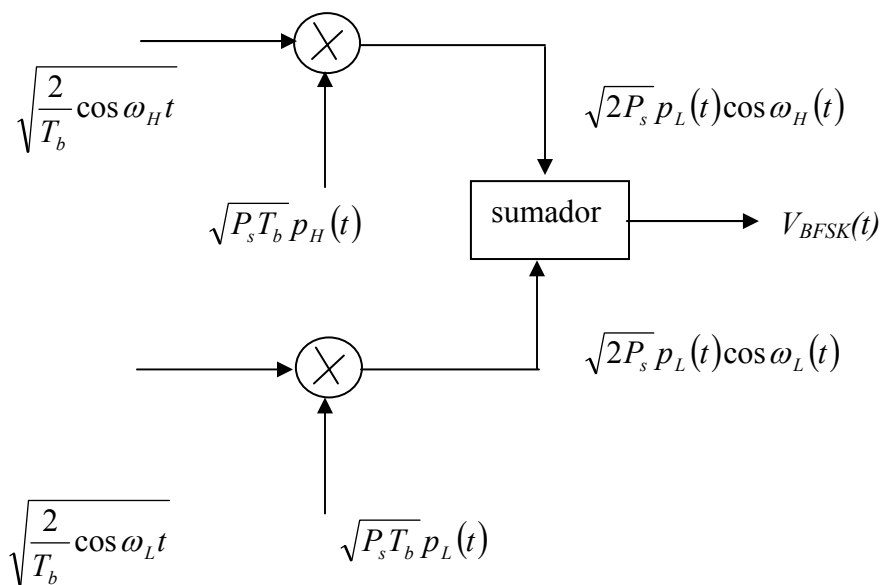


Figura 4.31 Modulador BPSK

4.2.4 Modulación FSK

FSK con valores múltiples (M-ary FSK). En este tipo de modulación la señal binaria es convertida a M símbolos representados por frecuencias. Cada símbolo es una frecuencia diferente por lo que el ancho de banda de este tipo de modulador es muy grande, pero tiene poca posibilidad de error, si se usan frecuencias ortogonales.

$$B=2Mf_s$$

Ya que $f_s=f_b/N$ y $M=2^N$ entonces:

$$B=2^{N+1}f_b/N$$

Problema 1. Se tiene una señal binaria que tiene el siguiente patrón: 01000101110110101011, quiere modular esta señal con modulación BFSK y la señal portadora tiene una frecuencia de 1kHz. Y la señal moduladora es de 100 Hz. Cuales serán las frecuencias de salida con BPSK y cuáles serán las frecuencias de salida con modulación FSK M-aria con $M=4$.

FSK Mínima. (MSK) Para explicar que es MSK es necesario, explicar las dos diferencias principales entre QPSK y MSK:

1. En MSK, la forma de onda de banda base, la onda digital, cuando cambia de 1 a 0 ó de 0 a 1, los cambios no son abruptos cambios rectangulares, sino cambios más suaves. Esto se logra pasando la señal digital por un filtro pasa bajos, para suavizar los cambios. Esto hace que el lóbulo mayor de la forma de onda sea más grande, pero las bandas laterales son menores.
2. La forma de onda MSK tiene continuidad de fase, no hay cambios abruptos de fase como en QPSK. Para evitar interferencia entre símbolos causada por amplificadores no lineales.

En MSK la señal transmitida es:

$$v_{MSK}(t) = \sqrt{2P_s} \left[b_e(t) \sin 2\pi \left(\frac{t}{4T_b} \right) \cos \omega_0 t \right] + \sqrt{2P_s} \left[b_o(t) \cos 2\pi \left(\frac{t}{4T_b} \right) \right] \sin \omega_0 t$$

Aplicando identidades trigonométricas:

$$v_{MSK}(t) = \sqrt{2P_s} \left[\frac{b_o(t) + b_e(t)}{2} \right] \sin(\omega_0 + \Omega)t + \sqrt{2P_s} \left[\frac{b_o(t) - b_e(t)}{2} \right] \sin(\omega_0 - \Omega)t$$

donde

$$\Omega = \frac{2\pi}{4T_b} = 2\pi \left(\frac{f_b}{4} \right)$$

Si escogemos que las dos frecuencias moduladas sean las posibles frecuencias ortogonales en el intervalo T_b entonces:

$$\int_0^{T_b} \sin \omega_H t \sin \omega_L t dt = 0$$

Esta condición se cumple para los enteros n y m tales que:

$$2\pi(f_H - f_L)T_b = n\pi$$

$$2\pi(f_H + f_L)T_b = m\pi$$

Además:

$$f_H = f_0 + \frac{f_b}{4}$$

$$f_L = f_0 - \frac{f_b}{4}$$

Por lo que se deduce que n debe ser igual a 1 y es por esto, que se le llama a este tipo de modulación mínima. Ya que con $n = 1$ f_H y f_L están los mas cerca una de otra como pueden estar, para conservar el principio de ortogonalidad.

Modulación MSK ("Minimum Shift Keying"). MSK es un tipo especial de esquema de modulación FSK ("Frequency Shift Keying"), con fase continua y un índice de modulación de 0.5. El índice de modulación de una señal FSK es similar al de FM, y se define por $k_{FSK} = (2D F)/R_b$, donde $2D F$ es el desplazamiento en frecuencia de pico a pico y R_b es el bit rate. Un índice de modulación de 0.5 se corresponde con el mínimo espacio en frecuencia que permite que dos señales FSK sean ortogonales y coherentes, y el nombre MSK significa la mínima separación en frecuencia que permite una detección ortogonal. MSK es una modulación espectralmente eficiente. Posee propiedades como envolvente constante, eficiencia espectral, buena respuesta ante los errores de bits, y capacidad de auto sincronización. Una señal MSK genérica se puede expresar como:

$$S_{MSK}(t) = m_I(t) \cos\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right) \cos(2\pi f_c t) + m_Q(t) \sin\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right) \sin(2\pi f_c t)$$

donde $m_I(t)$ y $m_Q(t)$ son los bits pares e impares de la cadena de datos bipolares que tienen valores de +1 o de -1 y que alimentan los bloques en fase y en cuadratura del modulador.

La forma de onda MSK se puede ver como un tipo especial de FSK de fase continua y por tanto la ecuación anterior se puede re-escribir usando las propiedades trigonométricas como

$$s_{MSK} = \cos \left[2\pi f_c t - m_I(t)m_Q(t) \frac{\pi t}{2T_b} + \phi_k \right]$$

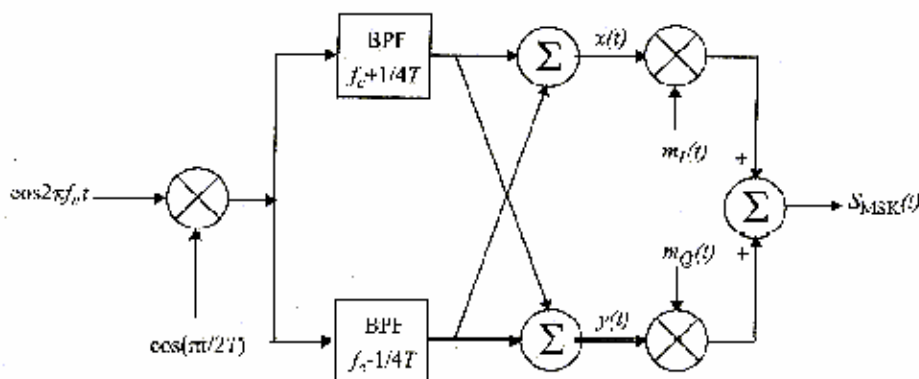


Diagrama a bloques de un transmisor MSK(modulador)

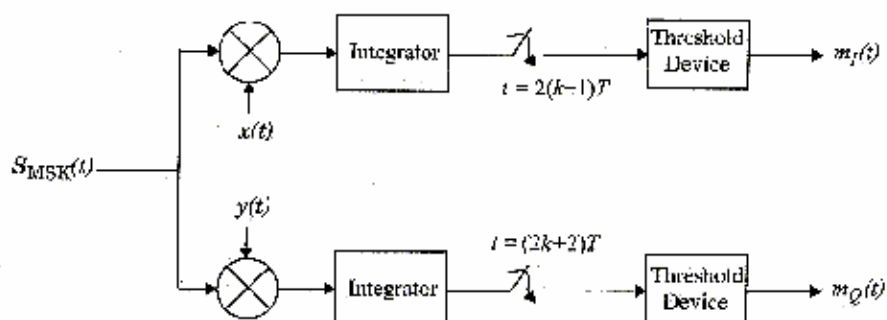


Diagrama a bloques de un receptor MSK(demodulador)

Figura 4.32 Diagrama de bloques de un modulador y demodulador MSK

donde Φ_k es 0 ó π dependiendo de si $m_I(t)$ es 1 ó -1. De la ecuación anterior se puede deducir que MSK tiene amplitud constante. La continuidad de fase en los periodos de transición de bits se asegura escogiendo la frecuencia de la portadora como un múltiplo entero de un cuarto del bit de velocidad. La fase de la señal MSK varía linealmente durante el transcurso de cada período de bit.

La Figura 4.32 muestra un modulador y demodulador típico MSK. Multiplicando una señal portadora por $\cos[\pi t/2T]$, se producen dos señales coherentes en fase a las frecuencias $f_c + 1/4T$ y $f_c - 1/4T$. Estas dos señales FSK se separan usando dos filtros paso banda estrechos y se combinan apropiadamente para formar las dos señales en fase y en cuadratura, $x(t)$ e $y(t)$ respectivamente. Estas portadoras se multiplican por las cadenas de bits impares y pares, $m_I(t)$ y $m_Q(t)$ para producir la señal modulada MSK $s_{MSK}(t)$.

En el receptor (demodulador) de la figura 4.33, la señal recibida $s_{MSK}(t)$ (en ausencia de ruido e interferencias) se multiplica por las portadoras respectivas en fase y en cuadratura. La salida de los multiplicadores se integra durante dos periodos de bit y se introduce en un circuito de decisión al final de estos dos periodos. Basado en el nivel de la señal a la salida del integrador, el dispositivo de decisión decide si la señal es 1 ó 0. Las cadenas de datos de salida se corresponden con las señales $m_I(t)$ y $m_Q(t)$, que se combinan para obtener la señal de-modulada.