



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA
DE MEXICO

FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES
CUAUTITLAN



**"COMUNICACIONES. TIPOS DE MODULACION
EN LA TRANSMISION DE INFORMACION
VIA MICROONDAS"**

**TRABAJO DE SEMINARIO
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
P R E S E N T A :
ARMANDO GARCIA TRONCOSO**

ASESOR: ING. ALFONSO CONTRERAS MARQUEZ

U. N. A. M.
FACULTAD DE ESTUDIOS
SUPERIORES-CUAUTITLAN



DEPARTAMENTO DE
EXAMENES PROFESIONALES

CUAUTITLAN IZCALLI, EDO. DE MEX.

1996

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.



UNIVERSIDAD NACIONAL
AVENIDA DE
MEXICO

FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES CUAUTITLAN
UNIDAD DE LA ADMINISTRACION ESCOLAR
DEPARTAMENTO DE EXAMENES PROFESIONALES

U. N. A. M.
FACULTAD DE ESTUDIOS
SUPERIORES - CUAUTITLAN



DEPARTAMENTO DE
EXAMENES PROFESIONALES

DR. JAIME KELLER TORRES
DIRECTOR DE LA FES-CUAUTITLAN
PRESENTE.

AT'N: ING. RAFAEL RODRIGUEZ CEBALLOS
Jefe del Departamento de Exámenes
Profesionales de la FES-C.

Con base en el art. 51 del Reglamento de Exámenes Profesionales de la FES-Cuautitlán, nos permitimos comunicar a usted que revisamos el Trabajo de Seminario: Comunicación

"Estrategia de modulación en la transmisión de información
vía fonogramas"

que presenta el pasante: Armando Guerra Troncoso

con número de cuenta: 8706315-0 para obtener el Título de:
Ingeniero Mecánico Electricista

Considerando que dicho trabajo reúne los requisitos necesarios para ser discutido en el EXAMEN PROFESIONAL correspondiente, otorgamos nuestro VISTO BUENO.

ATENTAMENTE.

"POR MI RAZA HABLARA EL ESPIRITU"

Cuautitlán Izcalli, Edo. de México, a 16 de Febrero de 19 96

MODULO:	PROFESOR:	FIRMA:
<u>1</u>	<u>Ing. Jorge Gutierrez</u>	<u>[Firma]</u>
<u>2</u>	<u>Ing. Juan González</u>	<u>[Firma]</u>
<u>3</u>	<u>Ing. Mercedes Tallitud</u>	<u>[Firma]</u>

DEP/VOBOSER

Primeramente quiero agradecer a Dios por haberme dado la oportunidad de cursar una carrera universitaria.

A mis padres por su incondicional apoyo hasta en los momentos más difíciles,

A mis hermanos por su comprensión y tolerancia.

Contenido

INTRODUCCION	1
Parte 1	
Sistemas de banda base	2
1.1 Sistemas de banda base	2
Parte 2	
Modulación ASK y FSK	4
2.1 Radio digital	4
2.2 Amplitude Shift Keying (ASK)	4
2.2.1 Moduladores	6
2.3 Detectores coherentes	6
2.4 FSK (Frequency Shift Keying)	7
2.5 Transmisor de FSK	7
2.6 Consideraciones de ancho de banda	9
2.7 Receptor de FSK	10
Parte 3	
Modulación PSK	12
3.1 PSK (Phase Shift Keying)	12
3.2 PSK Binaria	12
3.3 Transmisor BPSK	12
3.4 Consideraciones de ancho de banda de la BPSK	15
3.5 Receptor BPSK	16
3.6 Codificación M-aria	18
3.7 QPSK (Quaternary Phase Shift Keying)	18
3.8 Transmisor QPSK	18
3.9 Consideraciones de ancho de banda de la QPSK	21
3.10 Receptor QPSK	22
3.11 Offset QPSK	23
3.12 8-QPSK	25
3.13 Transmisor 8-PSK	25
3.14 Consideraciones de ancho de banda de la 8-PSK	26
3.15 Receptor 8-PSK	29
3.16 16-PSK	29
Parte 4	
Modulación QAM	31
4.1 QAM (Quadrature Amplitude Modulation)	31
4.2 Ocho-QAM	31
4.3 Transmisor 8-QAM	31
4.4 Consideraciones de ancho de banda de la 8-QAM	33
4.5 Receptor QAM	33
4.6 16-QAM	33
4.7 Transmisor 16-QAM	33
4.8 Consideraciones de ancho de banda de la 16-QAM	35
4.9 Eficiencia de ancho de banda	37

4.10 Resumen de PSK y QAM	37
----------------------------------	-----------

Parte 5

Modems	38
5.1 Estándares de modems	38
5.2 Representación genérica de un sistema de comunicación de datos	40
5.2.1 Interfaz DTE/DCE	40
5.2.2 Modems	41
Conclusiones	44
Bibliografía	45

INTRODUCCION

Durante varios años atrás, los sistemas de comunicaciones analógicos tradicionales que usan las técnicas convencionales de modulación de amplitud modulada (AM), frecuencia modulada (FM), o fase modulada (PM) han sido reemplazados gradualmente por los sistemas más modernos de comunicación digital.

Los sistemas de comunicación digitales ofrecen muchos avances sobresalientes sobre los sistemas analógicos tradicionales: fácil procesamiento, fácil multiplexión, e inmunidad al ruido.

El término *comunicaciones digitales* cubre un área muy amplio de técnicas de comunicaciones, incluyendo la transmisión digital y el radio digital. La transmisión digital es la transmisión de pulsos digitales entre dos puntos en un sistema de comunicaciones. Los sistemas digitales de transmisión requieren una facilidad física entre el transmisor y el receptor, como par de alambre metálico, cable coaxial, o cable de fibra óptica. En los sistemas de radio digitales, el medio de propagación es el espacio libre o atmósfera terrestre.

En este trabajo, pretendo dar a conocer algunos tipos de modulación usados en la transmisión de información vía microondas. Todas las partes que conforman un sistema de comunicaciones son de gran importancia y cada una tiene sus propias características. En este caso, como ya dije, explicaré el proceso de modulación. Es interesante saber como la información digital es enviada con la ayuda de señales analógicas, las cuales son moduladas o modificadas en algunas de sus características como son: amplitud, frecuencia, fase o una combinación de amplitud y fase.

Se hablará también sobre los MODEMS (contracción de MODulador-DEModulador) así como de algunas normas para éstos. Espero que el documento sea de utilidad para las personas que se interesen en conocer sobre técnicas de modulación.

Parte I

Sistemas de banda base

1.1 Sistemas de banda base

En comunicación analógica, la señal de banda base es la señal de información a la cual se le ha sometido a un proceso de codificación, es decir la información ya ha sido codificada y convertida a pulsos. La señal de banda base es a menudo usada sin modificación. Esto es cierto particularmente para la comunicación por alambre o telefónica, es decir, nosotros podemos enviar información en forma de pulsos a través de un par de alambres, cable coaxial y fibra óptica. Cuando el canal de comunicación es el espacio, la señal de banda base debe ser modificada antes de ser transmitida. Esto es cierto para ambos sistemas de comunicación digital y analógico.

Un sistema de comunicación digital empieza con una serie de números. Estos números deben ser convertidos a formas de onda para la transmisión. La conversión a formas de onda es conocida como banda base si son utilizadas señales de baja frecuencia.

El espectro de la señal de banda base se extiende desde corriente directa hasta algún valor finito (generalmente menos de unos cuantos MHz). En la figura 1 se muestra la señal de banda base en el dominio del tiempo así como su espectro de frecuencias. Este tipo de señales es el que generalmente se usan cuando nos referimos a términos como "información", "mensaje" o "datos". Para su transmisión se someten al proceso de formateado (símbolos) y de modulación de banda base o de pulsos. En el presente trabajo lo que nos interesa hablar es del proceso de modulación.

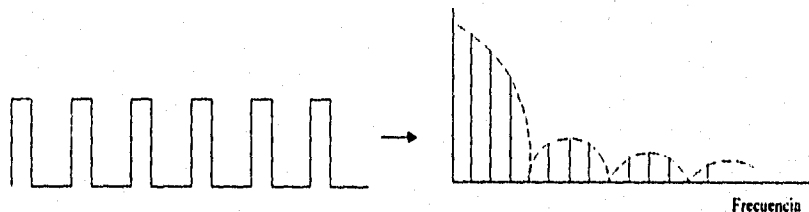


Figura 1. Señal de banda base

En la figura 2 se muestra un diagrama a bloques del formateo y transmisión de señales de banda base. En esta figura podemos ver que lugar ocupa el bloque de modulación de la señal así como el bloque de detección, durante todo el proceso de transmisión.

En la figura 2 se puede ver que la información que tiene ya un formato digital se aplica directamente al modulador, mientras que la información textual es transformada a dígitos binarios mediante el bloque

codificador. Por otra parte en caso de tratarse de información analógica, el formateado de la misma requiere de tres pasos: muestreo, cuantificación y codificación.

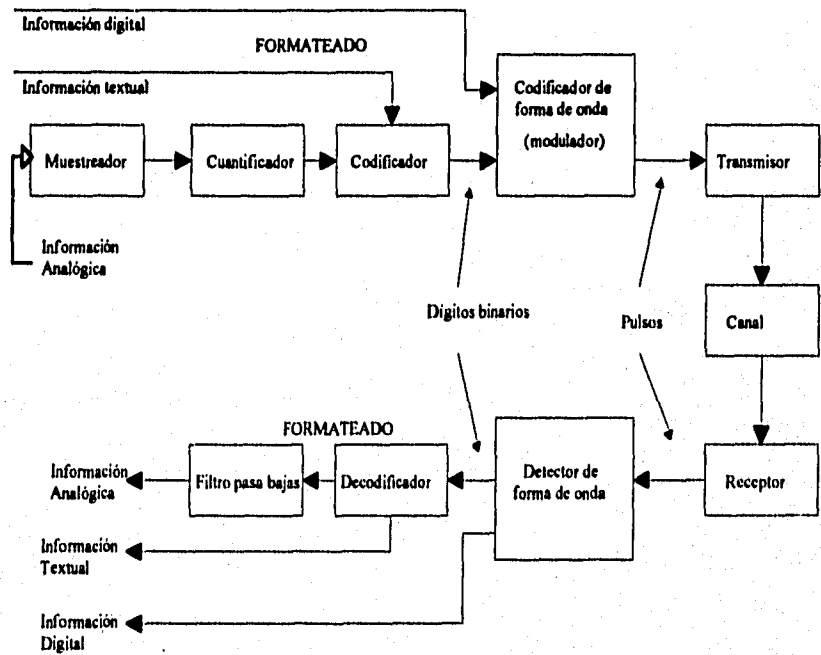


Figura 2. Formateo y transmisión de una señal de banda base

Parte 2

Modulación ASK y FSK

2.1 Radio Digital

La propiedad que distingue a un sistema de radio digital de un sistema de radio convencional de AM, FM, o PM es que en un sistema de radio digital las señales moduladas y demoduladas son pulsos antes que formas de onda analógicas. El radio digital usa portadoras analógicas como lo hacen los sistemas tradicionales. Puesto que la señal de banda base consiste de bajas frecuencias, no puede ser transmitida eficientemente a través del canal con características de pasa-banda.

Hay tres métodos o técnicas generales de modificación de la señal de banda base de tal forma que ésta pueda ser transmitida eficientemente a través del canal.

Las tres técnicas son las mismas que aquellas usadas en la comunicación analógica: *amplitud modulada* (AM), *frecuencia modulada* (FM) y *fase modulada* (PM). Ahora, los tipos básicos de modulación digital más comúnmente usados son: ASK (*amplitude shift keying*), FSK (*frequency shift keying*), PSK (*phase shift keying*) y QAM (*quadrature amplitude modulation*).

2.2 Amplitud Shift Keying (ASK)

En este tipo de modulación, si la señal de información es binaria, la senoidal tiene una de solo dos posibles amplitudes posibles durante cada periodo de bit. Por lo tanto podemos analizar el caso binario donde la señal es constante en cada porción usando la siguiente ecuación para los segmentos de señal transmitidos.

$$S_i(t) = A/2 [1 + m d_i(t)] \cos(2\pi f_c t)$$

donde:

$s_i(t)$ = señal portadora

m = índice de modulación

f_c = frecuencia central o de portadora

Resultan dos segmentos de señal donde $i = 0$ e $i = 1$ para enviar un dígito binario 0 y 1 respectivamente. $d_i(t)$ es cualquiera de los dos valores +1 o -1, de esta forma puede ser considerado como un dato bipolar normalizado. m es el índice de modulación. Así, por ejemplo, si $m = 0$, enviamos una señal portadora pura. Si $m = 1/2$, enviamos una senoidal partida de amplitud $A/4$ para un 0 y de amplitud $3A/4$ para un 1. Una forma de onda representativa es mostrada en la figura 3. Esta forma de transmisión es conocida como ASK (*amplitude shift keying*).

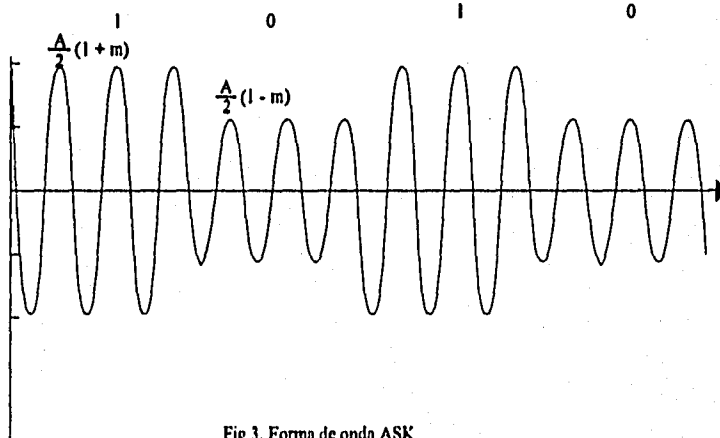


Fig 3. Forma de onda ASK

El caso de $m = 1$ es comúnmente usado. Con este índice de modulación, transmitimos una señal de amplitud cero para transmitir un 0 binario y una senoide de amplitud A para transmitir un 1 binario. A este método también se le llama *on-off keying* (OOK). La figura 4 ilustra una forma de onda representativa. OOK es equivalente a una portadora modulada en amplitud con una señal de banda base unipolar.

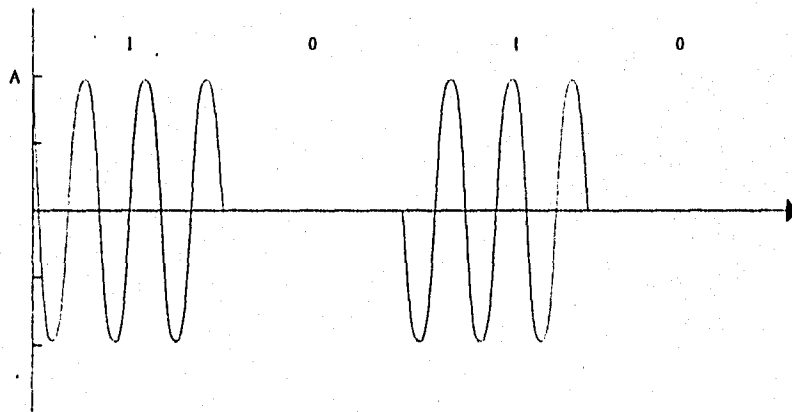


Figura 4. Forma de onda On-off keying

2.2.1 Moduladores

Hay dos aproximaciones para la generación de una forma de onda ASK. Una técnica empieza con la señal de banda base y usa ésta para modular en amplitud a una portadora senooidal.

Debido a que la señal de banda base consiste de segmentos de onda, la onda de AM también consiste de distintos segmentos modulados.

Otra aproximación es generar la onda de AM directamente sin la formación primera de la señal de banda base. En el caso binario, el generador sólo tiene que ser capaz de formular uno de los dos distintos segmentos de onda de AM. Para la modulación on-off keying, necesitamos solamente "switchear" el oscilador en encendido y apagado, como se muestra en la figura 5.

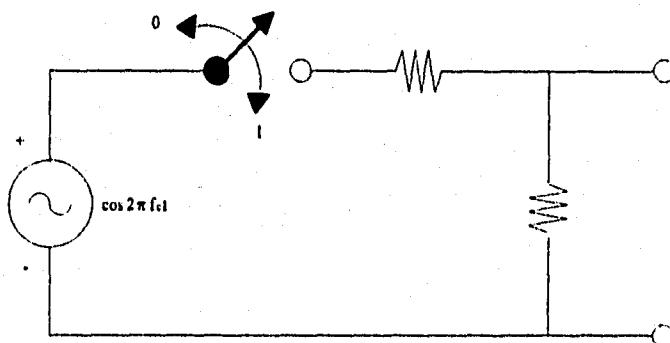


Figura 5. Modulador para OOK BASK

2.3 Detectores coherentes.

Así como hay dos clases de moduladores, también hay dos clases de demoduladores. Una primera aproximación demodula la onda de AM para recobrar la señal de banda base. Este proceso puede ser llevado a cabo usando las técnicas de demodulación analógica. Una vez que la señal de banda base ha sido recobrada, se decodifica la señal resultante en una señal de datos.

La segunda clase de demoduladores combina la demodulación y la decodificación en una simple operación. Puesto que la comunicación es digital, la forma de onda de AM recibida consiste de segmentos de señal discretos. El receptor necesita simplemente reconocer cual de los posibles segmentos de señal está siendo recibido durante cada periodo de muestreo. Sabemos que el receptor óptimo para este propósito es el filtro detector. Este es mostrado en la figura 6. Para el caso de *on-off keying*, el detector de la figura 6 se reduce al mostrado en la figura 7.

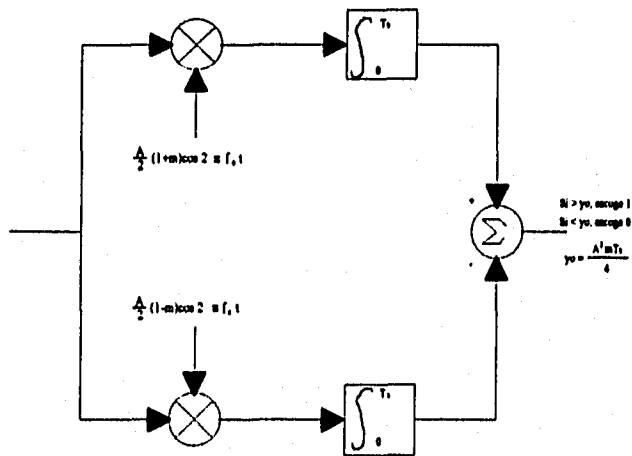


Figura 6. Filtro detector para FSK

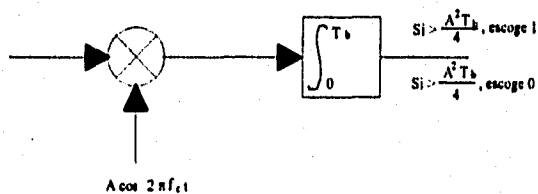


Figura 7. Filtro detector para OOK

2.4 FSK (Frequency Shift Keying)

La modulación FSK es relativamente simple. FSK es una envolvente constante modulada en ángulo similar a la frecuencia modulada convencional excepto que la señal de modulación es una línea de pulso binario antes que una forma de onda con cambios continuos.

2.5 Transmisor de FSK

Con la modulación FSK binaria la frecuencia central o de portadora es cambiada (desviada) por los datos de entrada binarios. Consecuentemente la salida del modulador FSK es una función en el dominio de la frecuencia. Como la señal binaria de entrada cambia de 0 lógico a 1 lógico, y viceversa, la salida FSK cambia entre dos valores de frecuencia: *marca o frecuencia de 1 lógico* y *espacio o frecuencia de 0 lógico*. Con FSK, hay un cambio en la frecuencia de salida cada vez que la condición lógica de la señal de entrada

binaria cambia. Consecuentemente la razón de cambio a la salida es igual a la razón de cambio a la entrada. En modulación digital, la razón de cambio a la entrada del modulador es llamada *razón de bit* y tiene las unidades de bit por segundo (bps). La razón de cambio a la salida del modulador es llamada *baud* o *razón de bauds* y es igual al recíproco del tiempo de un elemento de señalización de salida. En FSK, la razón de entrada y salida son iguales; por lo tanto la razón de bits y la razón de bauds son iguales. En la figura 8 se muestra una señal modulada con la técnica FSK.

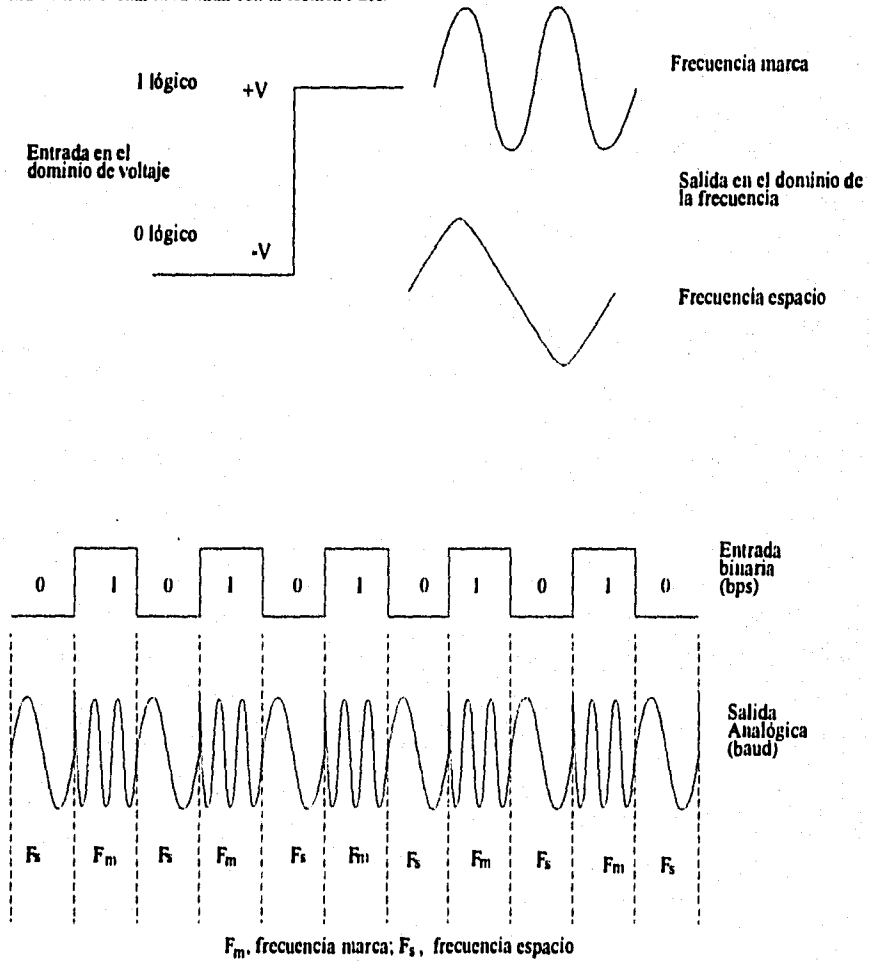


Figura 8. Transmisor FSK binario

2.6 Consideraciones de ancho de banda

Como en todos los sistemas electrónicos de comunicaciones, el ancho de banda es una de las consideraciones primarias cuando se diseña un transmisor FSK.

La figura 9 muestra un modulador FSK. Un modulador FSK es un tipo de transmisor de FM y es usado a menudo un oscilador controlado por voltaje (VCO). Se puede ver que la razón de cambio más rápida a la entrada de datos ocurre cuando la entrada binaria es una serie de 1's y 0's alternantes.: llamada como onda cuadrada. La frecuencia fundamental de una onda cuadrada es igual a un medio de la razón de bit.

La frecuencia restante del VCO es escogida de tal forma que caiga en la mitad de las frecuencias marca y espacio. La condición de un 1 lógico a la entrada corre al VCO desde su frecuencia restante hasta la frecuencia de marca, y la condición de un 0 lógico corre al VCO desde su frecuencia restante a la frecuencia de espacio. Consecuentemente, como la entrada binaria cambia de 1 a 0 lógicos, y viceversa, la frecuencia de salida del VCO se corre o desvía atrás y adelante de las frecuencias marca y espacio. Puesto que la FSK es una técnica de modulación de frecuencia, el índice de modulación es usado y es válido también y está dado por

$$MI = \Delta F / F_c$$

donde

MI = Índice de modulación

ΔF = desviación de frecuencia (Hz)

F_c = Frecuencia moduladora (Hz)

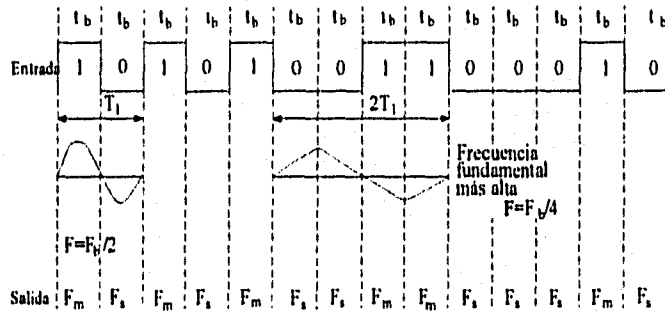


Figura 9. Modulador FSK. t_b , tiempo de un bit $\text{bit}=1/\text{bps}$; F_m , frecuencia marca; F_s , frecuencia espacio; T_1 , periodo del ciclo más corto; $1/T_1$, frecuencia fundamental de la onda cuadrada; F_b , razón de entrada de bits. (bps)

El peor índice de modulación es el que produce el más amplio ancho de banda de salida, llamado razón de desviación. El peor caso ocurre cuando la desviación de frecuencia y la frecuencia moduladora están en sus valores máximos.

En un modulador FSK, ΔF es la desviación de frecuencia pico de la portadora y es igual a la diferencia entre la frecuencia restante y la frecuencia marca o la frecuencia espacio (o un medio de la diferencia entre las frecuencias marca y espacio). La desviación de frecuencia pico, depende de la amplitud de la señal moduladora. En una señal digital, todos los 1's lógicos tienen el mismo voltaje y todos los 0's lógicos tienen el mismo voltaje; por lo que, la desviación de frecuencia es constante y siempre a su máximo valor. F_b es igual a la frecuencia fundamental de la frecuencia binaria de entrada la cual bajo la peor condición (1's y 0's alternantes) es igual a un medio de la razón de bit. Como consecuencia, para la FSK,

$$MI = \frac{\left| \frac{F_m - F_i}{2} \right|}{\frac{F_b}{2}} = \frac{|F_m - F_i|}{F_b}$$

donde

$$\frac{|F_m - F_i|}{2} = \text{desviación de frecuencia pico}$$

$$\frac{F_b}{2} = \text{frecuencia fundamental de la señal de entrada binar}$$

Con la FM convencional, el ancho de banda es directamente proporcional al índice de modulación. Por lo que, en la FSK se mantiene generalmente abajo de 1, produciendo así un espectro de salida de FM relativamente estrecho. El mínimo ancho de banda requerido para transmitir una señal es llamado *mínimo ancho de banda de Nyquist* (F_N). Cuando es usada la modulación y es generado un espectro de salida de doble banda lateral, el mínimo ancho de banda es llamado *mínimo ancho de banda de doble banda lateral de Nyquist* o el *mínimo ancho de banda de FI*.

2.7 Receptor FSK

El circuito más común para la demodulación de la señal de FSK es el PLL (*phase-locked loop*). El cual se muestra en la figura 10. Como la entrada al PLL varía entre dos frecuencias espacio y marca, el voltaje de error de corriente directa a la salida del comparador de fase sigue el cambio de frecuencia. Debido a que hay solo dos frecuencias de entrada, también hay solo dos voltajes de salida. Uno representa un 1 lógico y el otro representa un 0 lógico. Generalmente la frecuencia natural del PLL es hecha a la frecuencia central del modulador FSK. Como resultado, los cambios en el voltaje errado siguen los cambios en la frecuencia de la entrada analógica y son simétricos alrededor de 0 V de corriente directa.

La FSK tiene un error de operación más pobre que la PSK o la QAM y, como consecuencia, es menos usada en los sistemas de radio digitales de alta operación. Su uso se restringe a operaciones bajas, bajo costo, modems asíncronos, líneas de teléfono en la banda de voz.

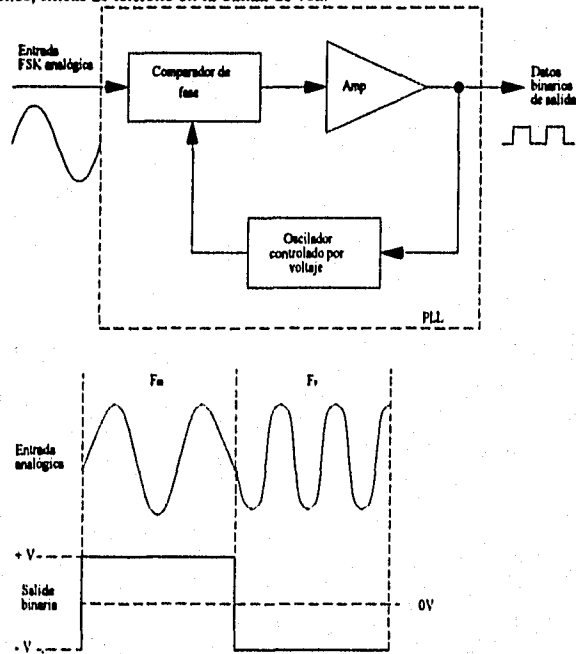


Figura 10. Demodulador FSK-PLL

Parte 3 Modulación PSK

3.1 PSK (Phase Shift Keying)

La PSK es similar a la modulación de fase convencional excepto que en la PSK la señal de entrada es una señal de dígitos binarios y es posible un número limitado de fases de salida.

3.2 PSK Binaria

Con PSK binaria (BPSK), dos fases de salida son posibles para una sola frecuencia de portadora. Una fase de salida representa un 1 lógico y la otra un cero lógico. Conforme la señal de entrada cambia, la fase de la portadora de salida cambia entre dos ángulos que están fuera de fase 180° .

3.3 Transmisor BPSK

La figura 11 muestra un diagrama a bloques simplificado de un modulador PSK. Dependiendo de la condición lógica de la entrada digital, la portadora es transferida a la salida ya sea en fase o defasada 180° respecto al oscilador local.

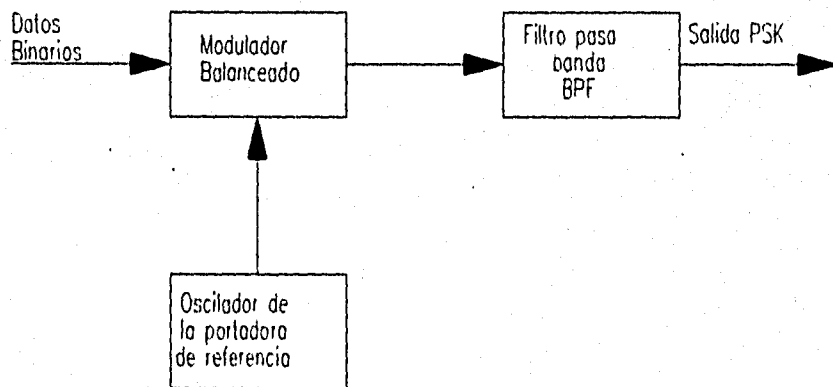


Figura 11. Modulador BPSK

La figura 12 muestra un diagrama esquemático de un modulador. El modulador tiene dos entradas: una portadora que está en fase con el oscilador de referencia y los datos binarios digitales. Para el funcionamiento apropiado del modulador, el voltaje de entrada digital debe ser mucho mayor que el voltaje pico de la portadora esto asegura que la entrada digital controle el estado de encendido y apagado de los diodos D1 a D4. Si la entrada binaria es un 1 lógico (voltaje positivo), los diodos D1 y D2 son polarizados en directa y conducen, mientras los diodos D3 y D4 son polarizados en inversa y no conducen. Con la

polarización mostrada, la portadora se genera a través del transformador T2 en fase con la portadora a través de T1. Consecuentemente, está en fase con el oscilador.

Si la entrada binaria es un cero lógico, los diodos D1 y D2 son polarizados en inversa, mientras que los diodos D3 y D4 son polarizados en directa. Como resultado, la portadora se genera a través del transformador T2 defasada 180° con respecto a la portadora a través de T1. La figura 13 muestra la tabla de verdad, el diagrama fasorial y el diagrama de constelación para un modulador PSK.

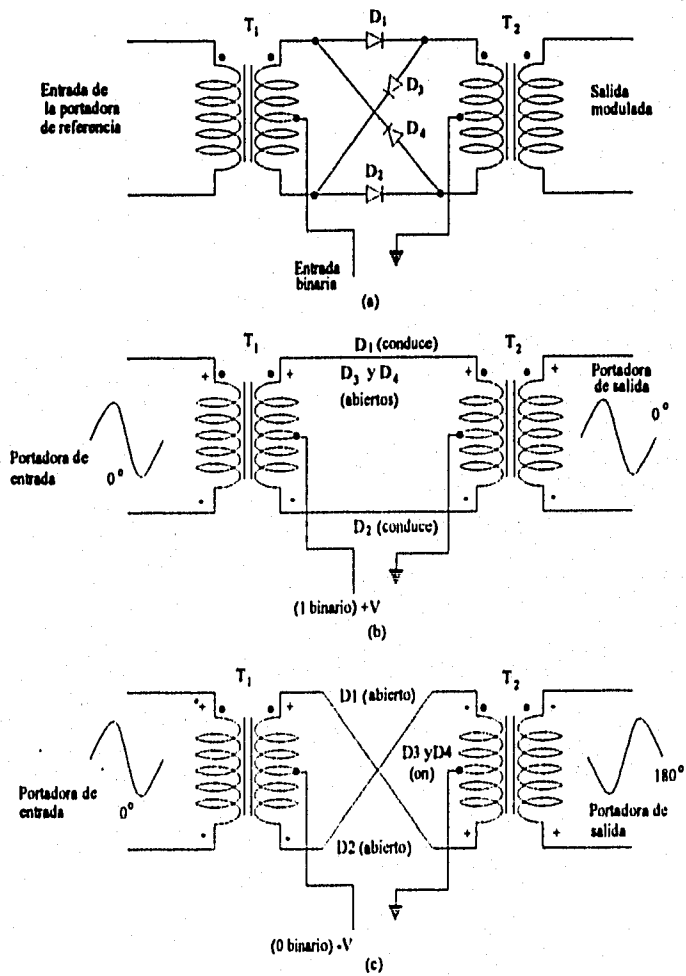


Figura 12. (a) Modulador ; (b) 1 lógico de entrada; (c) 0 lógico de entrada.

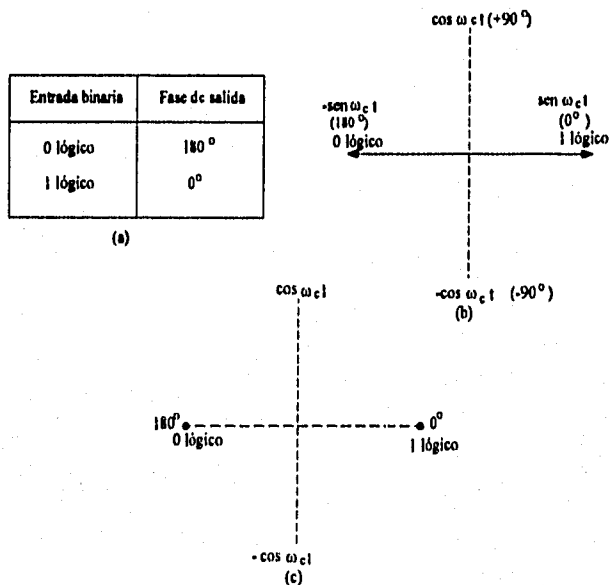


Figura 13. Modulador PSK: (a) tabla de verdad; (b) diagrama fasorial; (c) diagrama de constelación

3.4 Consideraciones de ancho de banda de la BPSK

En el modulador la señal de salida es producto de dos señales de entrada. En el modulador BPSK, la señal de entrada de la portadora es multiplicada por el dato binario. Si +1 V es asignado a un 1 lógico y -1 V es asignado a un 0 lógico, la portadora de entrada ($\text{sen } \omega_c t$) es multiplicada por +1 o -1. En consecuencia, la señal de salida es cualquiera de las dos siguientes: $+1 \text{sen } \omega_c t$ o $-1 \text{sen } \omega_c t$; la primera representa una señal que está en fase con el oscilador, la última una señal que está defasada 180° con el oscilador. Cada vez que la condición lógica de entrada cambia, la fase de salida cambia. Por lo tanto, para la BPSK, la razón de cambio de salida (bauds) es igual a la razón de cambio de la entrada (bps), y el más amplio ancho de banda de salida ocurre cuando la entrada binaria es una secuencia alternante de 1's y 0's. La frecuencia fundamental (F_s) de una secuencia de 1's y 0's es igual a $\frac{1}{2}$ de la razón d bit ($F_b / 2$). Matemáticamente la fase de salida de un modulador BPSK es

$$\theta = (\text{sen } \omega_s t) \times (\text{sen } \omega_c t)$$

donde:

$(\text{sen } \omega_s t)$ = Frecuencia fundamental de la señal moduladora binaria.

$(\text{sen } \omega_c t)$ = Frecuencia de la portadora

o

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

Consecuentemente, el mínimo ancho de banda de doble banda lateral de Nyquist (F_N) es

$$(\omega_c t + \omega_b t) - (\omega_c t - \omega_b t) = 2\omega_b t$$

y debido a que $\omega_b t = F_b / 2$,

$$F_N = 2 (F_b / 2) = F_b$$

La figura 14 muestra la fase de salida versus la relación de tiempo para una forma de onda BPSK. Puede verse que el espectro de salida de un modulador BPSK es simplemente una portadora suprimida de doble banda lateral donde las frecuencias laterales superiores e inferiores son separadas de la frecuencia portadora por un valor igual a un medio de la razón de bit. Por lo que el mínimo ancho de banda (F_N) para pasar la señal de salida BPSK en el peor caso es igual a la razón de bit de entrada.

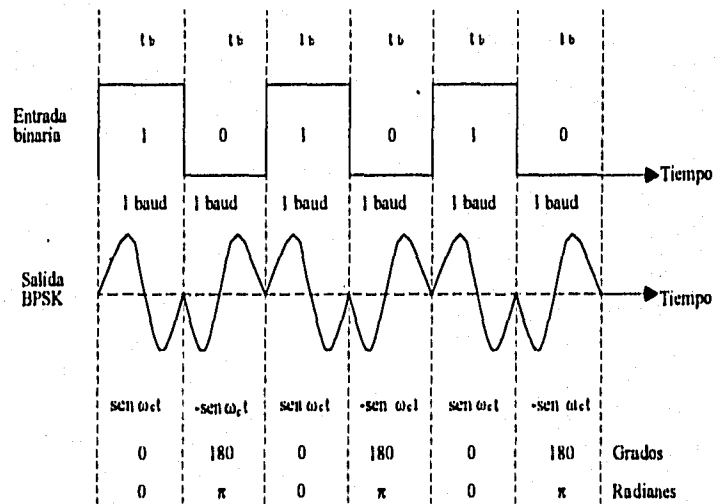


Figura 14. Fase de salida versus relación de tiempo para un modulador BPSK.

3.5 Receptor BPSK

La figura 15 muestra el diagrama a bloques de un receptor BPSK. La señal de entrada puede ser $+\text{sen } \omega_c t$ o $-\text{sen } \omega_c t$. El circuito separador coherente de portadora detecta y regenera una señal portadora que es coherente en frecuencia y fase con la portadora original transmitida. El modulador balanceado es un detector de producto; la salida es el producto de dos entradas (la señal BPSK y la portadora recobrada). El filtro pasa bajas (LPF) separa los datos binarios recobrados del espectro demodulado complejo.

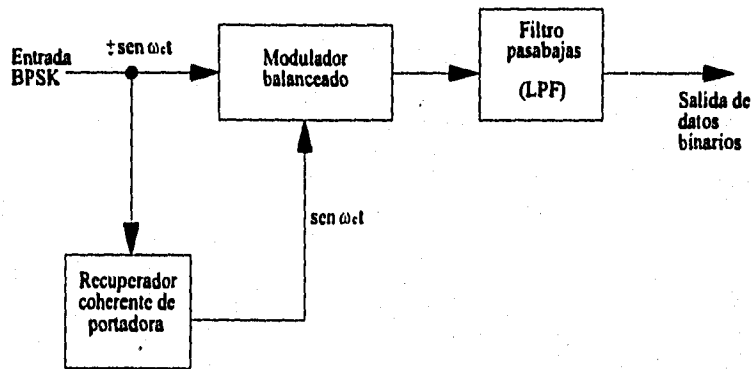


Figura 15. Receptor BPSK

Matemáticamente el proceso de demodulación es como sigue:

Para una señal de entrada PSK de $+\text{sen } \omega_c t$ (1 lógico), la salida del modulador balanceado es

$$\text{salida} = (\text{sen } \omega_c t) (\text{sen } \omega_c t) = \text{sen}^2 \omega_c t$$

o

$$\text{sen}^2 \omega_c t = \frac{1}{2}(1 - \cos 2\omega_c t) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega_c t$$

El término $\frac{1}{2} \cos 2\omega_c t$ representa la señal de salida filtrada por lo que se elimina éste quedando

$$\text{salida} = +\frac{1}{2} \text{ V dc} = 1 \text{ lógico}$$

Se puede ver que la salida del modulador balanceado contiene un voltaje de corriente directa positivo ($+\frac{1}{2}$ V) y una onda coseno de dos veces la frecuencia de portadora ($2\omega_c t$). El LPF tiene una frecuencia de corte mucho menor que $2\omega_c t$ y así bloquea la segunda armónica de la portadora y pasa solo la componente de corriente directa positiva. Un voltaje positivo representa un 1 lógico demodulado.

Para una señal de entrada de $-\text{sen } \omega_c t$ (0 lógico), la salida del modulador balanceado es

$$\text{salida} = (-\text{sen } \omega_c t) (\text{sen } \omega_c t) = -\text{sen}^2 \omega_c t$$

o

$$-\text{sen}^2 \omega_c t = -\frac{1}{2}(1 - \cos 2\omega_c t) = -\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_c t$$

El término $\frac{1}{2} \cos 2\omega_c t$ representa la señal de salida filtrada por lo que se elimina éste quedando

$$\text{salida} = -\frac{1}{2} \text{ V dc} = 0 \text{ lógico}$$

La salida del demodulador balanceado contiene un voltaje de corriente directa negativo ($-\frac{1}{2}V$) y una onda coseno de dos veces la frecuencia de la portadora ($2\omega_c t$). Otra vez, el LPF bloquea la segunda armónica de la portadora y pasa solo la componente de corriente directa negativa. Un voltaje negativo representa un 0 lógico demodulado.

3.6 Codificación M-aria

M-aria es un término derivado de la palabra "binaria". M es simplemente un dígito que representa el número de condiciones posibles. Las dos técnicas de modulación digital discutidas hasta ahora (FSK y PSK) son sistemas binarios; hay sólo dos posibles condiciones de salida. Una representa un 1 lógico y la otra un 0 lógico; así que son sistemas M-rios donde $M = 2$. Para un sistema PSK con cuatro fases posibles de salida $M = 4$. Si hubiera ocho fases posibles de salida, $M = 8$ y así sucesivamente. Matemáticamente,

$$N = \log_2 M$$

donde

N = número de bits

M = número de posibles condiciones de salida con n bits

3.7 QPSK (Quaternary Phase Shift Keying)

La QPSK o PSK en cuadratura, es otra forma de modulación de ángulo. QPSK es una técnica M-aria donde $M = 4$ (de ahí el nombre de "cuaternaria", que significa "4"). Con la QPSK cuatro fases de salida son posibles con una sola frecuencia de portadora. Debido a que hay cuatro fases diferentes de salida, debe haber cuatro condiciones diferentes de entrada. Ya que la entrada digital a un modulador QPSK es una señal binaria, para producir cuatro condiciones diferentes de entrada se toman más de un bit de entrada. Con dos bits hay cuatro posibles condiciones: 00, 01, 10 y 11. Por lo tanto, los datos binarios de entrada son combinados en grupos de dos bits llamados *dibits*. Cada código dibit genera una de las cuatro fases posibles de salida. Por lo que, la relación de cambio a la salida (razón de bauds) es un medio de la razón de bit a la entrada.

3.8 Transmisor QPSK

Un diagrama a bloques de un modulador QPSK es mostrado en la figura 16. Dos bits (un dibit) son colocados en un bloque separador de bit. Después que ambos han entrado en serie, son simultáneamente sacados en paralelo. Un bit es direccionado al canal I y el otro al canal Q. El bit I modula una portadora que está en fase con el oscilador de referencia (de ahí el nombre de "I" por "canal en fase"), y el bit Q modula una portadora que está defasada 90° o en cuadratura con la portadora del oscilador de referencia (el nombre de "Q" es por "cuadratura", "quadrature" en inglés).

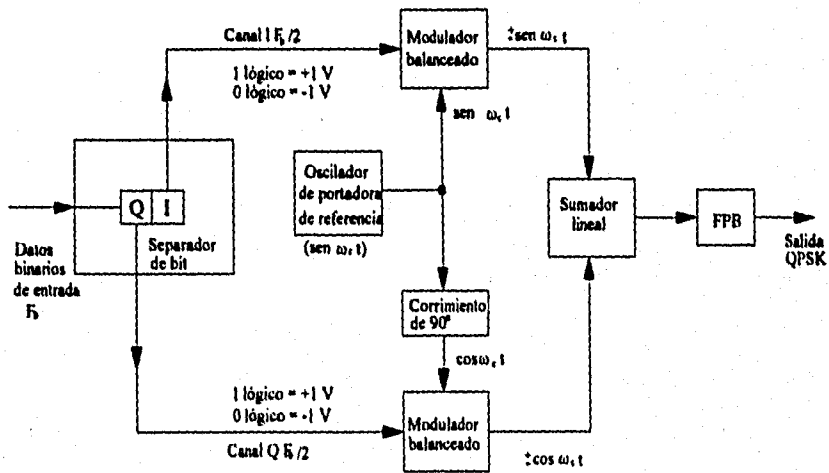


Figura 16. Modulador QPSK

Se puede ver que una vez que el dabit ha sido separado en los canales I y Q, la operación es la misma que en un modulador BPSK. Esencialmente, un modulador QPSK está compuesto por dos moduladores BPSK en paralelo. Otra vez, para un 1 lógico = +1V y un 0 lógico = -1V, dos fases son posibles a la salida del modulador balanceado I (+ sen $\omega_c t$ y -sen $\omega_c t$), y dos fases son posibles también para la salida del modulador balanceado Q (+cos $\omega_c t$ y -cos $\omega_c t$), hay cuatro fases posibles como resultado:
 $+ \text{sen } \omega_c t + \text{cos } \omega_c t$, $+ \text{sen } \omega_c t - \text{cos } \omega_c t$, $-\text{sen } \omega_c t + \text{cos } \omega_c t$, y $-\text{sen } \omega_c t - \text{cos } \omega_c t$.

En la figura 17 se puede ver que con la QPSK cada uno de los cuatro posibles fasores de salida tienen exactamente la misma amplitud. Por lo tanto, la información debe ser codificada enteramente en la fase de la señal de salida. Esta es la más importante característica de la PSK que la distingue de la QAM, la cual será explicada más adelante. En la figura 17 se puede ver también que la separación de dos fasores adyacentes cualesquiera es de 90°. La figura 18, muestra la fase de salida versus relación de tiempo para un modulador QPSK.

Entrada binaria		Fase de salida QPSK
Q	I	
0	0	-135°
0	1	-45°
1	0	+135°
1	1	+45°

(a)

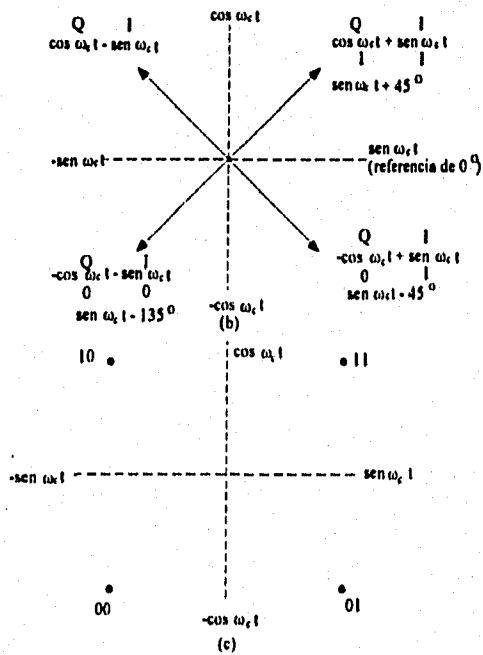


Figura 17. Modulador QPSK: (a) tabla de verdad; (b) diagrama fasorial; (c) diagrama de constelación.

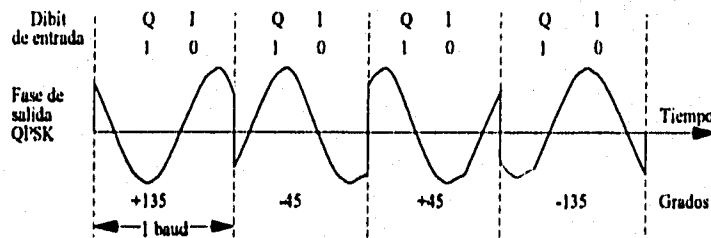


Figura 18. Fase de salida versus relación de tiempo para un modulador QPSK.

3.9 Consideraciones de ancho de banda de la QPSK

Ya que la entrada de datos en un modulador QPSK es separada entre dos canales, la razón de bit en cualquier canal I o Q es igual a un medio del dato de entrada ($F_b/2$). En consecuencia, la frecuencia fundamental más alta presente en la entrada al modulador I o Q es igual a un cuarto de la razón de la entrada de datos. Como resultado, la salida de los demoduladores balanceados I y Q requieren un ancho de banda mínimo de las bandas laterales de Nyquist igual a un medio de la razón de bit de entrada. Así, se realiza una compresión de ancho de banda en la QPSK. También, como la señal de salida QPSK no cambia de fase hasta que un dicit ha sido colocado en el separador de bit, la razón de cambio más rápida en la salida (baud) es también igual a un medio de la razón de entrada de bits. Como en la BPSK, el mínimo ancho de banda y los baud son iguales. Esta relación se muestra en la figura 19.

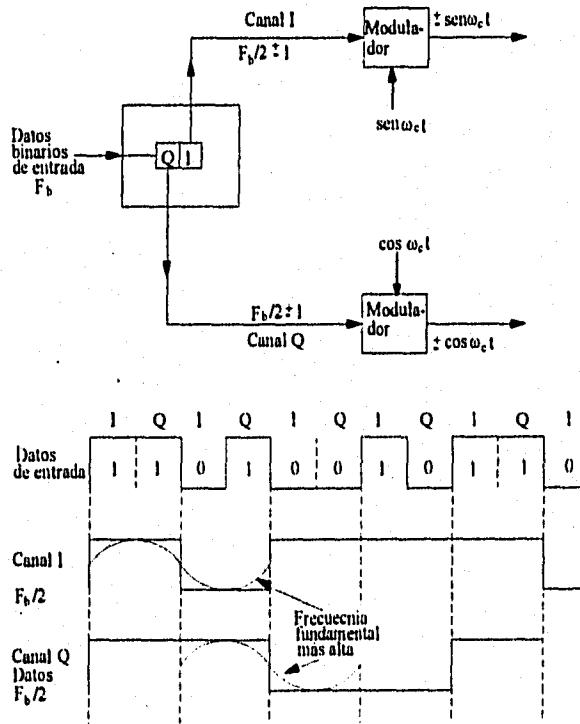


Figura 19. Consideraciones de ancho de banda para un modulador QPSK.

Las señales $\cos 2\omega_c$ y $\sin 2\omega_c t$ son filtradas por lo que nos queda

$$I = -\frac{1}{2} V \text{ dc (0 lógico)}$$

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

$$\begin{aligned} Q &= (-\sin \omega_c t + \cos \omega_c t)(\cos \omega_c t) \\ &= \cos^2 \omega_c t - (\sin \omega_c t)(\cos \omega_c t) \\ &= \frac{1}{2}(1 + \cos 2\omega_c t) - \frac{1}{2}\sin(\omega_c t + \omega_c t) - \frac{1}{2}\sin(\omega_c t - \omega_c t) \\ Q &= \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_c t - \frac{1}{2} \sin 2\omega_c t - \frac{1}{2} \sin 0 \\ &= \frac{1}{2} V \text{ dc (1 lógico)} \end{aligned}$$

Los bits I y Q demodulados (1 y 0, respectivamente) corresponden al diagrama de constelación y tabla de verdad para el modulador QPSK mostrado en la figura 17.

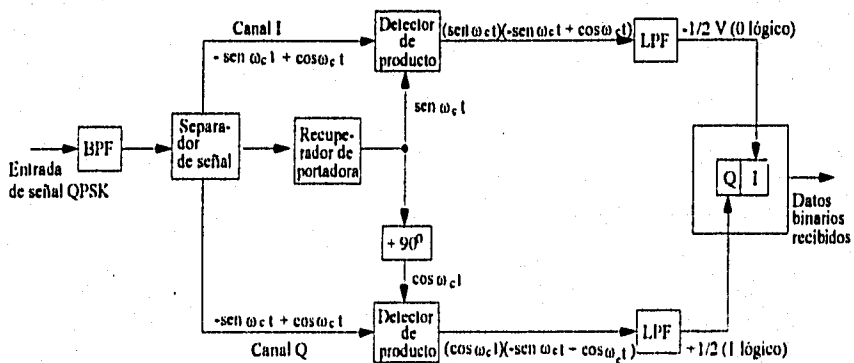


Figura 20. Receptor QPSK

3.11 Offset QPSK

Offset QPSK (OQPSK) es una forma modificada de la QPSK donde la forma de onda del bit en el canal I y Q son recorridas una de otra por un medio del tiempo de bit.

La figura 21 muestra un diagrama a bloques simplificado, el alineamiento de la secuencia de bits y el diagrama de constelación para un modulador OQPSK. Puesto que los cambios en el canal I ocurren a la mitad de los bits del canal Q, y viceversa, nunca hay más de un cambio de bit en el código dibit, y por lo tanto nunca habrá un corrimiento mayor de 90° en la fase de salida. En la QPSK convencional, un cambio en el dibit de entrada de 00 a 11 o de 01 a 10 causa un correspondiente corrimiento de 180° en la fase de salida. Por lo tanto una ventaja de la OQPSK es el corrimiento de fase limitado que debe ser impuesto durante la modulación. Una desventaja es que los cambios en la fase de salida ocurren a dos veces de la razón de

datos en cualquier canal, I o Q. Consecuentemente, los bauds y el mínimo ancho de banda son dos veces en relación a la QPSK convencional para una razón de transmisión de bits dada.

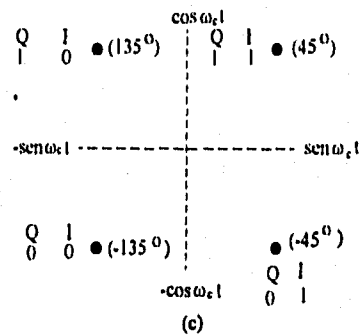
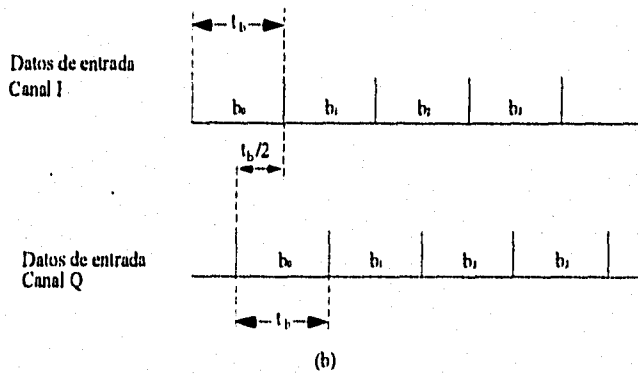
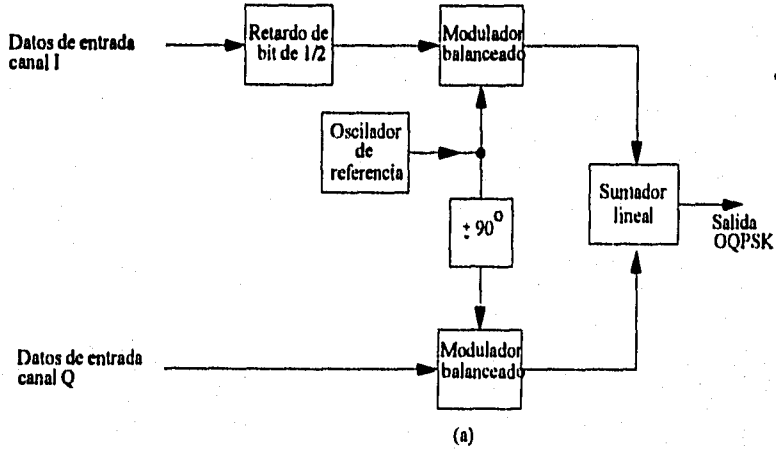


Figura 21. OQPSK: (a) diagrama a bloques; (b) alineación de bits; (c) diagrama de constelación.

3.12 8-PSK

8-QPSK es una técnica M-aria donde $M = 8$. Con una modulación 8-QPSK hay ocho posibles fases de salida. Para codificar ocho diferentes fases, los bits entrantes son considerados en grupos de 3 bits, llamados tribits ($2^3 = 8$).

3.13 Transmisor 8-PSK

En la figura 22 se muestra un diagrama a bloques de un modulador 8PSK. El tren de bits en serie entran al separador de bit, donde son convertidos a paralelo, tres canales de salida (el I o canal en fase, el Q o canal en cuadratura y el C o canal de control). Como consecuencia, la razón de bit en cada uno de los tres canales es $F_b/3$. Los bits en los canales I y C entran al convertidor de nivel de 2 a 4 del canal I, y los bits en el canal Q y \bar{C} entran al convertidor de nivel de 2 a 4 del canal Q. Esencialmente los convertidores de nivel 2 a 4 son convertidores digital-analógico (DAC's). Con dos bits de entrada son posibles cuatro valores de voltaje de salida. El algoritmo para los DAC's es muy sencillo. El bit I o Q determinan la polaridad de la señal analógica de salida (1 lógico = +V y 0 lógico = -V) mientras que el bit C o \bar{C} determina la magnitud (1 lógico = 1.307 V y 0 lógico = 0.541). Por lo que con dos magnitudes y dos polaridades, son posibles cuatro diferentes condiciones de salida.

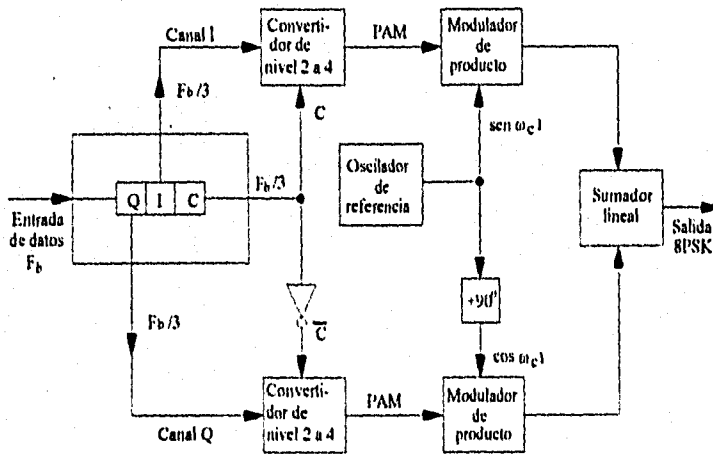


Figura 22. Modulador 8PSK

La figura 23 muestra la tabla de verdad y las correspondientes condiciones de salida para el convertidor de nivel de 2 a 4. Debido a que los bits C y \bar{C} nunca pueden ser del mismo estado lógico, las salidas de los convertidores de nivel I y Q nunca pueden tener la misma magnitud, aunque pueden tener la misma polaridad. La salida del convertidor de nivel de 2 a 4 es una señal PAM M-aria donde $M = 4$.

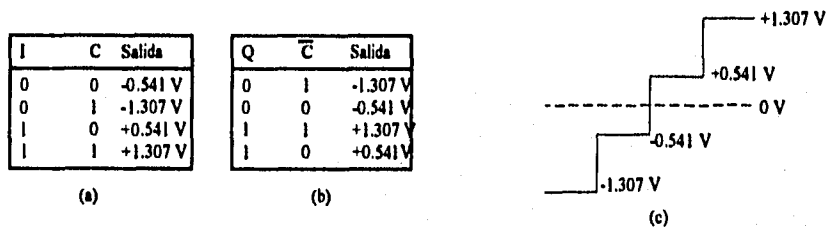


Figura 23. Convertidores de los canales I y Q: (a) tabla de verdad del canal I; (b) tabla de verdad del canal Q; (c) niveles PAM

De la figura 24 puede verse que la separación angular entre dos fasores cualesquiera es 45° la mitad de lo que es en la QPSK. Por lo tanto una señal 8PSK puede experimentar un corrimiento de fase de casi $\pm 22.5^\circ$ durante la transmisión y mantener su integridad. También cada fasor es igual en magnitud; la condición tribit (información actual) es otra vez contenida solamente en la fase de la señal. Los niveles de la PAM de 1.307 y 0.451 son valores relativos. Cada nivel puede ser usado a lo largo de todo su cociente sea $0.541/1.307$ y su arco tangente es igual a 22.5° . Por ejemplo si sus valores fueran doblados a 2.614 y 1.082, los ángulos de la fase resultante no cambiarán, aunque la magnitud del fasor debe incrementarse proporcionalmente.

También se observó que el código tribit entre dos fases adyacentes cualesquiera cambia solamente por un bit. Este tipo de código es llamado *Código Gray*, o algunas veces, *código de máxima distancia*. Este código es usado para reducir el número de errores de transmisión.

La figura 25 muestra la fase de salida versus relación de tiempo de un modulador 8-PSK.

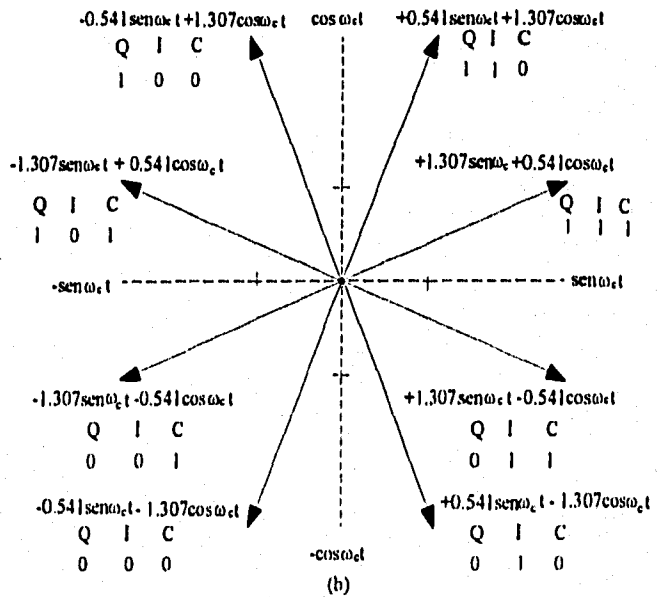
3.14 Consideraciones de ancho de banda de la 8-PSK

En la 8-PSK debido a que los datos son separados en tres canales, la razón de bit en el canal I, Q o C es igual a un tercio de la razón de entrada binaria ($F_b/3$). (El separador de bit alarga los bits I, Q y C a tres veces su longitud de entrada). Debido a que los bits I, Q y C son sacados en paralelo y simultáneamente los convertidores de nivel 2 a 4 también ven un cambio en sus entradas (y como consecuencia en sus salidas) a una razón igual a $F_b/3$.

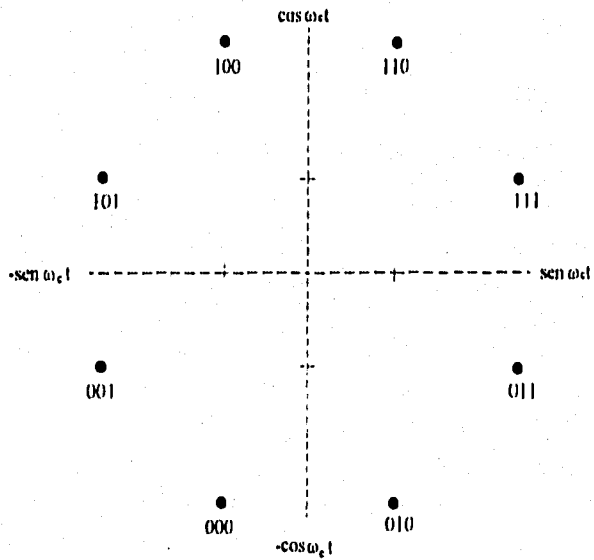
La figura 26 muestra la relación temporal de bit entre datos de entrada binarios; y las señales PAM I y Q. Se puede ver que la frecuencia fundamental más alta en los canales I, Q o C es igual a un sexto de la razón de bit de los datos de entrada binarios (un ciclo en los canales I, Q o C toman la misma cantidad de tiempo que seis bits de entrada). También, la frecuencia fundamental más alta en cada señal PAM es igual a un sexto de la razón de bit a la entrada.

Entrada binaria Q I C	Fase de salida 8PSK
000	-112.5°
001	-157.5°
010	-67.5°
011	-22.5°
100	$+112.5^\circ$
101	$+157.5^\circ$
110	$+67.5^\circ$
111	$+22.5^\circ$

(a)



(b)



(c)

Figura 24. Modulador 8PSK: (a) tabla de verdad; (b) diagrama fasorial; (c) diagrama de constelación.

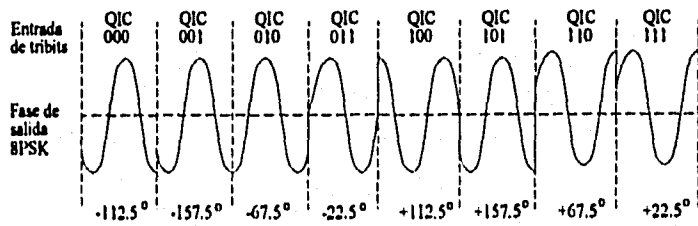


Figura 25. Fase de salida versus relación de tiempo para un modulador 8PSK

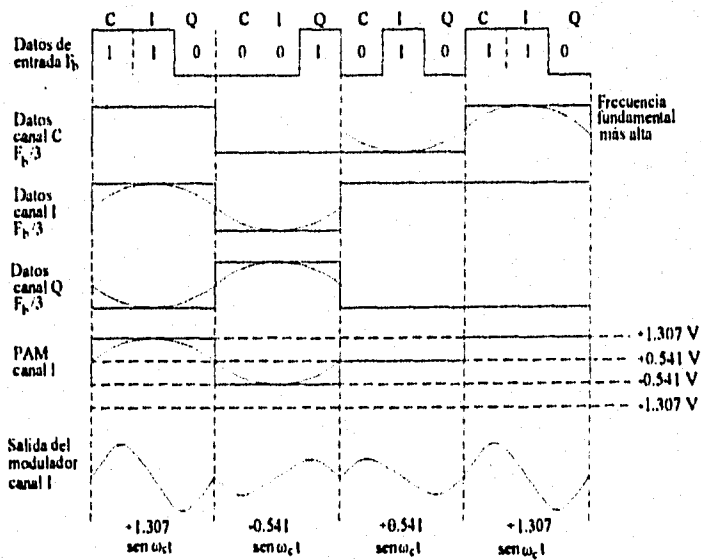
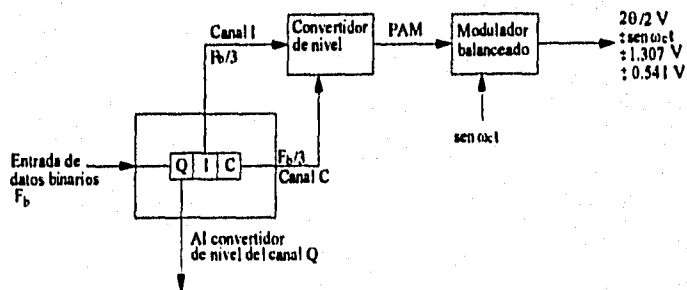


Figura 26. Consideraciones de ancho de banda para un modulador 8PSK.

Con un modulador 8-PSK, hay un cambio en fase a la salida para cada tres bits de datos a la entrada. Como consecuencia los bauds para 8PSK son igual a $F_b/3$, el mismo que el mínimo ancho de banda. Otra vez, los moduladores balanceados son moduladores de producto; su salida es el producto de la señal PAM y la portadora. Matemáticamente la salida del modulador balanceado es

$$0 = (X \text{ sen } \omega_b t)(\text{sen } \omega_c t)$$

donde

$$\omega_b t = 2\pi (F_b t/6) \quad \text{y} \quad \omega_c t = 2\pi F_c t$$

señal moduladora portadora

y

$$X = \pm 1.307 \quad \text{o} \quad \pm 0.541$$

Así

$$0 = (X \text{ sen } 2\pi (F_b t/6)) (\text{sen } 2\pi F_c t)$$

$$= X/2 \cos 2\pi (F_c - F_b/6)t - X/2 \cos 2\pi (F_c + F_b/6)t$$

El espectro de frecuencias de salida se extiende desde $F_c + F_b/6$ a $F_c - F_b/6$ y el mínimo ancho de banda (F_N) es

$$(F_c + F_b/6) - (F_c - F_b/6) = 2F_b/6 = F_b/3$$

3.15 Receptor 8-PSK

La figura 27 muestra un diagrama a bloques de un receptor 8-PSK. El separador de señales direcciona la señal de entrada a los detectores de productos I y Q y al circuito recuperador de portadora. El circuito recuperador de portadora reproduce la señal original del oscilador de referencia. La señal 8-PSK entrante es mezclada con la portadora recuperada en el detector de producto I y con una portadora en cuadratura en el detector de producto Q. Las salidas de los detectores de productos son señales PAM de 4 niveles que son alimentadas a los convertidores analógico-digital (ADC's) de 4 a 2. Las salidas del convertidor 4 a 2 en el canal I son los bits I y \bar{C} , mientras las salidas del convertidor 4 a 2 en el canal Q son los bits Q y \bar{C} . El circuito lógico paralelo-serie convierte los pares de bits I/C y Q/ \bar{C} a un tren de datos de salida en serie.

3.16 16-PSK

La 16-PSK es una técnica de codificación M-aria donde $M = 16$; hay 16 posibles fases de salida. Un modulador 16-PSK opera sobre datos de entrada en grupos de 4 bits llamados cuadribits. La fase de salida no cambia hasta que 4 bits han sido introducidos al modulador. Por lo tanto la razón de cambio a la salida (baud) y el mínimo ancho de banda son iguales a un cuarto de la razón de bits entrantes ($F_b/4$). La tabla de verdad y el diagrama de constelación para un transmisor 16-PSK son mostrados en la figura 28.

Para un 16-PSK la separación entre dos fases adyacentes de salida es solamente de 22.5° . Por lo tanto, una señal 16-PSK puede sufrir un corrimiento de fase de casi $\pm 11.25^\circ$ durante la transmisión y mantener su

integridad. Debido a esto, 16-PSK es altamente susceptible al deterioro de fase introducido en el medio de transmisión y es por lo tanto menos usada.

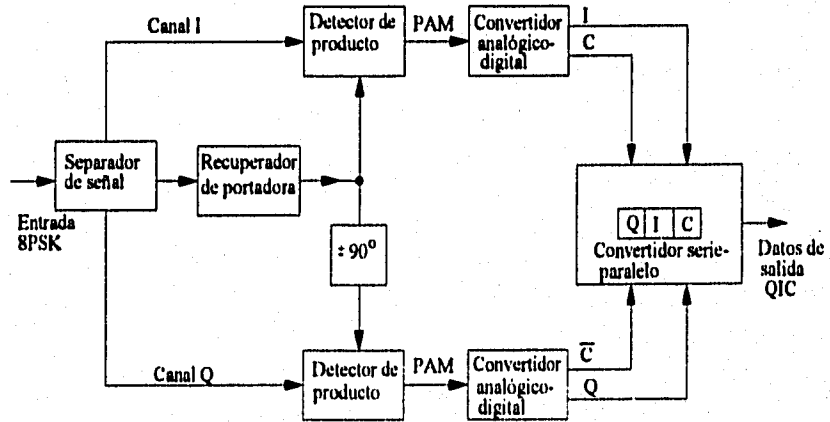


Figura 27. Receptor 8PSK

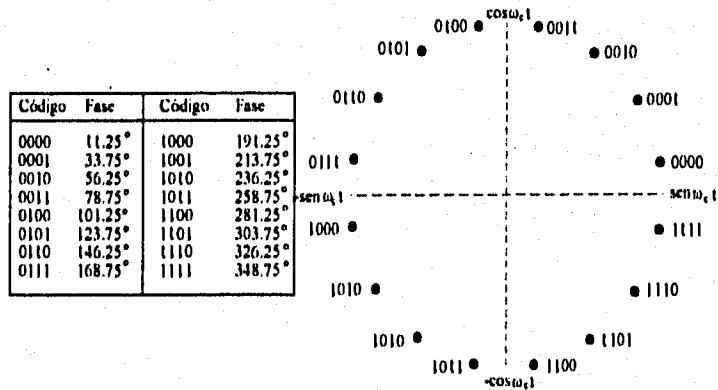


Figura 28. 16PSK: (a) tabla de verdad; (b) diagrama de constelación.

Parte 4

Modulación QAM

4.1 QAM (Quadrature Amplitude Modulation)

La QAM es una forma de modulación digital en donde la información digital está contenida tanto en la amplitud como en la fase de la portadora transmitida.

4.2 Ocho-QAM

La 8-QAM es una técnica de codificación M-aria donde $M = 8$. Como en la 8-PSK, la señal de salida de un modulador 8-QAM no es una señal de amplitud constante.

4.3 Transmisor 8-QAM

La figura 29 muestra el diagrama a bloques de un transmisor 8-QAM. Como se puede ver, la única diferencia entre el transmisor 8-QAM y el transmisor 8-PSK mostrado en la figura 22 es la omisión del inversor entre el canal C y el modulador de producto Q. Como en la 8-PSK, los datos de entrada son divididos en grupos de tres (tribits): canales I, Q y C, cada uno con una razón de bit igual a un tercio de la razón de los datos de entrada. Otra vez, los bits I y Q determinan la polaridad de la señal PAM a la salida de los convertidores de 2 a 4, y el canal C determina la magnitud. Debido a que el bit C es alimentado sin invertir a los convertidores de 2 a 4 de los canales I y Q, las magnitudes I y Q de la señal PAM son siempre iguales. Las polaridades dependen de la condición lógica de los bits I y Q y por lo tanto pueden ser diferentes. La figura 30 muestra la tabla de verdad para los convertidores de los canales I y Q; y puede verse que son los mismos.

La figura 31 muestra la fase de salida versus la relación de tiempo para un modulador 8-QAM. Note que hay dos amplitudes de salida y sólo son posibles cuatro fases.

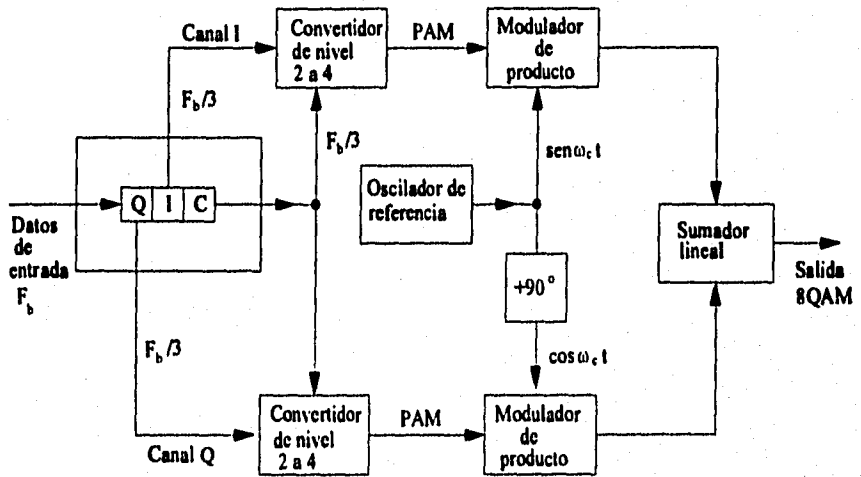


Figura 29. Diagrama a bloques de un transmisor 8QAM

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

Figura 30. tabla de verdad para los convertidores de nivel de los canales I y Q.

La figura 31 muestra la fase de salida versus la relación de tiempo para un modulador 8-QAM. Note que hay dos amplitudes de salida y sólo son posibles cuatro fases.

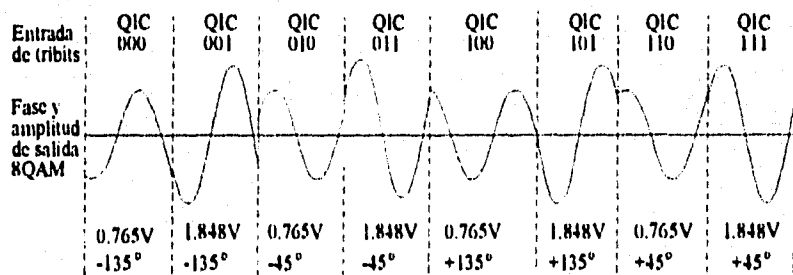


Figura 31. Fase y amplitud de salida versus relación de tiempo para una 8QAM.

4.4 Consideraciones de ancho de banda de la 8-QAM

En la 8-QAM, la razón de bit en los canales I y Q es un tercio de la razón binaria de entrada, la misma que en la 8-PSK. Como resultado, la frecuencia moduladora fundamental más alta y la razón de cambio más rápida en la 8-QAM es la misma que en la 8-PSK. Por lo tanto, el mínimo ancho de banda requerido para una 8-QAM es $F_b/3$, la misma que en la 8-PSK.

4.5 Receptor 8-QAM

Un receptor 8-QAM es muy parecido a un receptor 8-PSK mostrado en la figura 27. Las diferencias son los niveles de la PAM a la salida de los detectores de producto y la señal binaria a la salida de los convertidores analógico-digital. Puesto que hay dos posibles amplitudes de transmisión con la 8-QAM que son diferentes a aquellas alcanzadas por la 8-PSK, los cuatro niveles PAM demodulados en la 8-QAM son diferentes de los conseguidos en la 8-PSK. Por lo tanto, el factor de conversión para los convertidores analógico-digital debe ser también diferente. También, en la 8-QAM las señales binarias de salida del convertidor analógico-digital del canal I son los bits I y C, y las señales binarias de salida del convertidor analógico-digital del canal Q son los bits Q y C.

4.6 16-QAM

Como en la 16-PSK, la 16-QAM es un sistema M-ario donde $M = 16$. Los datos de entrada se agrupan en 4 bits. Como en la 8-QAM, la fase y la amplitud de la portadora transmitida son variados.

4.7 Transmisor 16-QAM

El diagrama a bloques de un transmisor 16-QAM es mostrado en la figura 32. Los datos de entrada binarios son separados en cuatro canales: el I, \bar{I} , Q y \bar{Q} . La razón de bit en cada canal es igual a un cuarto de la razón de bits de entrada ($F_b/4$). Cuatro bits son colocados dentro del separador de bit; y entonces son sacados simultáneamente y en paralelo por los canales I, \bar{I} , Q y \bar{Q} . Los bits I y Q determinan la polaridad a la salida de los convertidores de 2 a 4 (un 1 lógico = positivo y un 0 lógico = negativo). Los bits \bar{I} y \bar{Q} determinan la magnitud (un 1 lógico = 0.821V y un 0 lógico = 0.22V). Como consecuencia los convertidores generan una señal PAM de cuatro niveles. Dos polaridades y dos magnitudes son posibles a la salida de cada convertidor. Estos son $\pm 0.22V$ y $\pm 0.821V$. Las señales PAM modulan las portadoras en fase y en cuadratura en los moduladores de producto. Cuatro salidas son posibles para cada modulador de producto. Para el modulador de producto I éstas son $+0.821 \cos \omega_c t$, $-0.821 \cos \omega_c t$, $+0.22 \sin \omega_c t$ y $-0.22 \sin \omega_c t$. Para el modulador de producto Q son $+0.821 \cos \omega_c t$, $+0.22 \cos \omega_c t$, $-0.821 \sin \omega_c t$ y $-0.22 \sin \omega_c t$. El sumador lineal combina las salidas de los moduladores de producto de los canales I y Q y produce las 16 condiciones de salida para la 16-QAM. La figura 33 muestra la tabla de verdad para los convertidores de los canales I y Q.

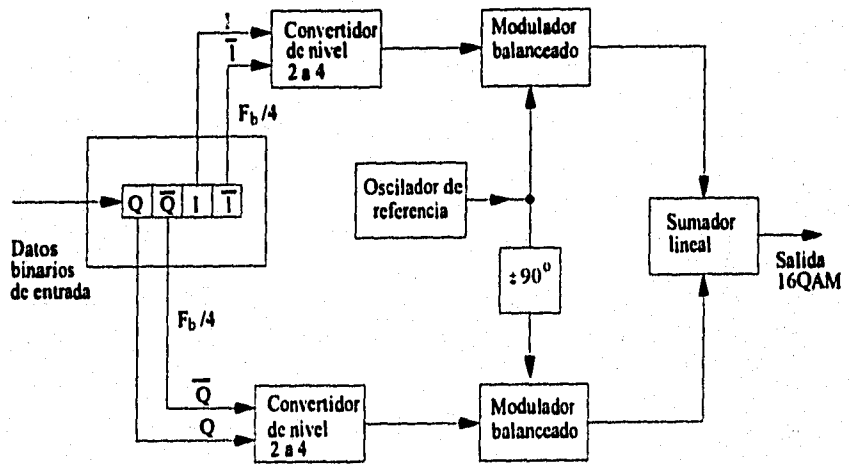


Figura 32. Diagrama a bloques de un transmisor 16QAM.

I	Ī	Salida
0	0	-0.22V
0	1	-0.821V
1	0	+0.22V
1	1	+0.821V

(a)

Q	Q̄	Salida
0	0	-0.22V
0	1	-0.821V
1	0	+0.22V
1	1	+0.821V

(b)

Figura 33. Tablas de verdad para convertidores de nivel: (a) canal I; (b) canal Q

4.8 Consideraciones de ancho de banda de la 16-QAM

En la 16-QAM, debido a que los datos de entrada son divididos en cuatro canales, la razón de bit en los canales I, \bar{I} , Q y \bar{Q} es igual a un cuarto de la razón de bits de entrada ($F_b/4$). (El separador de bit alarga los bits I, \bar{I} , Q y \bar{Q} a cuatro veces la longitud de su bit de entrada).

La figura 34 muestra la relación de tiempo de bit entre el dato binario de entrada; el canal de datos I, \bar{I} , Q y \bar{Q} ; y la señal PAM I. Se puede ver que la frecuencia fundamental más alta en los canales I, \bar{I} , Q o \bar{Q} es igual a un octavo de la razón de bit de los datos binarios de entrada (un ciclo en el canal I, \bar{I} , Q o \bar{Q} toman la misma cantidad de tiempo que 8 bits de entrada). También, la frecuencia fundamental más alta de cualquier señal PAM es igual a un octavo de la razón de bit de entrada.

Con un modulador 16-QAM, hay un cambio en la señal de salida (en cualquiera de sus propiedades, fase, amplitud o ambas) para cada cuatro bits de datos de entrada. Por lo tanto, el baud es igual a $F_b/4$, lo mismo que el mínimo ancho de banda.

Otra vez, los moduladores balanceados son moduladores de producto y sus salidas pueden ser representadas matemáticamente como

$$\theta = (X \text{sen } \omega_s t)(\text{sen } \omega_c t)$$

donde

$$\omega_s t = 2\pi(F_b/8)t \quad \text{y} \quad \omega_c t = 2\pi F_c t$$

señal moduladora portadora

y

$$X = \pm 0.22 \quad \text{o} \quad \pm 0.821$$

Así

$$\begin{aligned} \theta &= (X \text{sen} 2\pi(F_b/8)t) (\text{sen} 2\pi F_c t) \\ &= X/2 \cos 2\pi(F_c - F_b/8)t - X/2 \cos 2\pi(F_c + F_b/8)t \end{aligned}$$

El espectro de la frecuencia de salida se extiende desde $F_c + F_b/8$ hasta $F_c - F_b/8$ y el mínimo ancho de banda (F_b) es

$$(F_c + F_b/8) - (F_c - F_b/8) = 2F_b/8 = F_b/4.$$

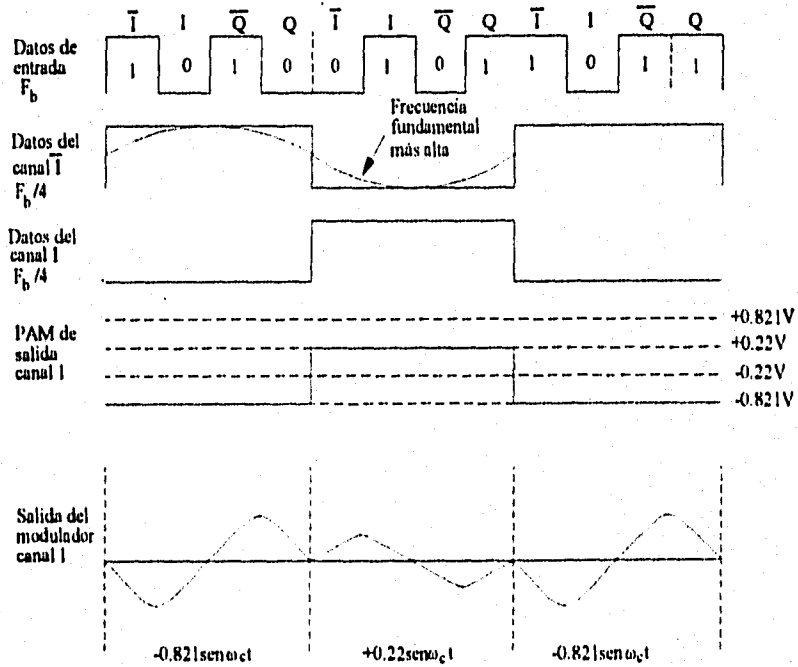
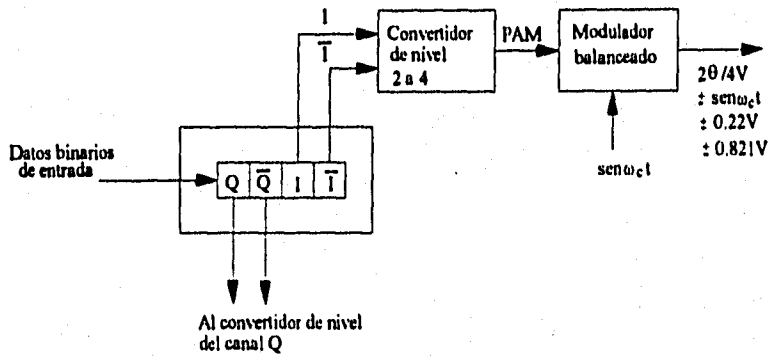


Figura 34. Consideraciones de ancho de banda para un modulador 16QAM.

4.9 Eficiencia de ancho de banda

La eficiencia de ancho de banda (o *densidad de información* como también es llamada) es usada a menudo para comparar la operación de una técnica de modulación con otra. En esencia, es el cociente de la razón de transmisión de bit entre el mínimo ancho de banda requerido para un esquema particular de modulación. La eficiencia del ancho de banda es generalmente normalizada a un ancho de banda de 1Hz y así indica el número de bits que pueden ser propagados a través del medio por cada hertz de ancho de banda. Matemáticamente la eficiencia de ancho es

$$\begin{aligned} \text{Eficiencia BW} &= \frac{\text{Razón de transmisión (bps)}}{\text{mínimo ancho de banda (Hz)}} \\ &= \frac{\text{bits/seg}}{\text{hertz}} = \frac{\text{bits/seg}}{\text{ciclos/seg}} = \frac{\text{bits}}{\text{ciclo}} \end{aligned}$$

4.10 Resumen de PSK y QAM

Las técnicas de modulación de FSK, PSK, y QAM son resumidas en la tabla 1.

Modulación	Codificación	Ancho de banda (Hz)	Baud	Eficiencia de ancho de banda (bps/Hz)
FSK	Bit simple	$\geq F_b$	F_b	≤ 1
BPSK	Bit simple	F_b	F_b	1
QPSK	Dibit	$F_b/2$	$F_b/2$	2
8PSK	Tribit	$F_b/3$	$F_b/3$	3
8QAM	Tribit	$F_b/3$	$F_b/3$	3
16PSK	Cuadribit	$F_b/4$	$F_b/4$	4
16QAM	Cuadribit	$F_b/4$	$F_b/4$	4

Parte 5 Modems

5.1 Estándares de modems

El uso de las técnicas de modulación eficientes ha sido tradicionalmente uno de los objetivos primordiales dentro de la industria de las telecomunicaciones debido a que el principal recurso de los sistemas telefónicos consiste en canales para voz con un ancho de banda bastante limitado.

Un canal de telefonía típico se caracteriza por tener parámetros como los siguientes:

- Ancho de banda aproximada de 3kHz
- Relación señal a ruido de 30dB

Para utilizar dichos canales de comunicación de la manera más eficiente, distintas compañías e instituciones involucradas en la transmisión de datos han desarrollado diversas técnicas de modulación que permiten obtener una eficiencia en la utilización del ancho de banda que va desde 2 bits/seg/Hz hasta 8 bits/seg/Hz.

Es esencial que los modems se ajusten a los estándares internacionales, dado que dos modems cualesquiera que funcionen a la misma velocidad deben funcionar cuando se interconectan aunque procedan de distintos fabricantes.

La autoridad internacional de estandarización está representada por el Comité Consultivo Internacional para Telefonía y Telegrafía (CCITT) que ha establecido estándares para modems desde 1964. Los estándares Bell se emplean mucho en Estados Unidos, pero desde la separación de la Bell, la AT&T (American Telephone & Telegraph Corporation) ha visto reducido su poder para establecer estándares y en la actualidad la AT&T colabora con la CCITT y ha adoptado sus estándares.

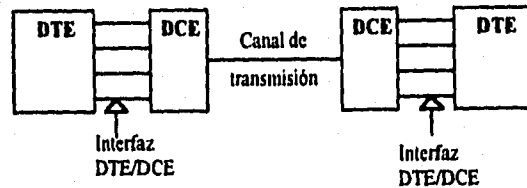
El estándar más popular para modems de baja velocidad es AT&T 103 que tiene su contrapartida en el CCITT V.21. Ambos estándares proporcionan transmisiones a 300 bits/seg. pero son incompatibles entre sí. El problema de la incompatibilidad se ha resuelto en parte con el uso de modems a 1200 bits/seg. El estándar AT&T 212A es compatible con el CCITT V.22 sólo si el modem AT&T 212A origina la llamada. El estándar V.22 bis del CCITT para modems a 2400 bi/seg ha sido adoptado por la AT&T en la serie 2224, pero aparecen problemas debido a que en la V.22 bis se recurre a la V.22 para las comunicaciones a 1200 bits/seg. que como ya se ha comentado, presenta problemas de incompatibilidad con el AT&T 212A.

La tabla siguiente compara los estándares más populares para modems adoptados por el CCITT y la AT&T. Los modems asíncronos funcionan generalmente a cualquier velocidad de transmisión hasta la máxima especificada, mientras que los modems síncronos funcionan solamente a las velocidades especificadas.

**ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA**

Recomendación del CCITT	Equivalente AT&T	Velocidad de transmisión (bits/s)	Half o full-duplex	Dos o cuatro hilos	Técnica de modulación	Aplicación
V.21	103J/113D	200 (V.21) 300 (103) ASYNC	FULL (FDM)	DOS	FSK	Líneas conmutadas
V.22	212A	1200 SYNC/ ASYNC	FULL (FDM)	DOS	DPSK	Líneas conmutadas
V.22 bis		2400 SYNC/ ASYNC	FULL (FDM)		QAM	Líneas conmutadas
V.23	202	1200 o 600 SYNC/ ASYNC	FULL (202), HALF	CUATRO DOS	FSK	Líneas conmutadas
V.26	201B	2400 SYNC	FULL (ECT)	CUATRO	DPSK	Líneas dedicadas (para V.26 multipunto)
V.26 bis	201C	2400 o 1200 SYNC	HALF (FULL V.26 ter)	DOS	DPSK	Líneas conmutadas
V.27	208A	4800 SYNC	FULL HALF	CUATRO DOS	DPM	Líneas dedicadas (para V.27 multipunto)
V.27 bis	208A	4800 o 2400 SYNC	FULL HALF	CUATRO DOS	DPM	Líneas dedicadas multipunto
V.27ter	208B	4800 o 2400 SYNC	HALF	DOS	DPM	Líneas conmutadas
V.29	209	9600 SYNC	FULL HALF	CUATRO DOS	16QAM	Líneas dedicadas multipunto
V.32		9600 o 4800 SYNC	FULL (ECT)	DOS	32TCM a 9.6 Kbits/s, 16TCM a 4.8Kbits/s	Líneas conmutadas
V.33		14400 SYNC	FULL HALF	CUATRO DOS	TCM	Líneas dedicadas
V.35		48000 SYNC				Líneas de 60 a 108 KHz de ancho de banda

5.2 Representación genérica de un sistema de comunicación de datos.



DTE (DATA TERMINAL EQUIPMENT)

- Computadoras
- Monitores
- Impresoras

DCE (DATA COMMUNICATIONS EQUIPMENT)

- Modems

INTERFAZ DTE/DCE

- RS232C

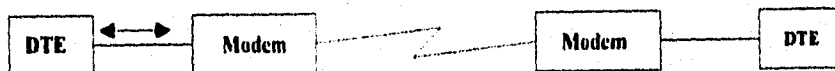
CANAL DE TRANSMISION

- Red telefónica

5.2.1 Interfaz DTE/DCE

Establece el protocolo o procedimientos usados por el transmisor y el receptor para establecer y mantener la comunicación:

1. Cuando el DTE tiene datos a transmitir deberá primeramente establecer comunicación con el modem.



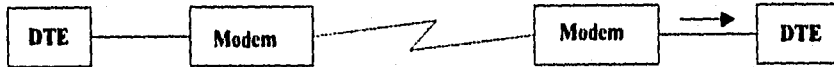
- 2 El DTE solicita al modem la transmisión de los datos.



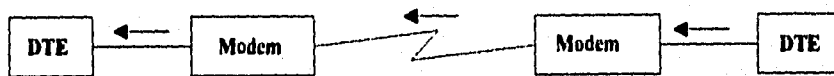
3. El modem en el extremo transmisor pregunta al modem en el extremo receptor si está listo para recibir datos



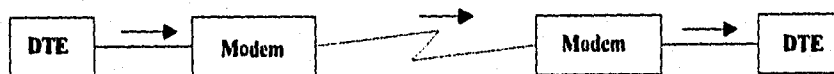
4. Debido a que los modems no almacenan información, el modem receptor deberá preguntar a su DTE si está listo para recibir datos.



5. Una vez que el modem transmisor es notificado que tanto el modem receptor como el DTE receptor están listos para recibir datos, se informa al DTE transmisor.



6. El DTE transmisor comienza el envío de datos hacia el modem transmisor para que éste lleve a cabo la modulación y la transmisión de los datos.



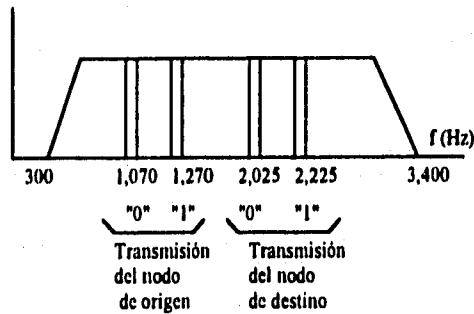
5.2.2 Modems

La función del modem transmisor es convertir la señal digital proveniente del DTE en una señal analógica cuyo ancho de banda pueda ser transmitido a través de la red telefónica (300 a 3400 Hz), lo cual se logra mediante la modulación.

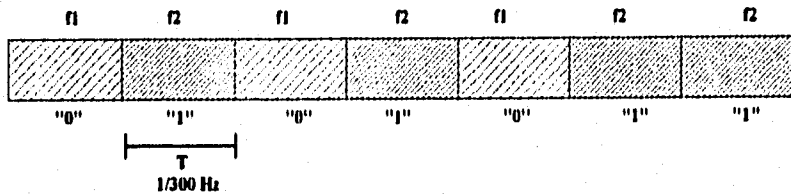
El modem receptor demodula la señal analógica proveniente de la línea telefónica y la convierte en señal digital que luego transfiere al DTE receptor.

Para la transmisión de tipo "Full-duplex" el ancho de banda del canal se divide en dos partes de manera que los modems puedan transmitir y recibir información simultáneamente. En este caso el modem llamante se dice que es el modem de origen mientras que el modem llamado se dice que es el modem "respondiente" o de destino.

Para realizar dicha separación de ancho de banda, uno de los primeros modems comerciales (Bell 113) utilizaba FSK con el siguiente esquema:

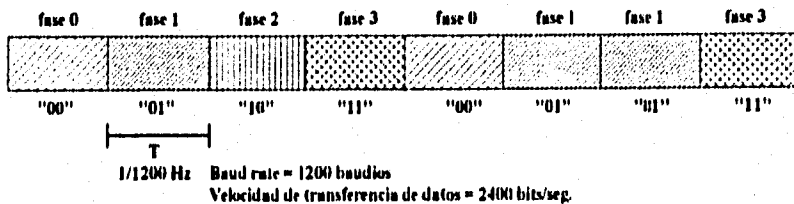


La velocidad máxima a la que pueden cambiar los símbolos o elementos de señalización se conoce como "BAUD RATE". En el caso del Bell 113 el "baud rate" es de 300 baudios por segundo, y debido a que cada tono o elemento de señalización representa un bit de información, entonces la velocidad de transferencia de datos es 300 bits/segundo.

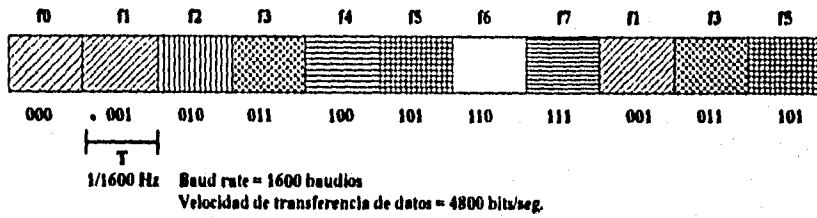


Para aumentar la velocidad de transmisión se utilizan diferentes tipos de modulación en los que se agrupan varios bits de datos para formar los símbolos o elementos de señalización:

Modulación 4-PSK



Modulación 8-PSK



Para lograr velocidades de transferencia de información de hasta 19,200 bits/segundo se utilizan métodos bastante sofisticados. Uno de dichos métodos consiste en que el modem de origen transmita en forma simultánea 512 tonos y que entonces el modem de destino seleccione y le informe a aquel sobre cuales de esos tonos pueden ser utilizados para la transmisión, de manera que el modem de origen elige el formato de transmisión más adecuado para cada tono seleccionado.

Conclusiones

El sector de las telecomunicaciones es muy antiguo en México ya que en 1850 se instaló la primer línea física de telégrafo, y en 1878 se hace la primer conexión telefónica, todo esto casi a la par de lo que ocurría en los países inventores de los sistemas.

En general, México ha estado a la altura de la modernización de las comunicaciones puesto que ha iniciado casi a la par de los países más avanzados en tecnología. Eventos como los juegos Olímpicos del 68, contribuyeron a dar un impulso sobresaliente a este sector.

Un aspecto que hay que sobresaltar es que durante mucho tiempo el sector de las comunicaciones había estado en manos del Estado, esta situación llegó a provocar que en el periodo de 1983 a 1988 se redujeran los recursos destinados a este importante sector. Dada esta situación se vende Teléfonos de México, con el compromiso de los compradores de invertir los recursos necesarios para garantizar su recuperación.

También servicios como el de telefonía celular entre otros, se han concesionado a particulares rompiendo así el monopolio de Teléfonos de México.

Es por eso que al estudio de las comunicaciones en las Universidades debe darse un gran interés e ir fomentando en los alumnos la inquietud por este sector tan importante.

BIBLIOGRAFIA

Analog and Digital Communication Systems.
Martin S. Roden
3a. Edición, 1991
Prentice-Hall

**Introducción a la tecnología y diseño de sistemas
de comunicaciones y redes de ordenadores.**
Jhon Freer
1990
Anaya Multimedia

Electronic Communication Systems
Wayne Tomasi
1988
Prentice-Hall

Fundamentos de Comunicaciones digitales
TELEDATA
1993