

1

INTRODUCCIÓN A LAS COMUNICACIONES ELECTRÓNICAS

INTRODUCCIÓN

El propósito de éste capítulo es introducir al lector a los conceptos fundamentales de los sistemas de comunicaciones electrónicas y explicar algo de la terminología básica necesaria para entender los temas más complejos que serán analizados más adelante en éste texto.

En esencia, comunicaciones electrónicas es la transmisión , recepción y procesamiento de información usando circuitos electrónicos. La información se define como el conocimiento, la sabiduría o la realidad y puede ser en forma analógica (proporcional o continua), tal como la voz humana , información sobre una imagen de video, o música, o en forma digital (etapas discretas), tales como números codificados en binario, códigos alfanuméricos, símbolos gráficos, códigos operacionales del microprocesador o información de base de datos. Toda la información debe convertirse en energía electromagnética, antes de que pueda propagarse por un sistema de comunicaciones electrónicas.

La figura 1-1 es un diagrama a bloques simplificados de un sistema de comunicaciones electrónicas mostrando la relación entre la información de la fuente original , el transmisor, el medio de transmisión (conducto), el receptor , y la información recibida en el destino. Como se muestra en la figura, un sistema de comunicaciones electrónicas consiste de tres secciones primarias: un transmisor convierte la información original de la fuente a una forma más adecuada para la transmisión, el medio de transmisión proporciona un medio de conexión entre el transmisor y el receptor (tal como un conductor metálico, una fibra óptica o espacio libre), y el receptor convierte la información recibida a su forma original y la transfiere a su destino. La información original puede originarse de una variedad de fuentes diferentes y ser de forma analógica o digital. El sistema de comunicaciones mostrado en la figura es capaz de transmitir información solamente en una dirección (de la estación A a la estación B), mientras que el sistema de comunicaciones mostrado en la figura 1-2 es capaz de transmitir información en ambas direcciones (de la estación A a la estación B y de la estación B a la estación A).

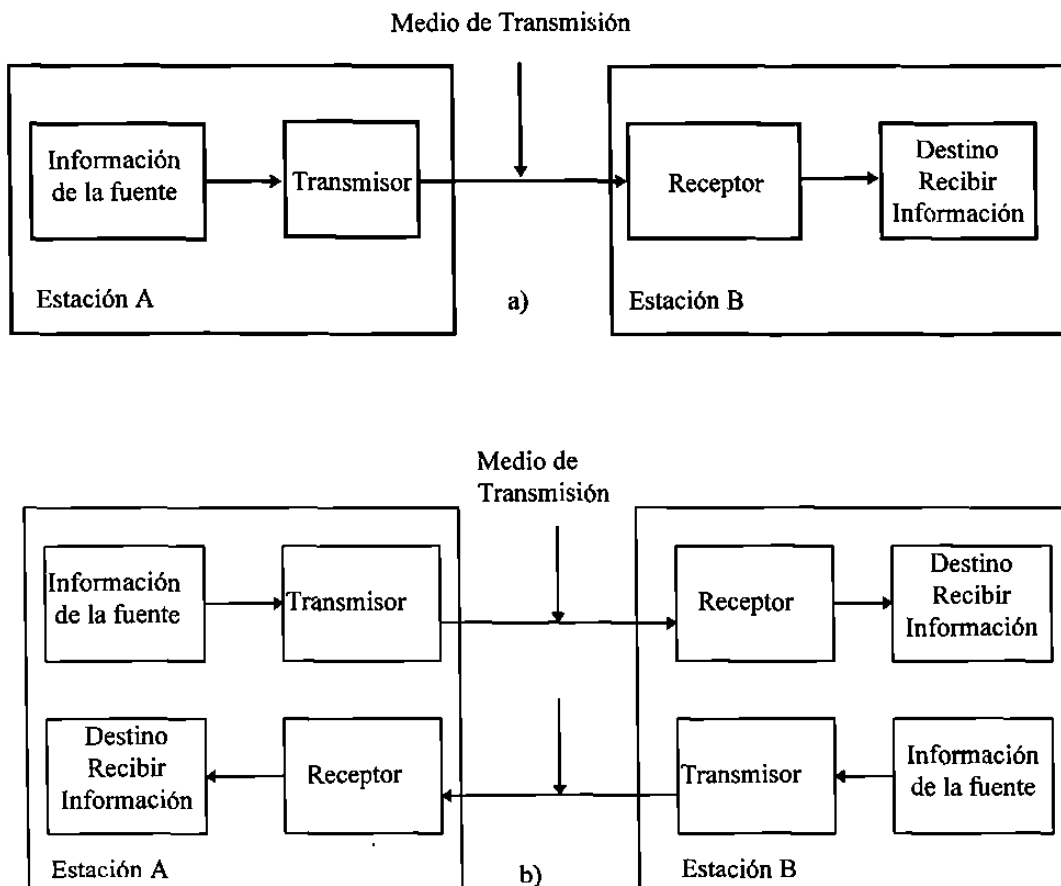


Figura 1-1 Diagrama a bloques simplificado de un sistema de comunicaciones
a) de una sola dirección
b) Ambas direcciones

Cuando se transmite información a partir de muchas fuentes sobre un medio de transmisión común, la información debe combinarse en una señal de información compuesta sencilla. El proceso de combinar la información en una señal de información compuesta se le llama multicanalización, y al proceso de separar la información se le llama desmulticanalización.

Existen dos tipos básicos de sistemas de comunicaciones electrónicas: analógico y digital. Un sistema de comunicaciones analógico es un sistema en el cual la energía electromagnética se transmite y recibe en forma analógica (una señal variando continuamente tal y como una onda senoidal). Los sistemas de radio comerciales emiten señales analógicas. Un sistema de comunicaciones digital es un sistema en el cual la energía electromagnética se transmite y recibe en forma digital (niveles discretos tal como +5v y tierra). Los sistemas binarios utilizan señales digitales que solo tienen dos

niveles discretos (bi significa dos). Frecuentemente la información de la fuente original está en una forma que no es adecuada para la transmisión y debe convertirse en una forma mas adecuada antes de la transmisión. Por ejemplo, con los sistemas de comunicaciones digitales, la información analógica se convierte a una forma digital antes de la transmisión, y con los sistemas de comunicaciones analógicas, la información digital se convierte a la forma analógica antes de la transmisión.

Los sistemas de comunicaciones analógicas fueron los primeros en desarrollarse ; Sin embargo, en los últimos años los sistemas de comunicaciones digitales se han hecho mas comunes.

LA HISTORIA DE LAS COMUNICACIONES ELECTRÓNICAS

Las teorías sobre las comunicaciones electrónicas comenzó a mediados del siglo XIX con el físico Inglés, James Clerk Maxwell. Las investigaciones matemáticas de Maxwell indicaron que la electricidad y la luz viajan en forma de ondas electromagnéticas, y por lo tanto están relacionadas una con otra. Maxwell predijo que era posible propagar ondas electromagnéticas por el espacio libre utilizando descargas eléctricas. Sin embargo, la propagación de ondas fue lograda hasta 1888 cuando Heinrich Hertz, un científico alemán, pudo radiar energía electromagnética desde una máquina que el llamaba oscilador. Hertz desarrolló el primer transmisor de radio y, usando estos aparatos, pudo generar radiofrecuencias entre 31 Mhz y 1.25 Ghz. Hertz también desarrolló la primera antena rudimentaria, la cuál aún se usa de forma de manera modificada hoy en día. En 1892, E. Branly, de Francia, desarrolló el primer detector de radio y, exactamente un año después un experimentador ruso, A.S. Popof, grabó ondas de radio emanadas de relámpagos.

El primer sistema de comunicaciones electrónicas fue desarrollado en 1837 por Samuel Morse. Morse usando la inducción electromagnética, pudo transmitir información en forma de puntos, guiones y espacios por medio de un cable metálico. Le llamó a su invento el telégrafo. En 1876, un canadiense educador y terapeuta del lenguaje Alexander Graham Bell y su asistente, Thomas A. Watson (un inventor también muy conocido), transmitieron exitosamente una conversación humana a través de un sistema telefónico funcional usando cables metálicos como medio de transmisión.

En 1894, Guglielmo Marconi, un joven científico italiano, logro las primeras comunicaciones electrónicas inalámbricas a tres cuartos de milla por la atmósfera de la tierra atravesando la propiedad de su padre. Por 1896, Marconi estaba transmitiendo señales de radio hasta dos millas desde los barcos a tierra, y en 1899 envió el primer mensaje inalámbrico por el canal de la Mancha de Francia a Dover, Inglaterra. En 1902, Las primeras señales transatlánticas fueron enviadas de Poldu , Inglaterra, a Newfoundland. Lee Deforest inventó el tubo de vacío de triodo en 1908, el cuál permitió la primera amplificación práctica de las señales electrónicas. La emisión regular de radio comenzó en 1920, cuando las estaciones de radio AM (amplitud modulada) WWJ en

Detroit, Michigan y, KDKA en Pittsburgh, Pennsylvania, comenzaron las emisiones comerciales. En 1933, el mayor Edwin Howard Armstrong inventó la frecuencia modulada (FM), y la emisión comercial de las señales de FM comenzó en 1936. En 1948, el transistor fue inventado en los laboratorios de Teléfonos Bell por William Shockley, Walter Brattain y John Bardeen. El transistor llevó al desarrollo y refinamiento del circuito integrado en la década de 1960.

Aunque los conceptos generales de las comunicaciones electrónicas no han cambiado mucho desde su comienzo, los métodos por los cuales estos conceptos se han implantado han sufrido cambios dramáticos y sorprendentes recientemente. No hay realmente límites sobre las expectativas para los sistemas de comunicaciones electrónicas del futuro.

La Tabla 1-1 nos muestra la línea del tiempo de la historia de las comunicaciones

Tabla 1-1 "Historia de las Comunicaciones"

<u>Año</u>	<u>Desarrollo</u>
1440	Imprenta de Gutenberg
1844	Telégrafo y Código Morse
1858	Instalación del cable transatlántico
1876	Sistema Telefónico Bell
1883	Efecto Edison (bases para los descubrimientos del tubo de vacío)
1886	Micrófono de carbón de Edison
1889	Rollo fotográfico Eastman
1895	Telégrafo inalámbrico de Marconi (precursor del radio)
1899	Primera grabación de sonido en una cinta magnética
1900	Primera transmisión de voz vía inalámbrica
1901	Primer mensaje transatlántico vía inalámbrica
1915	Primera comunicación transatlántica vía radiotelegrafía desde los E.U.A
1917	Filtro de ondas eléctricas de Campbell (hecho para la comunicación de canales)
1920	Primera estación de radiodifusión (KDKA en Pittsburgh)
1920	Circuito superheterodino de Armstrong (precursor del radio moderno)
1923	Tubo de cámara de televisión de Zworykin
1925	Demostración de la televisión en Inglaterra
1937	Tubo Klystron (oscilador de microondas)
1939	Demostración de radiodifusión de TV por la NBC (usando una nueva cámara orthicon desarrollada por la RCA)
1941	Comienza la radiodifusión comercial de FM en los E.U.A.
1942	Se desarrolla la cinta magnética de grabación
1946	Primera demostración de los circuitos de la TV de color (RCA)
1948	Desarrollo de Transistores (comienza la electrónica moderna)

1953	Haz de luz maestro de Zeigler (precursor del láser)
1954	Primer producto de consumo Transistorizado (Compañía Regency radio 4 transistores)
1957	Satélites (lanzamiento del sputnik ruso)
1957	Transmisor "Pill" (Transmisor FM en miniatura de la RCA, precursor de versiones modernas usadas por astronautas para mandar información de regreso a la tierra)
1958	Primeros circuitos integrados (TI & Noyce de fairchild)
1958	Radiodifusión de radioestereo
1958	Comercialización de los transistores de efecto de campo(GE & Cristalonics)
1961	Dispositivos láser (Huges, laboratorios Bell, Raytheon e IBM)
1962	Primeros diodos emisores de luz (no comerciales disponibles hasta 1968)
1962	Comunicación con el satélite telstar (comunicación vía telefónica y TV)
1973	"Video Beam" proyección de TV introducida por Advent
1975	Sistemas de videocaseteras (caseras)
1977	Aprobación del radio CB de 40 canales por los FCC
1977	Primer sistema de comunicación por fibra óptica para proveer servicios telefónicos en operación por la General Telephone Company

MODULACIÓN Y DEMODULACIÓN

No es práctico propagar energía electromagnética de baja frecuencia por la atmósfera de la tierra. Por lo tanto, con las comunicaciones de radio, es necesario suponer una señal de inteligencia de frecuencia relativamente alta para la transmisión. En los sistemas de comunicaciones electrónicas analógicas, la información de la fuente (señal de inteligencia) actúa sobre o modula una señal senoidal de frecuencia sencilla. Modular simplemente significa variar, cambiar o regular. Por lo tanto, la información de la fuente relativamente baja se llama señal de modulación, la señal de frecuencia relativamente alta, sobre la cual se actúa (modula) se llama la portadora y la señal resultante se llama la onda modulada ó señal. En esencia, la información de la fuente se transporta a través del sistema sobre la portadora.

Con los sistemas de comunicaciones analógicas, la modulación es el proceso de variar o cambiar alguna propiedad de una portadora analógica de acuerdo con la información original de la fuente. Recíprocamente, la demodulación es el proceso de convertir los cambios en la portadora analógica a la información original de la fuente. La modulación se realiza en el transmisor, en un circuito llamado modulador, y la demodulación se realiza en el receptor, en un circuito llamado demodulador. La señal de información que modula la portadora principal se llama señal de banda base o simplemente banda base. La banda base es una señal de información, como un canal telefónico sencillo, y la señal de banda base compuesta es la señal para la información total, como varios cientos de canales telefónicos. Las señales de banda base se convierte

a partir de su banda de frecuencia original a una banda más adecuada para transmisión a través del sistema de comunicaciones. Las señales de banda base se convierten en frecuencia alta en el transmisor y se convierte en frecuencia baja en el receptor. La traslación de frecuencia es el proceso de convertir una frecuencia sencilla ó una banda de frecuencias a otra ubicación en el espectro de la frecuencia total.

El término canal es comúnmente utilizado, cuando se refiere a una banda específica de frecuencias distribuidas, para un servicio en particular o transmisión. Por ejemplo, un canal estándar de banda de frecuencias para voz ocupa un ancho de banda de 3Khz y se utiliza para la transmisión de señales de voz de calidad. Un canal de RF se refiere a una banda de frecuencias usadas para propagar señales de radiofrecuencias, tal como un canal sencillo y comercial de emisión de FM.

Considerando la ecuación 1-1 como la expresión general para una onda senoidal variante con el tiempo de voltaje, tal como una portadora analógica. Tres propiedades de una onda senoidal puede ser variadas : la amplitud (V) , la Frecuencia (f) , la fase (ϕ),o cualquier combinación de dos ó más de estas propiedades. Si la amplitud de la portadora es variada proporcionalmente a la información de la fuente, resulta la amplitud modulada (AM). Si la frecuencia de la portadora varía proporcionalmente a la información de la fuente, resulta la frecuencia modulada (FM). Si la fase de la portadora varía proporcionalmente a la información de la fuente, resulta la fase modulada (PM).

$$v(t)=V\text{sen}(2\pi ft + \phi) \quad (1-1)$$

en donde

$v(t)$ = onda de voltaje que varia senoidalmente en el tiempo
 V = máxima amplitud (volts)
 f = frecuencia (hertz)
 ϕ = fase (radianes)

La figura 1-2 es un diagrama a bloques simplificado de un sistema de comunicaciones que muestra la relación entre la señal de modulación (información), la señal modulada (portadora), la onda modulada (resultante) y el ruido del sistema.

Hay dos razones importantes de porqué es necesaria la modulación en un sistema de comunicaciones electrónicas. La primera es el hecho de que es extremadamente difícil radiar señales a frecuencias bajas por la atmósfera de la tierra en forma de energía electromagnética. Segundo, las señales de información frecuentemente ocupan la misma banda de frecuencia y, si son transmitidas en su forma original, interferirán. Un ejemplo de esto es la banda radiodifusora de FM comercial. Todas las estaciones de FM emiten información de voz y música que ocupa la banda de frecuencia de audio de 0 a 15 Khz.

Cada estación traslada su información a una banda de frecuencia diferente (canal), para que sus transmisores no interfieran con las transmisiones de los demás.

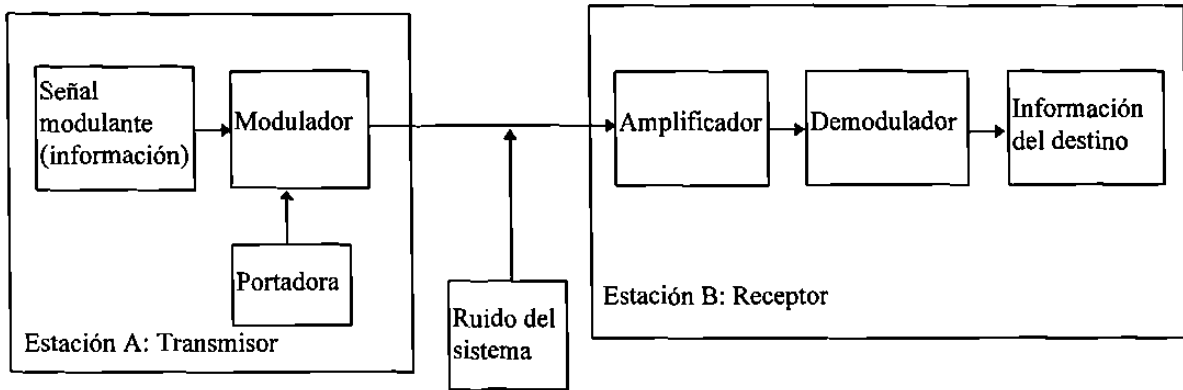


Figura 1-2 Diagrama a bloques del sistema de comunicaciones

EL ESPECTRO ELECTROMAGNETICO

El propósito de un sistema de comunicaciones electrónica es comunicar información entre dos o más ubicaciones (generalmente llamadas estaciones). Esto se logra convirtiendo la información de la fuente original a energía electromagnéticas y después transmitiendo la energía a uno o más destinos, en dónde se convierte de nuevo a su forma original. La energía electromagnética puede propagarse en varios modos: como un voltaje o una corriente a través de un cable metálico, como ondas de radio emitidas por el espacio libre o como ondas de luz por una fibra óptica.

La energía electromagnética está distribuida a través de un rango de frecuencias casi infinito. El espectro de frecuencias electromagnéticas total que muestra las localizaciones aproximadas de varios servicios dentro de la banda se enseña en la fig.1-3. Puede verse que el espectro de frecuencias se extiende desde las frecuencias subsónicas (unos cuantos hz.) a los rayos cósmicos, (10^{22} hz.). Cada banda de frecuencias tiene una característica única que la hace diferente de las otras bandas.

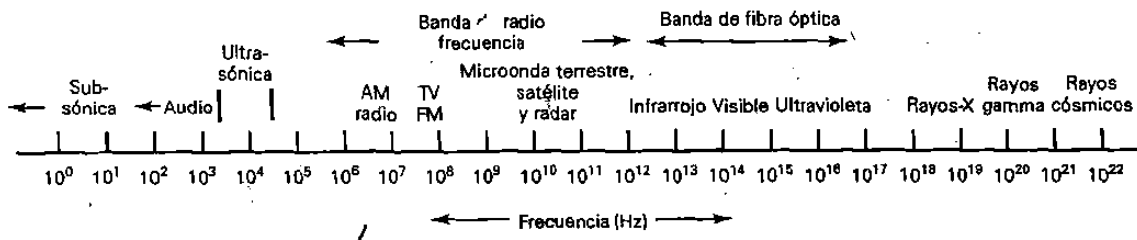


Figura 1-3 Espectro de frecuencias electromagnéticas

Cuando se trata de ondas de radio, es común usar las unidades de la longitud de onda en vez de la frecuencia. La longitud de onda es la longitud que un ciclo de onda electromagnética ocupa en el espacio (es decir, la distancia entre los puntos semejantes

en una onda repetitiva). La longitud de onda es inversamente proporcional a la frecuencia de la onda y directamente proporcional a la velocidad de propagación (la velocidad de propagación de la energía electromagnética en el espacio libre se asume que sea la velocidad de la luz, 3^8m/s). La relación entre la frecuencia, velocidad y longitud de onda se expresa matemáticamente como:

$$\text{longitud de onda} = \text{velocidad} / \text{frecuencia}$$

$$\lambda = c / f$$

en donde

λ = longitud de onda (metros por ciclos)

c = velocidad de la luz (300,000,000 m/s)

f = frecuencia (hertz)

El espectro total de la longitud de onda electromagnética que enseña varios servicios dentro de la banda esta mostrado en la fig.1-4.

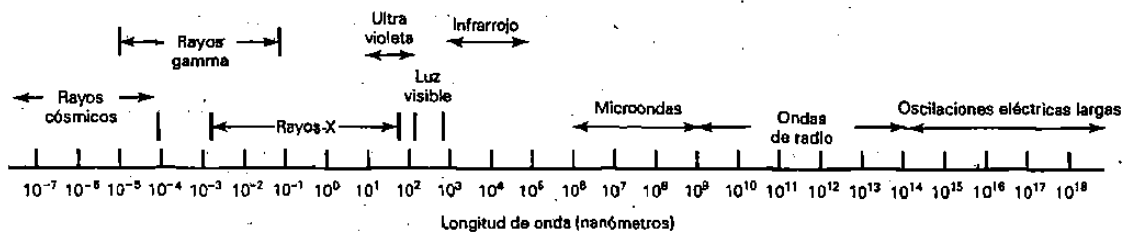


Figura 1-4 Espectro de la longitud de onda electromagnética

Ancho de banda y capacidad de información

Las dos limitaciones más significativas en el funcionamiento del sistema de comunicaciones son: el ruido y el ancho de banda. La importancia del ruido se analizará más adelante. El ancho de banda de un sistema de comunicaciones es la banda de paso mínima (rango de frecuencias) requerida para propagar la información de la fuente a través del sistema. El ancho de banda de un sistema de comunicaciones debe de ser lo suficientemente grande (ancho) para pasar todas las frecuencias significativas de la información.

La capacidad de información de un sistema de comunicaciones es una medida de cuanta información de la fuente puede transportarse por el sistema, en un período dado

de tiempo. La cantidad de información que puede propagarse a través de un sistema de transmisión es una función del ancho de banda del sistema y el tiempo de transmisión. La relación entre el ancho de banda, tiempo de transmisión y capacidad de información fué desarrollada en 1920 por R. Hartley de los laboratorios telefónicos Bell. De manera sencilla, la ley de Hartley es:

$$I \propto \beta \times t \quad (1-2)$$

en donde

I= capacidad de información
 β = ancho de banda (hertz)
t= tiempo de transmisión (segundos)

La ecuación 1-2 muestra que la capacidad de información es una función lineal y directamente proporcional al ancho de banda del sistema y al tiempo de transmisión. Si se modifica el ancho de banda o el tiempo de transmisión, ocurrirá un cambio directamente proporcional en la capacidad de información.

Se requiere aproximadamente 3Khz de ancho de banda para transmitir señales telefónicas con calidad de voz. Se requieren más de 200Khz de ancho de banda para la transmisión de FM comercial de música de alta fidelidad y se necesita casi 6Mhz de ancho de banda para las señales de televisión con una calidad de radiodifusión (es decir, cuando mayor sea la cantidad de información por unidad de tiempo, mayor será la cantidad del ancho de banda requerida).

MODOS DE TRANSMISIÓN

Los sistemas de comunicaciones electrónicas pueden diseñarse para manejar la transmisión solamente en una dirección, en ambas direcciones pero solo uno a la vez, o en ambas direcciones al mismo tiempo. Estos se llaman modos de transmisión. Cuatro modos de transmisión son posibles Simplex, Half-duplex, Full-Duplex y Full/Full-Duplex.

Simplex (SX)

Con la operación simplex, las transmisiones pueden ocurrir solo en una dirección. Los sistemas simplex son, algunas veces, llamados sistemas de un sentido, solo para transmitir o solo para recibir. Una ubicación puede ser un transmisor o un receptor, pero no ambos. Un ejemplo de la transmisión simplex es la radiodifusión de la radio comercial o de televisión ; la estación de radio siempre transmite y el usuario siempre recibe.

Half-Duplex (HDX)

Con una operación Half-Duplex, las transmisiones pueden ocurrir en ambas direcciones, pero no al mismo tiempo. A los sistemas Half-Duplex, algunas veces se le llaman sistemas con alternativa de dos sentidos, cualquier sentido, o cambio y fuera. Una ubicación puede ser un transmisor y un receptor, pero no los dos al mismo tiempo. Los sistemas de radio de doble sentido que utilizan los botones oprima para hablar (PTT), para operar sus transmisores, como los radios de banda civil y de banda policiaca son ejemplos de transmisión half-duplex.

Full-Duplex (FDX)

Con una operación full-duplex, las transmisiones pueden ocurrir en ambas direcciones al mismo tiempo. A los sistemas de full-duplex algunas veces se le llaman línea simultánea de doble sentido, duplex o de ambos sentidos. Una ubicación puede transmitir y recibir simultáneamente; sin embargo, la estación a la que está transmitiendo también debe ser la estación de la cuál está recibiendo. Un sistema telefónico estándar es un ejemplo de una transmisión full-duplex.

Full/Full-Duplex (F/FDX)

Con una operación full/full-duplex, es posible recibir y transmitir simultáneamente, pero no necesariamente entre las mismas dos ubicaciones (es decir, una estación puede transmitir a una segunda estación y recibir de una tercera al mismo tiempo). Las transmisiones full/full-duplex, se utilizan casi exclusivamente con circuitos de comunicaciones de datos. El servicio postal de Estados Unidos es un ejemplo de una operación full/full-duplex.

RUIDO ELÉCTRICO

En general, el ruido eléctrico se define como cualquier energía eléctrica no deseada presente en la pasabanda útil de un circuito de comunicaciones. Por ejemplo, en una grabación de audio cualquier señal no deseada que cae en las bandas de frecuencias , entre 0 y 15 Khz, es perceptible e interferirá con la información de audio. Consecuentemente, para los circuitos de audio, cualquier energía eléctrica no deseada en la banda de frecuencias entre 0 y 15 Khz se considera ruido.

En la figura 1-6 muestra el efecto que el ruido tiene sobre una señal eléctrica. La figura 1-6a muestra una señal perfecta sin ruido y la figura 1-6b muestra la misma señal excepto que con la presencia de ruido. Como muestran las figuras, la señal que ha sido contaminada con ruido es distorsionada y obviamente contiene otras frecuencias además de la original.

Esencialmente, el ruido puede dividirse en dos categorías generales, correlacionado y no correlacionado. Correlación implica una relación entre la señal y el ruido. El ruido no correlacionado está presente en la ausencia de cualquier señal. (esto quiere decir que, cuando está presente, la señal no tiene efecto sobre la magnitud del ruido).

Cuando en los receptores de radio se utiliza el control automático de ganancia, la magnitud del ruido es afectado por la magnitud de la señal.) El ruido correlacionado es producido directamente como un resultado de la señal.

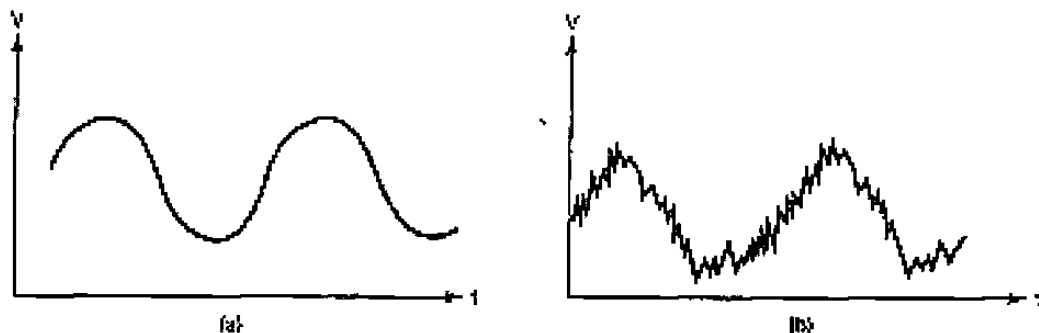


Figura 1-6 Los efectos del ruido sobre una señal, (a) señal sin ruido, (b) señal con ruido.

RUIDO NO CORRELACIONADO

Ruido Externo.

El ruido externo es generado externamente a un circuito y se introduce al circuito. Las señales externamente generadas se consideran ruido, solo si sus frecuencias caen dentro de la banda útil del filtro de entrada del circuito. Existen tres tipos principales de ruido externo : atmosférico, extraterrestre y hecho por el hombre.

Ruido Atmosférico.

El ruido atmosférico es la energía eléctrica que ocurre naturalmente, se origina dentro de la atmósfera de la tierra. El ruido atmosférico es comúnmente llamado electricidad estática. La fuente de la mayoría de la electricidad estática son perturbaciones eléctricas naturales, tales como relámpagos. La electricidad estática frecuentemente viene en la forma de impulsos que despliegan su energía en un rango amplio de radio frecuencias. La magnitud de estos impulsos medida de los eventos que ocurren naturalmente ha sido observada que es inversamente proporcional a la frecuencia. Consecuentemente, en las frecuencias superiores a aproximadamente 30Mhz el ruido atmosférico es insignificante. Además, las frecuencias superiores a 30Mhz están limitadas principalmente a la propagación de línea de vista, lo cual limita su rango de interferencia a aproximadamente 80Km (50 millas).

El ruido atmosférico es la suma de la energía eléctrica de todas las fuentes externas, locales y distantes. El ruido atmosférico se propaga por medio de la atmósfera de la tierra de la misma manera que las ondas de radio. Por lo tanto, la magnitud del ruido estático recibido depende de las condiciones de propagación en el tiempo y, en parte, en las variaciones diurnas y estaciones del año. El ruido atmosférico es el tronido, la estática, etc., familiar que se escucha en un receptor de radio predominante en la ausencia de la señal recibida y es relativamente insignificante comparado con las otras fuentes de ruido.

Ruido Extraterrestre.

El ruido extraterrestre se origina fuera de la atmósfera de la tierra y, por lo tanto, a veces es llamado ruido del espacio profundo. El ruido extraterrestre se origina de la vía láctea, otras galaxias y el sol. El ruido extraterrestre se divide en dos categorías: solar y cósmico (galáctico).

El Ruido Solar

Se genera directamente del calor del sol. Existen dos componentes del ruido solar: una condición tranquila cuando una radiación relativamente constante existe y alta intensidad; perturbaciones esporádicas ocasionadas por una actividad de manchas de sol y explosiones solares. Las perturbaciones esporádicas vienen de ubicaciones específicas sobre la superficie del sol. La magnitud de estas perturbaciones causadas por una actividad de las manchas de sol sigue un patrón cíclico que se repite cada once años. Además, estos periodos de once años sigue un patrón supercíclico el cuál se realiza, aproximadamente cada 99 años, con una nueva intensidad máxima.

Las fuentes de **ruido cósmico** son continuamente distribuidas a través de nuestra galaxia y de otras galaxias. Las estrellas distantes también son soles y por lo tanto tienen altas temperaturas asociadas con ellas. Consecuentemente, radian ruido de la misma manera que nuestro sol. Debido a que las fuentes de ruido galáctico se localizan mas lejos que nuestro sol, su intensidad de ruido es relativamente pequeña. El ruido cósmico frecuentemente se llama Ruido de cuerpo negro y se distribuye bastante parejo en el cielo.

El ruido extraterrestre contiene frecuencias de aproximadamente 8Mhz a 1.5Ghz, aunque las frecuencias menores a 20 Mhz raramente penetran la atmósfera de la tierra y son por lo tanto generalmente insignificantes.

El Ruido “hecho por el hombre”.

El ruido hecho por el hombre es simplemente el ruido que se puede atribuir al hombre. Las fuentes del ruido hecho por el hombre incluyen mecanismos que producen chispas tales como los conmutadores en los motores eléctricos, sistemas de ignición de automóviles, equipo de conmutación de potencia y luces fluorescentes. Dicho ruido también es impulsivo en su naturaleza y por lo tanto contiene un rango amplio de frecuencias que son propagadas por el espacio de la misma manera que las ondas de

radio. Este ruido es más intenso en las áreas más pobladas, metropolitanas e industriales, y a veces se le llama ruido industrial.

Ruido Interno.

El ruido interno es la interferencia eléctrica generada dentro de un dispositivo. Existen principalmente tres tipos de ruido generado internamente: térmico, de disparo y tiempo de tránsito.

Ruido Térmico.

El ruido térmico está asociado con el movimiento browniano de electrones dentro de un conductor. De acuerdo con la teoría cinética de la materia, los electrones dentro de un conductor están en equilibrio térmico con las moléculas y en constante movimiento aleatorio. Este movimiento aleatorio es aceptado como parte de una confirmación de la teoría cinética de la materia y fue primero observado por el botánico Inglés, Robert Brown (de ahí el nombre de ruido browniano) observó primero la evidencia para la naturaleza cinética (partículas en movimiento) de la materia, mientras observaba los granos de polen bajo un microscopio. Brown observó una agitación extraordinaria de los granos de polen que los hacía extremadamente difíciles de examinar. Más tarde, observó que éste mismo fenómeno existió para las partículas de humo en el aire. El movimiento Browniano de electrones fue reconocido primero en 1927 por J. B. Johnson de los laboratorios de teléfonos Bell. En 1928, un tratamiento teórico cuantitativo fue proporcionado por H. Nyquist (también de los laboratorios telefónicos Bell). Los electrones dentro de un conductor llevan una carga negativa unitaria, y la velocidad media cuadrática de un electrón es proporcional a la temperatura absoluta. Consecuentemente cada vuelo de un electrón entre colisiones con moléculas constituye un pulso corto de corriente. Debido a que el movimiento de electrones es totalmente aleatorio y en todas direcciones, el voltaje promedio producido por su movimiento es de 0 Vcd. De esta manera, tal movimiento aleatorio le dá una elevación a una componente de ca- Esta componente de ca tiene varios nombres, los cuales incluyen ruido térmico (porque depende de la temperatura), el ruido Browniano (nombrado por su descubridor), ruido Johnson (nombrado por la persona que relacionó el movimiento de las partículas Brownianas al movimiento de electrones), ruido aleatorio (porque la dirección del movimiento de electrones es totalmente aleatorio), ruido resistivo (porque la magnitud de su voltaje depende de la resistencia) y ruido blanco (porque contiene todas las frecuencias). Por lo tanto, el ruido térmico es el movimiento aleatorio de los electrones libres dentro de un conductor causado por la agitación térmica.

Ruido de disparo.

El ruido de disparo es causado por la llegada aleatoria de portadoras (huecos y electrones) en el elemento de salida de un dispositivo electrónico, tal como un diodo, transistor de efecto de campo (FET), transistor bipolar(BJT) o tubo de vacío. El ruido de disparo fue observado por primera vez en la corriente del ánodo de los amplificadores de tubo de vacío y fue descrito por W. Schottky en 1918. Las portadoras de corriente (para ca y cd) no se mueven en un flujo continuo y estable porque las distancias con que viajan

varían debido a sus trayectorias de movimiento aleatorio. El ruido de disparo está variando aleatoriamente y está sobrepuesto en cualquier señal presente. El ruido de disparo, cuando se amplifica, suena como una lluvia de bolitas de metal que caen sobre un techo de estaño. El ruido de disparo algunas veces se le llama ruido de transistor. El ruido de disparo es proporcional a la carga de un electrón (1.6×10^{-19}), corriente directa y ancho de banda del sistema. Además, la potencia de ruido de disparo es aditivo con el ruido térmico y otro ruido de disparo.

Ruido de tiempo de tránsito.

Cualquier modificación a una corriente de portadores conforme pasa desde la entrada hasta la salida de un dispositivo (tal como del emisor al colector en un transistor) produce una variación aleatoria irregular calificada como ruido de tránsito. Cuando el tiempo que toma a la portadora propagarse a través de un dispositivo es una parte apreciable de un tiempo de un ciclo de la señal, el ruido se hace notable. El ruido del tiempo de tránsito en los transistores se determina por la movilidad del ion, los voltajes de polarización y la construcción real del transistor. Los portadores que viajan del emisor al colector sufren de retardos de tiempo del emisor, los retardos de tiempo del transistor de la base y los retardos de tiempo de la recombinación y propagación del colector. En altas frecuencias y si los retardos de tránsito son excesivos, el dispositivo puede agregar más ruido que amplificación a la señal.

RUIDO CORRELACIONADO

El ruido correlacionado es una energía eléctrica no deseada que está presente como un resultado directo de una señal, tales como las distorsiones armónicas y de intermodulación. Las distorsiones armónica y de intermodulación son formas de distorsión no lineal; son producidas por la amplificación no lineal. El ruido correlacionado no puede estar presente en un circuito a menos que exista una señal de entrada. Simplemente dicho, no hay señal, no hay ruido. Las distorsiones armónica y de intermodulación cambian la forma de la onda en el dominio del tiempo y el contenido espectral en el dominio de la frecuencia.

Distorsión armónica.

La distorsión armónica son los múltiplos no deseados de la onda senoidal de frecuencia simple que se crean cuando la onda senoidal se amplifica en un dispositivo no lineal, como un amplificador de señal grande. La distorsión de amplitud es otro nombre para la distorsión armónica. Generalmente, el término distorsión de amplitud se usa para analizar una forma de onda en el dominio del tiempo y el término distorsión armónica se usa para analizar una forma de onda en el dominio de frecuencia. La frecuencia original de entrada es la primera armónica y se le llama frecuencia fundamental.

Existen varios grados ú ordenes de distorsión armónica. La distorsión armónica de segundo orden es la relación de la amplitud rms de la frecuencia de la segunda armónica a la amplitud rms de la frecuencia fundamental. La distorsión armónica de

tercer orden es la relación de la amplitud rms de la frecuencia de la tercera armónica a la amplitud rms de la frecuencia fundamental, y así sucesivamente. A la relación de las amplitudes rms combinadas de las armónicas superiores con la amplitud rms de las de la frecuencia fundamental se le llama la distorsión armónica total (THD). Matemáticamente, la distorsión armónica total es

$$\%TDH = V_{\text{alto}}/V_{\text{fund}} \times 100$$

en donde

%THD=porcentaje de la distorsión armónica total

V_{alto}=suma cuadrática de los voltajes medios (rms) de las armónicas superiores

$$V_{\text{alto}} = \sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_n^2}$$

V_{fund}= voltaje rms de la frecuencia fundamental

Ruido de intermodulación.

El ruido de intermodulación son las frecuencias no deseadas del producto cruzado (sumas y diferencias) creadas cuando dos ó más señales son amplificadas en un dispositivo no lineal, tal como un amplificador de señal grande. Como con la distorsión armónica hay varios grados de distorsión de intermodulación, sería imposible medir todos los componentes de intermodulación producidos cuando dos ó más frecuencias se mezclan en un dispositivo no lineal. Por lo tanto, para propósitos de comparación, un método común usado para medir la distorsión de intermodulación es el porcentaje de distorsión de intermodulación de segundo orden. La distorsión de intermodulación de segundo orden es la relación de la amplitud total en rms de los productos cruzados de segundo orden con la amplitud rms combinada de las frecuencias de entrada original. Generalmente, para medir la distorsión de intermodulación de segundo orden, se usan cuatro frecuencias de prueba ; dos frecuencias designadas como la banda A (f_{a1} y f_{a2}) y dos frecuencias de banda B (f_{b1} y f_{b2}). Matemáticamente, el porcentaje de la distorsión de intermodulación de segundo orden (%IMD de 2o. orden) es

$$\%IMD \text{ de } 2o. \text{ orden } = \frac{V_{\text{productos cruzados de 2. Orden}}}{V_{\text{original}}} \times 100$$

en donde

V_{2do. Orden}= Suma cuadrática de las amplitudes rms de las frecuencias de producto cruzado de segundo orden

V_{original}= Suma cuadrática de las amplitudes rms de las frecuencias de entrada.

LA RELACIÓN DE SEÑAL A RUIDO

La relación señal a ruido (S/N) es una relación matemática sencilla del nivel de la señal con respecto al nivel de ruido en un punto dado del circuito, el amplificador o el sistema.

La relación de señal a ruido puede expresarse como una relación de voltaje y una relación de potencia . Matemáticamente, S/N es

$$\frac{S}{N} = \left[\frac{\text{voltaje de la señal}}{\text{voltaje del ruido}} \right]^2 = \left(\frac{V_s}{V_n} \right)^2 \quad (1-31)$$

como una relación de voltaje

$$\frac{S}{N} = \left[\frac{\text{potencia de la señal}}{\text{potencia del ruido}} \right] = \frac{P_s}{P_2} \quad (1-32)$$

como una relación de potencia

La relación de señal-a-ruido se expresa frecuentemente como una función logarítmica con la unidad de decibel.

$$\text{Para relaciones de voltaje} \quad \frac{S}{N} (dB) = 20 \log \frac{V_s}{V_n} \quad (1-33)$$

$$\text{Para relaciones de potencia} \quad \frac{S}{N} (dB) = 10 \log \frac{P_s}{P_2} \quad (1-34)$$

Si las resistencias de entrada y salida del amplificador, receptor o red siendo evaluadas son iguales, la relación de la potencia de la señal potencia-de-ruido será igual a las relaciones cuadráticas del voltaje de la señal al voltaje-de-ruido.

La relación de señal-a-ruido probablemente sea el parámetro más importante y frecuentemente usado para evaluar el funcionamiento de un amplificador en un sistema completo de comunicaciones de radio o para comparar el funcionamiento de un amplificador o sistema con otro. Entre más alta sea la relación señal-a-ruido, mejor será el funcionamiento del sistema. De la relación señal-a-ruido, se puede determinar la calidad general de un sistema.

Factor de ruido e índice de ruido

El factor de ruido (F) y el índice de ruido (NF) son índices que indican la degradación en la relación señal-a-ruido conforme la señal se propaga por un amplificador sencillo, una serie de amplificadores o un sistema de comunicaciones. El

factor de ruido es la relación de la relación señal-a-ruido de entrada, entre la relación señal-a-ruido de salida. Así que, el factor de ruido es una relación de relaciones. Matemáticamente, este factor se escribe como

$$F = \frac{\text{relación señal-a-ruido de entrada}}{\text{Relación señal-a-ruido de salida}} \quad (1-35)$$

El índice de ruido es el factor de ruido expresado en forma logarítmica. Matemáticamente, este índice es

$$\text{NF (dB)} = 10 \log \frac{\text{Relación señal a-ruido- de entrada}}{\text{Relación señal-a-ruido de salida}} \quad (1-36)$$

$$= 10 \log F \quad (1-37)$$

Un amplificador amplificará igualmente todas las señales y ruido presentes en la entrada que caen dentro de su banda. Por lo tanto, si el amplificador es ideal y libre de ruido, la señal y el ruido se amplifican por el mismo factor y la relación señal-a-ruido en la salida del amplificador será igual a la relación señal-a-ruido en la entrada. Sin embargo, en la realidad, los amplificadores no son dispositivos ideales libres de ruido. Por lo tanto, aunque la señal de entrada y el ruido se amplifican igualmente, el dispositivo agregará a la forma de onda un ruido generado internamente, reduciendo la relación general señal-a-ruido. La forma más predominante de ruido eléctrico es el ruido térmico, el cual se genera en todos los componentes eléctricos. Por lo tanto, todas las redes, amplificadores y sistemas agregan ruido a la señal y así reducen la relación total señal-a-ruido, conforme la señal pasa por ellos.

2

POR QUE DIGITAL?

El primer capítulo nos da un repaso general de lo que son las comunicaciones electrónicas. Se explican los términos y conceptos fundamentales de las comunicaciones tales como: modulación y demodulación, ancho de banda, capacidad de información y ruido eléctrico. Este capítulo presenta los avances técnicos básicos de implementaciones digitales que estimularon el reemplazo de casi toda la tecnología analógica.

VENTAJAS DE LAS REDES DE VOZ DIGITAL

Un listado de las ventajas técnicas de la red de comunicaciones digital aparece en la tabla 2.1. Estas ventajas aparecen en orden de importancia, para la telefonía general. Hay que considerar que para aplicaciones particulares, las ventajas pueden ser más o menos importantes. Por ejemplo, la última de las ventajas, la facilidad de hacer señales secretas es una ventaja dominante en usos militares.

La mayoría de las ventajas en el listado se refieren a ventajas de transmisión o distribución digital comparadas con sistemas análogos. En ciertas ocasiones, las ventajas se refieren a redes 100% digitales. Señales secretas por ejemplo es práctico y útil solo si la forma secreta del mensaje es establecida en la fuente e interpretada solamente en su destino final. Así que un sistema digital de punta a punta que opera sin conocimiento de la naturaleza de el tráfico (que da una transmisión transparente) es un requisito para las aplicaciones de señales digitales secretas. Por razones similares, la transmisión digital de punta a punta se requiere para aplicaciones relacionadas a la transmisión de datos (información). Cuando una red consiste de una mezcla de equipo digital y analógico, el uso universal de tal red para servicios de transmisión de datos, depende del denominador común de la red: el canal análogo.

TABLA 2.1 Ventajas Técnicas De Redes De Comunicación Digital.

- 1.Facilidad de multiplexión.
- 2.Facilidad de señalamiento.
- 3.Uso de tecnología moderna.
- 4.Integración de transmisión y distribución.
- 5.Regeneración de señal.
- 6.Control de funcionamiento.
- 7.Alojamiento de otros servicios.
- 8.Operabilidad con baja interferencia de ruido a señal.
- 9.Facilidad de encriptación.

Facilidad de multiplexión

Como veremos posteriormente, las técnicas digitales para telefonía general se aplicaron al principio en sistemas de intercomunicación de oficina "T-carrier" TDM (multiplexión por división de tiempo). En resumen estos sistemas aceptan el alto costo de la electrónica en los extremos de la línea de transmisión para evitar el costo de múltiples líneas de transmisión entre ellas. Costo que cada año resulta más efectivo. Aunque la multiplexión por división de frecuencia (FDM) de señales análogas también se usó para reducir el costo de cables, el equipo para el FDM es mucho más costoso que el de TDM, aún después de incluir el costo de digitalización. Una vez que la voz ha sido digitalizada, los costos de equipo TDM son pequeños por comparación. Ya que la digitalización sólo ocurre en el primer nivel de la jerarquía TDM, el TDM digital de alto nivel es aún más económico que el equivalente de FDM.

Facilidad de señalamiento

La información de control (conectado, desconectado, dígitos marcados, depósito de monedas, etc.) es por naturaleza información digital y por ello es fácilmente incorporada a un sistema de transmisión digital. Una manera de incorporar la información de control en una transmisión digital es usando TDM para llevar esta información como un canal separado pero fácil de identificar. Otra manera es el mandar códigos especiales en el canal de mensaje y recibirlos con lógica digital para descifrar la información de control. En ambos casos, para el sistema de transmisión la información de control no es diferente al tipo de información que lleva el mensaje.

Los sistemas de transmisión análoga por contraste, requieren de atención especial para el señalamiento de control. Muchos sistemas de transmisión análoga presentan condiciones únicas y a menudo dificultosas para agregar información de control. Como resultado, desafortunadamente, involucraron muchos formatos de señalamiento de control y procedimientos. Los formatos de control dependen del sistema de transmisión y del equipo de terminal. En algunas conexiones entre subsistemas de redes, la información de control tiene que ser convertida de un formato a otro. Por esto, el señalamiento de conexiones análogas representa una carga administrativa y económica a las compañías telefónicas.

Hacer el cambio a canales de canal común reduce la mayoría de los costos de la señal asociados con sistemas de intercomunicación, pero no cambia la situación para usuarios de línea individual, los cuales cargan con señalamientos en el mismo equipo que llevan el canal del mensaje. El uso de líneas digitales para usuarios (DSL) reduce los costos de señalamiento asociados con las líneas análogas de usuario, lo cual disminuye el alto costo de un DSL y de un teléfono digital.

En resumen, los sistemas digitales permiten que la información de control pueda ser introducida o extraída del flujo de mensaje independientemente de la naturaleza del medio de transmisión (cable, fibra, microonda, satélite, etc.). Por esto el equipo de

señalamiento puede y debe ser diseñado independientemente de el sistema de transmisión. Por consecuencia, las funciones y formato de control se pueden modificar independientemente del subsistema de transmisión. De igual manera los sistemas de transmisión digital pueden ser alterados o mejorados sin esto tener un impacto en las funciones de los extremos de la línea.

Uso de tecnología moderna

Un multiplexor o matriz distribuida por división de tiempo de señal digital se implementa con el mismo circuito básico de una computadora digital: compuertas lógicas y de memorias. El cruce básico de un switch digital no es más que una compuerta AND con una entrada de lógica asignada a la señal de mensaje y las otras entradas usadas para control (selección de cruce). Por esto, los avances importantes de la tecnología de circuitos digitales integrados, para lógica y memoria de computadora, son aplicables directamente a sistemas de transmisión y distribución digital. De hecho, muchos circuitos básicos hechos para computadora se usan en matrices distribuidoras o multiplexores. La figura 2.1 demuestra la implementación básica de un multiplexor digital de división de tiempo con 16 canales con el uso de circuitos comunes de lógica digital. Como se indica la función de multiplexión, no es más que el deber o tomar cíclicamente las 16 entradas de información. Tal operación asume que las entradas de información estén sincronizadas. El proceso de sincronización de entradas de información requiere de circuitos de lógica mucho mas complicados que los que aquí vemos. Aún así, la implementación de TDM multiplexor es mucho mas económico que el análogo FDM.

Adelantos aún más importantes de la tecnología moderna se han logrado con el uso de circuitos integrados de gran escala (LSI), los cuales fueron diseñados específicamente para funciones de telecomunicación como la codificación y decodificación de la voz, multiplexores, matrices de distribución, y procesadores de señales digitales (DSP's) generales y especiales. Estos procesadores se describen mas adelante en el capitulo.

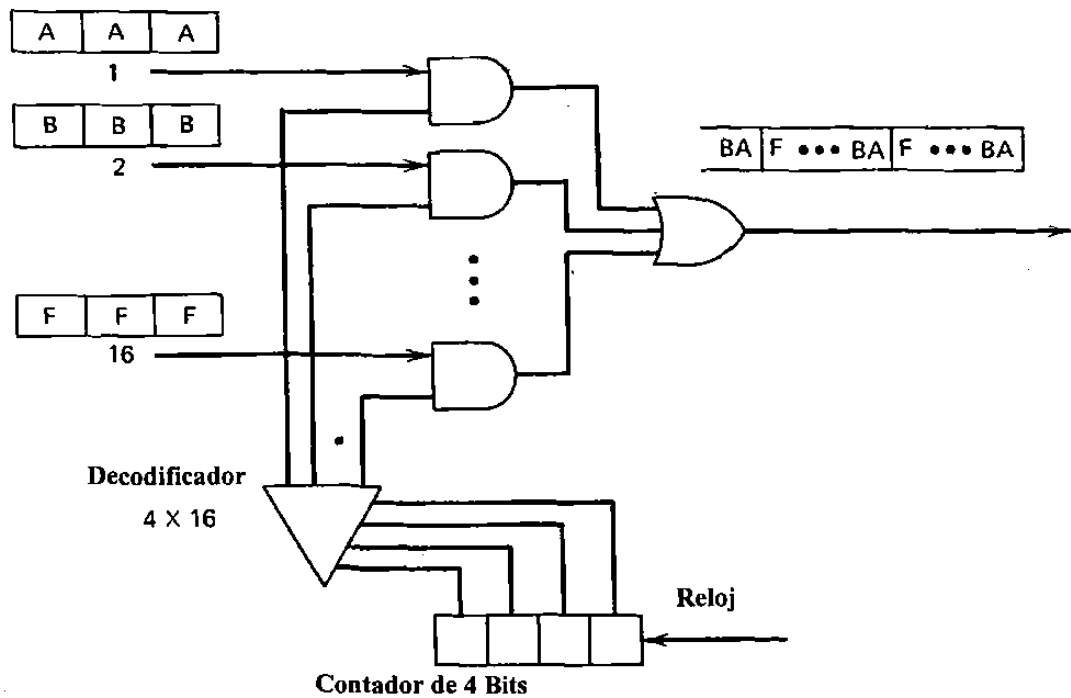


Figura 2.1 Multiplexor TDM de 16 a 1

El bajo costo y alto rendimiento de los circuitos digitales permiten aplicaciones que serían probablemente caras en circuito análogos. Interruptores 100% no bloqueables, por ejemplo no son prácticos con tecnología análoga convencional con la excepción de los tamaños más pequeños. En un interruptor digital moderno, el costo de la matriz distribuidora es relativamente insignificante. Así que para aplicaciones de tamaño medio, el tamaño de la matriz distribuidora puede ser incrementado para ofrecer operaciones de no bloqueo si esto se desea. El distribuidor de llamadas automático desarrollado por Collins-Rockwell es un ejemplo de los primeros interruptores digitales en operación dentro de equipo análogo. La implementación digital fue escogida principalmente por la opción de no bloqueo que ofrecía.

Los beneficios de la tecnología de aparatos modernos no están limitados a los circuitos digitales. Los circuitos análogos integrados también han progresado significativamente, lo cual ha mejorado las implementaciones análogas tradicionales. Uno de los requisitos principales de los componentes análogos es que estos sean lineales. Es aparente, aunque sea sólo por interés de investigación, que los componentes digitales de alta velocidad son más fáciles de fabricar que sus equivalentes análogos. Además las implementaciones digitales parecen tener ventajas funcionales naturales sobre sus equivalentes análogos. Las ventajas se derivan de la facilidad relativa para multiplexar las señales digitales. Una limitación principal con el uso completo de componentes LSI es el número limitado de conexiones externas de el aparato. Con técnicas de TDM una

sola conexión puede ser usada para conseguir canales múltiples de acceso a el aparato. Así que las mismas técnicas usadas para reducir costos de transmisión pueden usarse para disminuir las conexiones y aumentar la utilización de conexiones a gran escala dentro de módulos locales. Al final, una conmutación en un chip es posible solo si un gran número de canales pudiesen ser multiplexados dentro de un número relativamente pequeño de conexiones externas.

El descubrimiento tecnológico que ha tenido el impacto más significativo en las redes telefónicas es, con toda certeza, la transmisión con fibra óptica. Aunque las fibras ópticas, por si mismas no favorecen las transmisiones digitales por sobre las análogas, la interface electrónica al sistema de fibras ópticas principalmente funciona en un modo de operación encendido-apagado. Así que en la transmisión digital domina las aplicaciones de fibra óptica, aunque las investigaciones de tecnología analógica en fibra óptica es muy significativa particularmente en señales de video.

Integración de transmisión y distribución

Tradicionalmente los sistemas de transmisión y distribución análoga de las redes telefónicas eran designadas y administradas por organizaciones independientes. En las compañías telefónicas las dos clases de equipo son conocidos como equipo externo e interno, respectivamente. El equipo permitía conexiones estandarizadas, pero aparte de esto el equipo de transmisión era funcionalmente independiente del equipo de distribución.

Cuando se introduce al mercado la idea de TDM para señales digitales de voz, fue patente que la operación de TDM era muy similar a la función de distribución por división de tiempo. En realidad, como veremos despues, las primeras etapas de conmutación digitales generan señales TDM de primer nivel por naturaleza, aún cuando están integradas a conexiones de transmisión análoga. Por esto es que las operaciones de multiplexión de un sistema de transmisión se pueden integrar fácilmente al equipo de distribución.

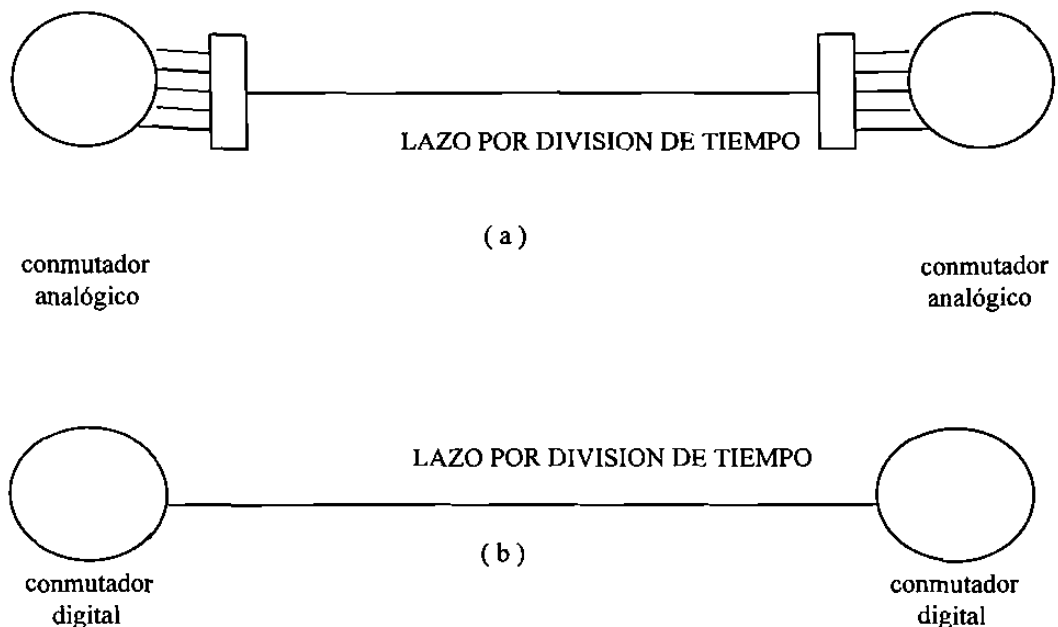


Figura 2.2 Integración de transmisión y conmutación.

- a) **Transmisión y conmutación no integrada.**
- b) **Transmisión y conmutación integrada por división de tiempo.**

En la fig. 2.2 se muestra la ventaja básica de integrar estos dos sistemas. El equipo de multiplexión (bancos de canales) no es necesario, y se elimina el equipo de distribución de primera etapa. Si ambas terminales están integradas en un distribuidor digital se eliminan los bancos de canales en ambas terminales. En una red totalmente integrada la voz es digitalizada muy cerca de su fuente y así se mantiene hasta llegar a su destino . Todas las troncales y conexiones del sistema usan señales TDM exclusivamente, así que el primer nivel de multiplexeo y demultiplexeo no existen más que en la periferia de la red. Aunque la integración de señales DSI hacia equipos distribuidores es común, la integración de señales de alto nivel se complica por los formatos de multiplexeo de alto nivel. Un nuevo formato multiplexor (SONET) que se verá más tarde es mucho más flexible para interconexiones directas en un sistema de distribución.

La integración de las funciones de transmisión y distribución no solo elimina equipo sino que mejora la calidad de la voz. La calidad de la voz se determina solamente en el proceso de traducir a código ya que se eliminan las múltiples conversiones análogo-digital y digital-análogo.

En resumen los beneficios son:

- 1.- La calidad de la voz de larga distancia es idéntica a la local en todos los aspectos de ruido, nivel de señal y distorsión

2.- Los circuitos digitales usan cuatro conductores por naturaleza, esto elimina ecos y permite un verdadero full-duplex

3.- Se reduce el número de pares de conductores ya que las troncales se manejan como subcanales de una señal TDM.

Regeneración de señal

Para representar voz o cualquier señal análoga en forma digital hay que convertir la curva continua de la señal análoga en una secuencia de valores exactos, los cuales están representados por un número de dígitos binarios. Al transmitirlos, cada dígito binario es representado por sólo una de dos posibles señales (por ejemplo: pulso no pulso; positivo ó negativo). El receptor decide que valores discretos fueron transmitidos y representa el mensaje como una secuencia de números binarios que contienen el mensaje. Si una pequeña cantidad de ruido, interferencia o distorsión se agrega a la señal durante la transmisión, los datos binarios en la recepción son idénticos a la secuencia binaria generada durante el proceso de codificación digital. Como se muestra en la figura 2.3, el proceso de transmisión desprecia la existencia de ciertas imperfecciones, sin alterar la esencia de la información. Desde luego, si las imperfecciones causan suficientes cambios en la señal, se detectarían errores y los datos binarios en el receptor no representan exactamente los datos originales.

Un atributo fundamental de un sistema digital es que la probabilidad de errores de transmisión se puede disminuir si se agregan repetidores regenerativos en puntos intermedios de la línea de transmisión. Como veremos en el capítulo 4, estos errores se pueden eliminar si se utiliza el suficiente número de repetidores.

El mayor beneficio directo del proceso de regeneración es la habilidad de localizar los efectos de la señal degradada. Mientras que la degradación de un segmento no cause errores, sus efectos se eliminan, mientras que en un sistema análogo se acumularía de un segmento a otro. Subsistemas individuales de grandes redes análogas exigen control estricto de la transmisión para dar resultados de calidad, mientras que en uno digital solo necesita garantizar una cierta frecuencia mínima de error que normalmente es fácil de lograr.

La calidad de un sistema digital se determina por el proceso de digitalización y no por el sistema de transmisión. La conversión análoga-digital, por naturaleza induce pérdida de fidelidad ya que la curva análoga se representa con puntos de valor específico. Si se establecen suficientes puntos, la curva análoga se representa con un mínimo error, pero este aumento de resolución requiere más información y consecuentemente más espesor de banda para transmitir. Un sistema de transmisión digital ofrece un intercambio entre calidad y ancho de banda, algo similar ocurre para las señales análogas de frecuencia modulada.

Monitoreo de funcionamiento.

Otro beneficio de un sistema digital es que la calidad de la señal se puede asegurar sin conocer la naturaleza del tráfico. El sistema produce pulsos bien definidos, y cualquier desviación aparte de las aceptables representa una degradación de la calidad de la transmisión.

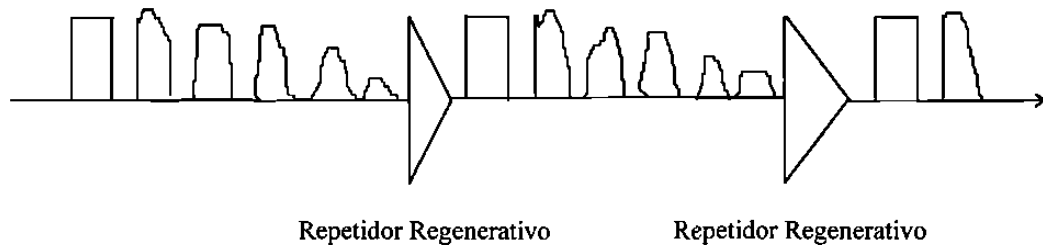


Figura 2.3 Regeneración de una señal en un repetidor de línea digital

En general un sistema análogo no puede ser monitoreado o examinado mientras está funcionando ya que la estructura de la señal transmitida se desconoce. Las señales multiplexadas FDM típicamente incluyen señales piloto que miden continuidad de canal y niveles de potencia. El nivel de potencia de una señal piloto es una manera efectiva de medir la fracción de ruido en la señal. El ruido y la distancia se miden en canales inactivos ó al final de una banda. Nunca se mide la señal directamente en un canal en servicio. Un método común de medir la calidad de una transmisión es agregar paridad o bits CRC (Cyclic Redundancy Check) al mensaje. Esta redundancia permite al receptor detectar el nivel de errores. Si el rango de error excede un valor nominal tolerable, la transmisión se degrada.

Otra técnica para medir la calidad de transmisión en servicio es usando líneas portadoras T (T-carrier). Esta técnica monitorea ciertas redundancias en la curva de señal. Cuando el patrón de redundancia en el receptor se desvía de lo normal ocurren errores de decisión. Una descripción completa del formato codificado de línea usado en los sistemas portadora T se da en el capítulo 4. Otros métodos para medir la calidad de transmisión en sistemas digitales se discute en el capítulo 5.

Integración de otros servicios

Ya mencionamos que un sistema de transmisión digital fácilmente maneja la información de control, y esto es representativo de un aspecto fundamental de la transmisión digital: que cualquier mensaje interpretado digitalmente representa un formato de señal común para el sistema de transmisión.

En un sistema análogo el estándar de transmisión de un circuito de voz es de 4kHz. Todos los servicios especiales como de datos o fax tienen que ser transformados para que parezcan señales de voz. En particular las señales de datos tienen que ser convertidas a análogas a través de un módem.

El canal análogo está optimizado para aumentar la calidad de voz. Por consiguiente, ciertas características como el cambio de fase y el ruido de impulso han recibido menos atención que otros cambios más favorables a la voz. Algunas consideraciones menos enfáticas, como la distorsión de fase en particular, son críticas para servicios de alto rango. El uso de cadenas analógicas para servicios de no-voz pueden requerir una compensación especial para algunas mejoras de transmisión análoga. Si el canal análogo es muy pobre puede ser inútil para alguna misión particular. En contraste, el principal parámetro de calidad en un sistema digital es el rango de error. Canales con un rango de error bajo, se consiguen fácilmente. Cuando se requiere, los efectos de errores de canal, pueden ser eliminados efectivamente con procedimientos de control de error implementados por el usuario.

Un beneficio adicional del formato de transmisión común es que el tráfico de los diferentes tipos de fuentes pueden ser intermezclados en una simple transmisión media sin interferencia mutua. El uso de una transmisión media común para señales analógicas es algunas veces complicado debido a que los servicios individuales requieren diferentes niveles de calidad. Por ejemplo, señales de televisión, los cuales requieren gran calidad de transmisión que las señales de voz, no se combinan usualmente con los canales de voz FDM en un sistema de transmisión analógica de banda ancha.

Aunque las compañías telefónicas se atienden primariamente con los servicios de voz, el rápido crecimiento en comunicaciones de datos incrementó los mejoramientos requeridos para poder transferirlos. La ventaja inherente de un sistema digital para comunicaciones de datos ayudará a estimular, aún más el crecimiento de los servicios de transferencia de datos en canales digitales accesibles a través del ISDN (Red Digital de Servicios Integrados).

Relación señal a ruido (s/n) alta.

Los ruidos y la interferencia en un sistema de voz análoga es más aparente durante las pausas cuando la amplitud de la señal es baja. Aunque sea bajo el nivel del ruido durante la pausa, puede molestar al usuario. El mismo nivel de ruido quizá no se note durante la conversación, así que es el nivel absoluto de ruido lo que determina la calidad de la voz análoga. Evaluaciones subjetivas de calidad de voz han determinado el máximo nivel de ruido estándar de -62dBm0 para sistemas de corta distancia, y de -56 dBm0 para sistemas de larga distancia.

En un sistema digital las pausas son digitalizadas como las señales de voz y se transmiten con la misma potencia, y ya que la regeneración elimina los ruidos de transmisión, el ruido se determina por el proceso de digitalización. Como se verá en el

capítulo 4, una transmisión digital ofrece un funcionamiento sin errores con una relación típica de señal a ruido de 15 a 25 dB dependiendo del tipo de codificador o modulador que use.

La habilidad de un sistema de transmisión digital para rechazar interferencias, es a veces más importante que la habilidad de operar con bajo ruido. Uno de los principales problemas de diseño y mantenimiento de un sistema análogo es la interferencia entre comunicaciones. El problema es más notable durante pausas en un canal mientras que otro canal esté en su máxima potencia. Este problema no existe en un sistema digital, ya que la señal digital mantiene una amplitud constante, o aún si la interferencia fuera suficiente para ser detectada y causará errores, parecería como ruido incomprensible. Ya que un sistema digital requiere una banda más amplia que un sistema análogo comparable, y bandas más anchas implican más interferencia y ruido, la habilidad de operar con bajos niveles de ruido de señal, podrían ser tanto un requisito como una ventaja de los sistemas digitales.

Facilidad para encriptar señales secretas

Aunque es poca la demanda entre los usuarios telefónicos en general, la facilidad de “revolver” y “reorganizar” un flujo de información digital, dá otra ventaja a los sistemas digitales para usuarios de conversaciones delicadas. Como contraste, la voz análoga es mucho más difícil de ocultar, y generalmente no es tan segura como la voz digital oculta. Como se mencionó previamente, es la habilidad de codificación u ocultamiento de la voz digital lo que ha atraído el interés militar.

PROCESAMIENTO DE SEÑAL DIGITAL

Otra aplicación importante de la tecnología digital es el área de procesamiento de la señal. Básicamente esto es una operación para realzar o transformar sus características. Algunos ejemplos comunes de proceso de señal son la amplificación , ecualización, modulación, y filtro.

Procesamiento de señal digital (DSP) se le llama a el uso de circuitos de lógica y aritmética digital para implementar funciones de proceso a las señales digitales. Hay aplicaciones en las cuales se convierte la señal análoga a digital con el único fin de procesar digitalmente. Una vez procesada, la señal se vuelve a convertir de digital a análoga. Esto se ilustra en la figura 2.4 donde una señal con ruido es filtrada digitalmente para quitar el ruido. Las ventajas principales aparecen en la tabla 2.2.

Es importante recalcar que en este contexto (DSP) se refiere a la tecnología usada para condicionar, manipular o transformar la representación digital de una señal. En otro contexto el proceso de señal se refiere a la interpretación de las señales de control de una red. En este caso se procesa la interpretación lógica de un código de control y no la señal que este pudiera representar.

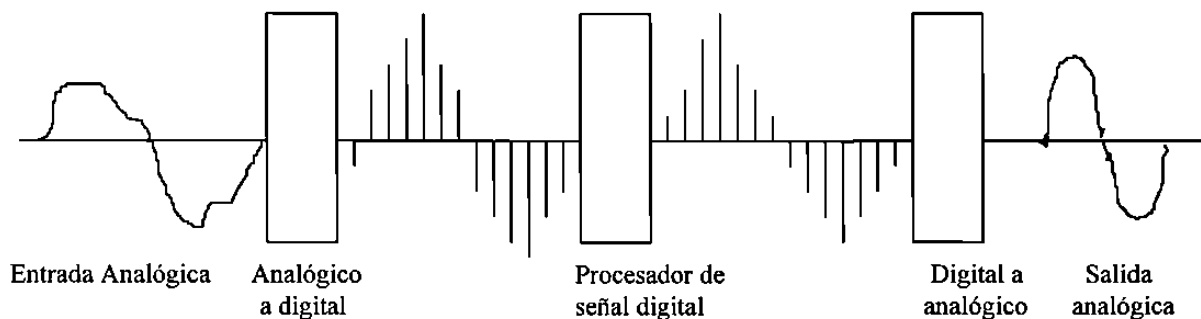


Figura 2.4 Procesamiento de señal digital de una señal analógica

Tabla 2.2 Características de el procesamiento de señal digital

Reproducibilidad

La inmunidad que los circuitos digitales tienen para resistir los efectos de pequeñas imperfecciones y elementos parásitos, implican que los circuitos pueden producirse con características operacionales consistentes sin necesidad de ajustes finos ni tolerancias de vejez.

Programabilidad

Una estructura básica puede usarse para varios tipos de aplicación con sólo cambiar una especificación algorítmica o paramétrica en la memoria digital.

Tiempo compartido

Un circuito procesador digital se puede usar para señales múltiples si se almacena la información en RAM temporalmente y se procesa cada señal de manera cíclica (por división de tiempo).

Pruebas automáticas

Ya que la información es digital se puede probar rutinariamente y comparar resultados con patrones en memoria.

Versatilidad

El procesamiento de señales digitales puede desempeñar muchas funciones que serían imposibles o imprácticas con sistemas analógicos.

Aplicaciones de DSP (Procesamiento de Señales Digitales)

En las siguientes cuatro secciones se identifican aplicaciones de DSP que resultan más económicas o que no eran posibles o prácticas con tecnología analógica.

Supresores de Eco

El costo y el funcionamiento de los supresores de eco ha mejorado al punto de poder justificarlos para casi todos los circuitos de larga distancia - de ésta manera se consiguen circuitos “full-duplex” (sin supresión de eco) y sin atenuación artificial (sin pérdida neta de vía). Los retrasos naturales y la adaptación requerida para un eliminador de eco implican que un DSP es mucho más económico que uno análogo.

Receptores de Tono

La detección de tonos análogos como DTMF (Multifrecuencia Doble Tono), MF (Multifrecuencia), y SF (Frecuencia Sencilla) se logra fácil y económicamente con una representación digital del tono. Si el tono está ya digitalizado esto es aún más económico como en el caso de un distribuidor (switch) digital. La programabilidad de un circuito DSP es particularmente útil para receptores de tono ya que un aparato puede tener funciones múltiples al seleccionar diferentes filtros (programas) según la aplicación

“Modéms” de alta velocidad

La operación confiable (con bajo nivel de error) de modems de alta velocidad (9600 bps y más) a través de la red telefónica requiere de técnicas de modulación sofisticadas y de acondicionamiento de señal conocido como “ecualización adaptativa”. La forma más eficaz de conseguir esto es con circuitos DSP. Las señales radio digitales anteriormente usaban equalizadores adaptativos análogos porque eran más económicos, pero los radios digitales de alta velocidad requieren de equalizadores más sofisticados que se consiguen más fácilmente con DSP.

Codificación de voz de baja velocidad

La realización de algoritmos codificadores de voz de baja velocidad descritos en el capítulo 4 requiere de extensos procesos numéricos para disminuir la redundancia en las pruebas de voz digitalizada. La tecnología DSP es la única manera económica de implementar estos algoritmos en una base de tiempo real.

DESVENTAJAS DE REDES DE VOZ DIGITAL

Para balancear, esta sección presenta las desventajas técnicas de un sistema digital numeradas en la tabla 2.3.

Tabla 2.3 Desventajas de Implementaciones digitales

1. Demanda un incremento en el ancho de banda del canal.
 - Teléfono Análogo 4 kHz
 - Teléfono Digital 64 kbps
2. Requiere de sincronización en el tiempo
3. Topológicamente hablando se restringe al uso de multiplexores
4. Requiere puentes para las que no sean conexiones punto a punto y lograr conferencias
5. Presenta incompatibilidad con el equipo análogo ya existente (requiere convertidores ADC, DAC)
6. El procesamiento de la señal implica retrasos en tiempo

Incremento de ancho de banda

El incremento de ancho de banda se presenta porque las muestras codificadas a binario se transmiten con un pulso individual para cada bit en el código. Por esto es que un sistema de portadora T1 requiere aproximadamente ocho veces más banda que 24 canales análogos de voz ya que cada muestra se representa con una palabra codificada de 8 bits. En realidad se necesita una banda aún más grande. Aunque se pudieran usar algoritmos más sofisticados para codificar la voz a velocidad más baja que la del sistema T1 (64 kbps), la calidad actual de voz no se conseguiría con menos del triple de banda.

En conexiones locales el incremento de ancho de banda no representa gran desventaja ya que típicamente hay exceso de bandas. En sistemas de radio de larga distancia hay gran demanda de banda, y los sistemas de digitales son generalmente ineficientes en el número de canales que ofrecen. Aún así, la habilidad de superar la interferencia y el ruido a veces compensa los requisitos de banda, particularmente en ambientes congestionados.

La banda requerida por la digitalización de voz depende directamente en el tipo de codificación y modulación. Con equipo más sofisticado de modulación y demodulación mayor eficiencia se podría lograr. Con más niveles en el código de línea, se consigue mejor eficiencia de transmisión, pero con el poder de transmisión limitado, la distancia entre niveles discretos de señal se reduce drásticamente. Con esto, la señal transmitida pierde su inmunidad al ruido y a imperfecciones.

Con una combinación de técnica de modulación digital avanzada y una técnica de digitalización de baja velocidad, los radios digitales de punto a punto pueden ofrecer

eficiencias de canal comparables a sistemas de microondas análogas. Aunque al usar algoritmos para digitalizar a baja velocidad en equipo interno, se complica la operación de la red porque dicho equipo tiene que ser evitado para dar transparencia.

Sincronización de tiempo

Al transferir información digital se necesita una referencia de entrada para decidir que valor fue transmitido por el pulso. El tiempo óptimo regularmente corresponde al medio de pulso transmitido. Para obtener detección óptima el reloj tiene que estar sincronizado con la llegada del pulso. Esto no es difícil de lograr, el capítulo 4 cubre las consideraciones de diseño necesarias para establecer buena sincronización en el receptor de transmisión digital.

Problemas más serios aparecen al interconectar un número de transmisores y distribuidores (switches) digitales para formar una red. No sólo los elementos individuales mantienen sincronización interna sino que tiene que haber una cierta sincronización de toda la red para que los subsistemas puedan interoperar debidamente. El capítulo 5 cubre los requisitos básicos de sincronización para una red.

La sincronización no es problema único de las redes digitales, los sistemas de transmisión FDM de banda sencilla necesitan de sincronización similar en redes análogas, aunque menos críticas por aproximadamente dos ordenes de magnitud

Multiplexión topologicamente restringida

Para el público en general, el uso más aparente de multiplexión son los servicios de difusión por radio y televisión. En estos sistemas el aire es el medio compartido al usar multiplexión por división de frecuencia de los canales individuales de difusión. Con este sistema no hay restricciones geográficas de transmisores y receptores. Mientras los transmisores limiten sus emisiones a su banda asignada y cada receptor use un filtro selectivo para recibir sólo el canal deseado, la red funciona sin interferencia. TDM no es tan flexible a aplicaciones que tengan transmisores y receptores distribuidos. Ya que el tiempo de llegada de una señal depende de la distancia recorrida, los sistemas TDM distribuidos requieren de un tiempo de guarda. Los sistemas FDM también requieren de bandas de guardia entre canales para conseguir una separación adecuada. El ancho de la banda de guardia no depende de la localidad geográfica del transmisor. En un sistema TDM los tiempos de guarda aumentan según la distancia entre transmisores, aparte, cada fuente de división de tiempo debe duplicar la sincronización y la lógica para operar un sistema TDM. Por estas razones TDM se usa principalmente en aplicaciones donde todas las fuentes de información están localizadas centralmente y un solo multiplexor controla las asignaturas de tiempo.

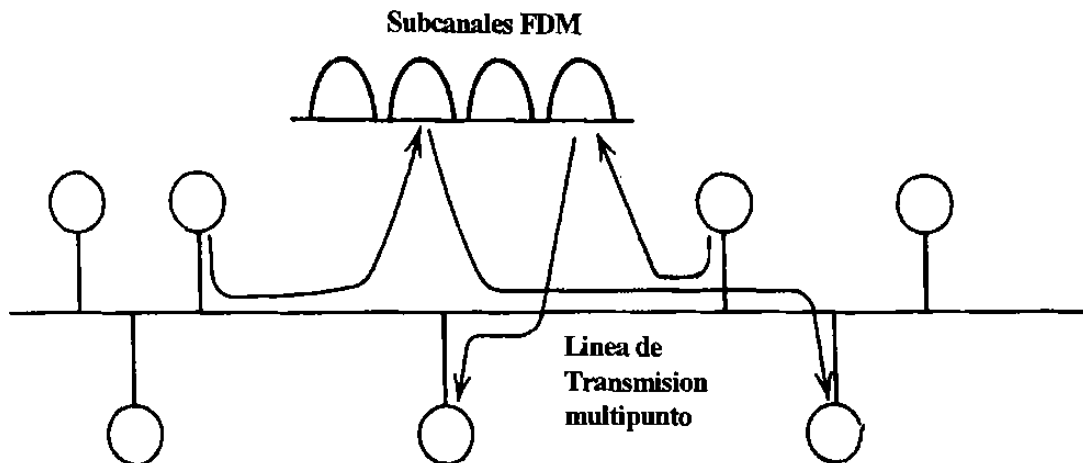


Figura 2.5 Multiplexión por división de frecuencia FDM en una línea de puntos múltiples distribuidos.

Los satélites de acceso múltiple por división de tiempo son un ejemplo de aplicación de TDM para fuentes distribuidas. Estos sistemas usan tecnología de sincronización sofisticada para que cada estación terrestre haga llegar su transmisión en el preciso momento, permitiendo así el uso de pequeños guardatiempos para dividir los espacios de tiempo. Esta aplicación solo incluye un receptor, el satélite. Si se tratará de varios transmisores y varios receptores con transmisión en varios sentidos, guardatiempos más amplios serían inevitables. La figura 2.5 ilustra un caso parecido pero con FDM en vez de TDM.

Aparte de los tiempos de guarda, la operación de una red TDM con múltiples puntos requiere un preámbulo al principio de cada transmisión para que los receptores se sincronicen a las fuentes individuales. El tiempo de guarda y el preámbulo no son mucha carga para un sistema múltiple como el "Ethernet LAN" porque transfiere información en bloques relativamente grandes, pero sí serían una carga considerable para un sistema TDM de multicanales en el cual los retrasos limitan el tamaño de las ranuras de tiempo. Los lazos TDM (una serie de conexiones unidireccionales) son una manera de interconectar puntos distribuidos con un sistema TDM sin usar guardatiempos y con preámbulos muy cortos.

Puentes para conferencia y extensión

La combinación de múltiples señales análogas para hacer una conferencia o para que actúen como extensiones múltiples de una línea, se consigue uniendo con puentes todos los pares de alambres para empalmar todas las señales. Esto es muy fácil cuando las extensiones múltiples comparten la misma línea de dos alambres como en la figura 2.6. Para combinar voces digitales en conferencia, tienen primero que ser convertidas a análogas para combinar en puentes análogos de dos alambres, o tendría que usarse un

puente de conferencia digital, como en la figura 2.7. El puente digital suma selectivamente las señales y manda las sumas apropiadas a cada extensión.

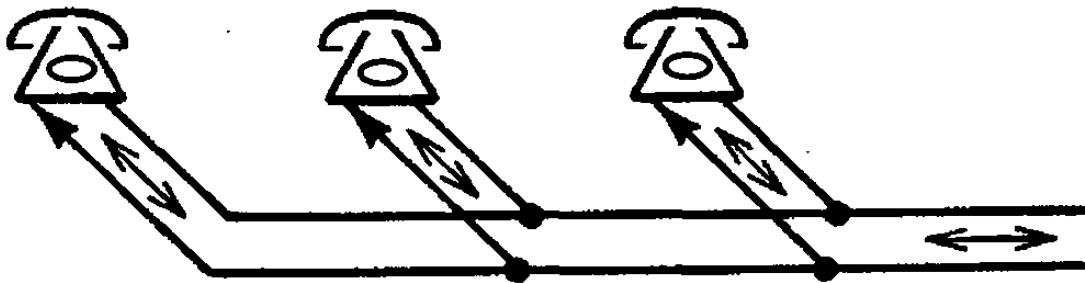


Figura 2-6 Teléfonos análogos conectados a una línea de 2 hilos.

La necesidad de un puente de conferencia digital no es gran desventaja si se agrega a un sistema de distribución. Puede aún mejorar la calidad de una conferencia porque se eliminan ecos y pérdidas de señal por la división de potencia. Por otro lado los alambrados residenciales son similares a la figura 2.6 y el instalar una conexión central sería un impedimento para la instalación de equipo digital en aplicaciones residenciales.

Incompatibilidad con sistemas análogos.

Cuando se introdujo el equipo digital a las redes telefónicas, se instaló con adaptadores (interfaces) análogos para comunicarse con el resto del equipo. Estos adaptadores representaban una gran parte del costo del sistema. Otra complicación es el retraso artificial que se agrega por la típica matriz digital.

Una manera de eliminar los problemas con la interface análoga, es el usar líneas digitales y teléfonos digitales. Desafortunadamente la gran inversión en los sistemas análogos actuales complican el lanzamiento del equipo digital. Los más notables impedimentos son los cables de un solo par, solenoides, puentes, conexiones intermitentes o de alta resistencia y los cambios de calibre o de cable. El diseño del sistema ISDN para usuarios enfrenta todos estos impedimentos pero lo hace a un precio significativo.

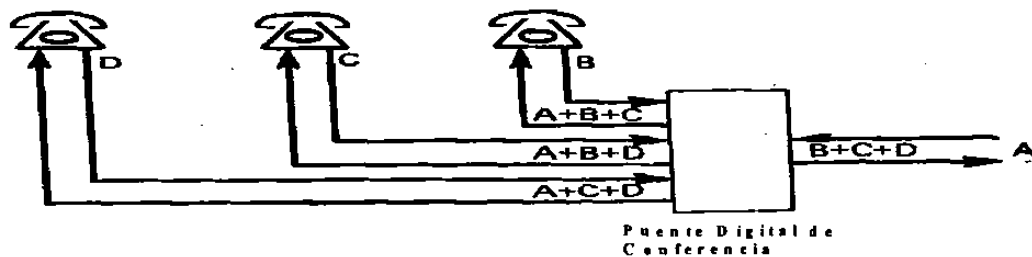


Figura 2-7 Uso de un puente de conferencia para teléfonos digitales.

TRANSMISION DIGITAL

INTRODUCCIÓN

Como se estableció anteriormente, la transmisión digital es la transmisión de pulsos digitales, entre dos puntos, en un sistema de comunicación. La información de la fuente original puede estar ya en forma digital o en señales analógicas que deben convertirse a pulsos digitales, antes de su transmisión y convertidas nuevamente a la forma analógica en el lado receptor. Con los sistemas de transmisión digital, se requieren una facilidad física tal como un par de alambres metálicos, un cable coaxial o un vínculo de fibra óptica para interconectar a los dos puntos del sistema. Los pulsos están contenidos dentro de y se propagan por la facilidad de transmisión.

VENTAJAS DE LA TRANSMISIÓN DIGITAL

1. La ventaja principal de la transmisión digital es la inmunidad al ruido. Las señales analógicas son más susceptibles que los pulsos digitales a la amplitud no deseada, frecuencia y variaciones de fase. Esto se debe a que con la transmisión digital, no se necesita evaluar estos parámetros, con tanta precisión, como en la transmisión analógica. A cambio, los pulsos recibidos se evalúan durante un intervalo de muestreo y se hace una sola determinación si el pulso está arriba o abajo de un umbral específico.
2. Se prefieren a los pulsos digitales por su mejor procesamiento y multicanalización que las señales analógicas. Los pulsos digitales pueden guardarse fácilmente, mientras que las señales analógicas no pueden. Además, la razón de transmisión de un sistema digital puede cambiarse fácilmente para adaptarse a diferentes ambientes y interfacear con diferentes tipos de equipamiento. La multicanalización será explicada detalladamente en el capítulo 4.
3. Los sistemas digitales utilizan la regeneración de señales, en vez de la amplificación de señales, por lo tanto producen un sistema más resistente al ruido que su contraparte analógica.
4. Las señales digitales son más sencillas de medir y evaluar. Por lo tanto, es más fácil comparar el rendimiento de los sistemas digitales con diferentes capacidades de señalización e información, que con los sistemas analógicos comparables.
5. Los sistemas digitales están mejor equipados para evaluar un rendimiento de error (por ejemplo, detección y corrección de errores), que los sistemas analógicos.

DESVENTAJAS DE LA TRANSMISIÓN DIGITAL

1. La transmisión de las señales analógicas codificadas de manera digital requieren de más ancho de banda para transmitir que la señal analógica.
2. Las señales digitales deben convertirse en códigos digitales, antes de su transmisión, y convertirse nuevamente a analógicas en el receptor.
3. La transmisión digital requiere de sincronización precisa, de tiempo, entre los relojes del transmisor y del receptor.
4. Los sistemas de transmisión digital son incompatibles con las facilidades analógicas existentes.

MODULACIÓN DE PULSOS

La *modulación de pulsos* incluye muchos métodos diferentes para convertir información a forma de pulsos para transferir pulsos de una fuente a un destino. Los cuatro métodos predominantes son *modulación de ancho de pulso* (PWM), *modulación de posición del pulso* (PPM), *modulación de amplitud de pulsos* (PAM) y *modulación de pulsos codificados* (PCM). Los cuatro métodos, más comunes, de la modulación de pulsos se resumen a continuación y se muestra en la figura. 3-1

1. *PWM*. Este método a veces se llama modulación de duración del pulso (PDM) o modulación de longitud del pulso (PLM). El ancho del pulso (porción activa del ciclo de trabajo) es proporcional a la amplitud de la señal analógica.
2. *PPM*. La posición de un pulso de ancho constante, dentro de una ranura de tiempo prescrita, varía de acuerdo a la amplitud de la señal analógica.
3. *PAM*. La amplitud de un pulso de posición constante y de ancho constante varía de acuerdo a la amplitud de la señal analógica.
4. *PCM*. La señal analógica se muestra y se convierte a una longitud fija, número binario serial para transmisión. El número binario varía de acuerdo a la amplitud de la señal analógica.

PAM se usa como una forma intermedia de modulación, con PSK, QAM y PCM, aunque raramente se usa una sola. PWM y PPM se usan en los sistemas de comunicación, de propósitos especiales (normalmente para el ejército), pero raramente se usan para los sistemas comerciales. PCM es, por mucho, el método más prevalente de modulación de pulsos y consecuentemente, será el tema de discusión por el resto de este capítulo.

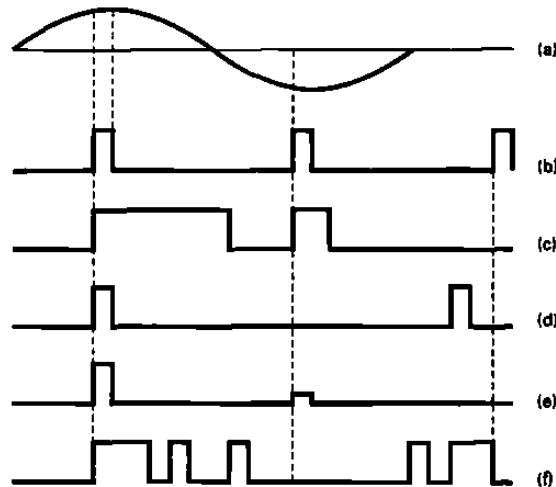


Figura 3-1 Modulación de pulsos: a) señal analógica; b) pulsos de muestreo; c) PWM; d) PPM; e) PAM; f) PCM.

MODULACIÓN DE PULSOS CODIFICADOS

La *modulación de pulsos codificados* (PCM), es la única de las técnicas de modulación de pulsos codificados, anteriormente mencionadas, que se usan en un sistema de transmisión digital. Con PCM, los pulsos son de longitud fija y amplitud fija. PCM es un sistema binario; un pulso o ausencia de pulsos, dentro de una ranura de tiempo prescrita representa ya sea un condición de lógica 1 o de lógica 0. Con PWM, PPM o PAM, un solo pulso no representa un dígito binario sencillo (bit).

La figura 3-2 muestra un diagrama a bloques simplificado de un solo canal, sistema PCM *sencillo (de un solo sentido)*. El filtro de pasa-bandas limita a la señal analógica de entrada a la proporción de la frecuencia de la banda de voz estándar, de 300 a 3000 Hz. El circuito de *muestreo y retención* periódicamente prueba la entrada de información analógica y convierte esas muestras en una señal PAM de multinivel. El *convertidor analógico a digital* (ADC) convierte las muestras PAM un flujo de datos binarios seriales para transmisión. El medio de transmisión es un cable metálico o fibra óptica.

En el lado de recepción, el *convertidor digital a analógico* (DAC) convierte el flujo de dato binarios seriales a una señal PAM de multinivel. El circuito de retención y el filtro pasa-bajas convierten a la señal PAM nuevamente en su forma analógica original. Un circuito integrado que realiza la codificación y decodificación de PCM se llama un *codec (codificador/decodificador)*. El codec se explicará con más detalle en el capítulo 4.

Circuito de muestreo y retención

El propósito de muestreo y retención es probar periódicamente la señal de entrada analógica, continuamente cambiante, y convertir las muestras en una serie de niveles PAM de amplitud constante. Para que el ADC convierta exactamente la señal a un código digital, la señal debe ser relativamente constante. Si no es así, antes de que el ADC pueda terminar la conversión, la entrada de información cambiaría. Por lo tanto, el ADC estaría continuamente intentando seguir los cambios analógicos y nunca se estabilizaría en ningún código PCM.

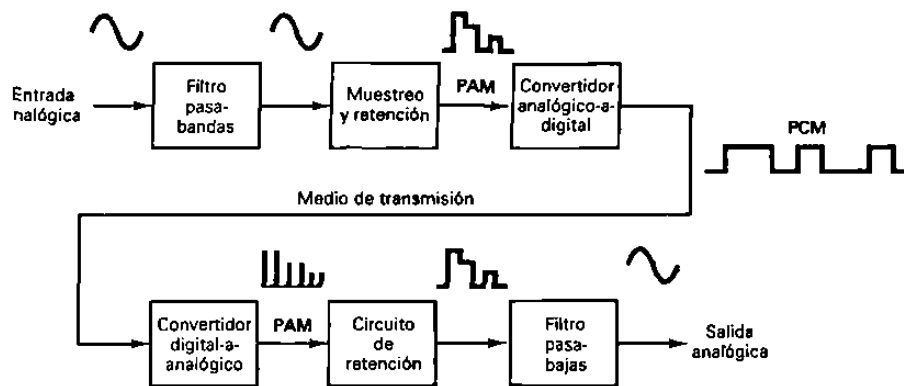


Figura 3-2 Diagrama a bloques de un sistema PCM simplificado.

La figura 3-3 muestra el diagrama esquemático de un circuito de muestreo y retención. El FET actúa como un conmutador sencillo. Cuando se “enciende”, proporciona un camino de baja impedancia para depositar el voltaje de la muestra analógica en el capacitor C1. El tiempo que Q1 está “encendido” se llama *apertura o tiempo de adquisición*. Esencialmente, C1 es el circuito de retención. Cuando Q1 está “apagado”, el capacitor no tiene un camino completo por el cual descargarse y, por lo tanto, almacena el voltaje muestreado. El *tiempo de almacenamiento* del capacitor también se llama *tiempo de conversión A/D* debido a que, durante ese tiempo, el ADC convierte el voltaje de la muestra en un código digital. El tiempo de adquisición deberá ser muy corto. Esto asegura que ocurra un cambio mínimo en la señal analógica mientras se deposita a través de C1. Si la entrada de información al ADC está cambiando mientras se realiza la conversión, resultará en una distorsión. La distorsión se llama *distorsión de apertura*. Por lo tanto, teniendo un tiempo de apertura corto y manteniendo la entrada de información al ADC relativamente constante, el circuito de muestreo y retención reduce la distorsión de apertura. Si la señal analógica se muestrea por un periodo corto de tiempo y el voltaje de la muestra se mantiene a una amplitud constante, durante el tiempo de conversión de A/D, esto se llama *un muestreo superior plano*. Si el tiempo de muestreo se alarga y la conversión de analógica a digital se realiza con una señal analógica cambiante, esto se llama *muestreo natural*. El muestreo

natural introduce más distorsión de apertura que un muestreo superior plano y requiere de un convertidor A/D más rápido.

La figura 3-4 muestra la señal analógica de entrada de información, el pulso muestreado y la forma de onda desarrollada a través de C1. Es importante que la impedancia de salida del seguidor de voltaje Z1 y la resistencia de “encendido” de Q1 sean lo más pequeñas posibles. Esto asegura que la constante de tiempo de carga RC del capacitor se mantenga muy corta, permitiendo al capacitor cargarse o descargarse rápidamente, durante un tiempo de adquisición corto. La caída rápida en el voltaje del capacitor, inmediatamente después de cada pulso muestreado se debe a la redistribución de la carga a través de C1. La capacitancia del interelectrodo, entre la compuerta y la salida del FET, se coloca en serie con C1, cuando el FET está “apagado”, por lo tanto actúa como una red divisora de voltaje capacitivo. Además, observe la descarga gradual a través del capacitor, durante el tiempo de conversión. Esto se llama *caída* y será causado por la descarga del capacitor a través de su propia resistencia de fuga (dispersión) y la impedancia de entrada del seguidor de voltaje Z2. Por lo tanto, es importante que la impedancia de entrada de Z2 y la resistencia de fuga de C1 sean lo más altas posibles. Esencialmente, los seguidores de voltaje Z1 y Z2 aíslan al circuito de muestreo y retención (Q1 y C1) de la circuitería de entrada y salida.

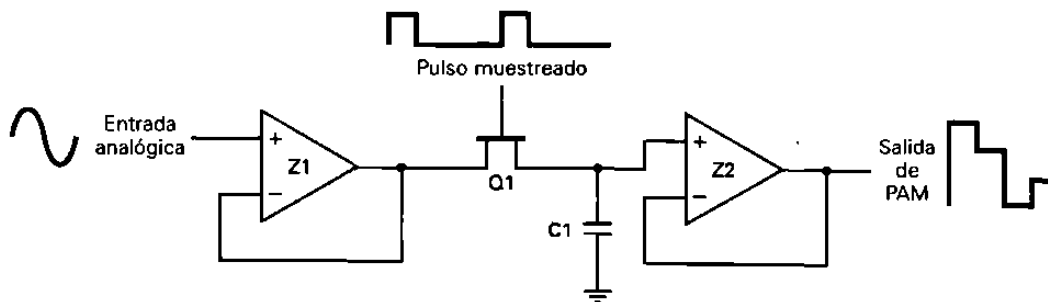


Figura 3-3 Circuito de muestreo y retención

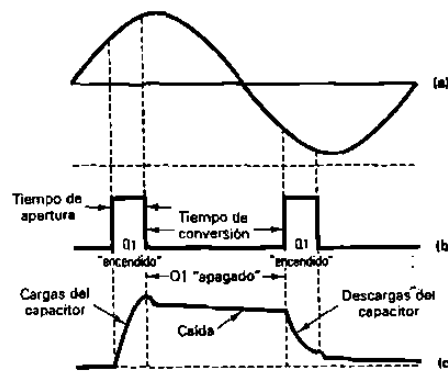


Figura 3-4 Formas de onda de muestreo y retención: a) entrada analógica; b) pulso de muestreo; c) voltaje del capacitor.

EJEMPLO 3-1

Para el circuito de muestreo y retención, mostrado en la figura 3-3, determine el capacitor de valor más grande que puede usarse. Utilice la impedancia de salida de información para Z1 de 10 ohms, una resistencia de "encendido" para Q1 de 10 ohms, un tiempo de adquisición de $10 \mu s$, un voltaje máximo de entrada de pico a pico de 10 V, una corriente máxima de Z1 de 10 mA y una exactitud de 1%.

Solución La expresión para la corriente por un capacitor es

$$i = C \frac{dv}{dt}$$

Rearreglando y resolviendo para C proporciona

$$C = i \frac{dt}{dv}$$

en donde C = capacitancia máxima (faradios)
i = máxima corriente de salida de Z1, 10 mA
dv = cambio máximo en el voltaje a través de C1, el cual es igual a 10V
dt = tiempo de carga, el cual es igual al tiempo de apertura, $10 \mu s$.

Por lo tanto,

$$C_{\text{máximo}} = \frac{(10mA)(10\mu s)}{10V} = 10nF$$

La constante de carga de tiempo para C cuando Q1 está "encendido" es

$$\tau = RC$$

en donde τ = una constante de tiempo de carga (segundos)
R = impedancia de salida de Z1 más la resistencia de "encendido" de Q1(ohms)
C = valor de capacitancia de C1 (faradios)

Rearreglando y resolviendo para C nos da

$$C_{\text{máximo}} = \frac{\tau}{R}$$

El tiempo de carga C1, también depende de la exactitud deseada del dispositivo. La exactitud del porcentaje y su constante de tiempo RC requerida se resumen de la siguiente manera

Exactitud (%)	Tiempo de carga
10	3τ
1	4τ
0.1	7τ
0.01	9τ

Para una exactitud de 1%

$$C = \frac{10\mu s}{4(20)} = 125nF$$

Para satisfacer las limitaciones de la corriente de salida Z1, una capacitancia máxima de 10nF fue requerida. Para satisfacer los requerimientos de exactitud, el capacitor 125 nFd fué requerido de valor más pequeño debe usarse. Por lo tanto, C1 no puede ser más grande que 10 nF.

Tasa de muestreo

El teorema de muestreo de Nyquist establece la *mínima razón de muestreo* (f_s) que puede usarse para un sistema PCM específico. Para que una muestra sea reproducida correctamente en el receptor, cada ciclo de la señal de entrada analógica (f_a) debe muestrearse por lo menos dos veces. Consecuentemente, la mínima razón de muestreo es igual al doble de la frecuencia de entrada de audio más alta. Si f_s es menor que el doble de f_a , resultará en una distorsión. Esta distorsión se llama "*aliasing*" o *distorsión encimada*. Matemáticamente, la mínima razón de muestreo de Nyquist es

$$f_s \geq 2f_a \quad (3-1)$$

en donde

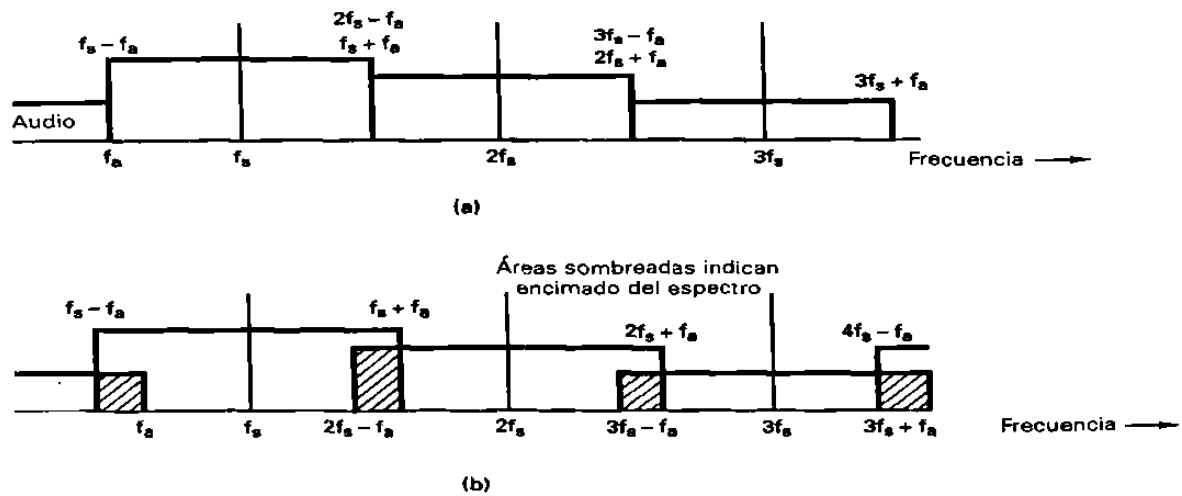
f_s = mínima razón de muestreo de Nyquist (hertz)

f_a = frecuencia más alta que se debe muestrear (hertz)

Esencialmente, un circuito de muestreo y retención es un modulador de AM. El interruptor es un dispositivo no lineal que tiene dos entradas: el pulso de muestreo y la señal analógica de entrada. Consecuentemente, *un mezclado no lineal (heterodino)* ocurre entre estas dos señales. La figura 3-5 a muestra la representación del dominio de la frecuencia del espectro de salida, desde un circuito de muestreo y retención. El resultado incluye a las dos entradas originales (el audio y la frecuencia fundamental del pulso muestreado), sus frecuencias de suma y diferencia ($f_s \pm f_a$), todas las armónicas de

f_s y f_a ($2f_s$, $2f_a$, $3f_s$, $3f_a$, etc.), y sus productos cruzados asociados ($2f_s \pm f_a$, $3f_s \pm f_a$, etc.).

Debido a que el pulso muestreado es una forma de onda repetitiva, se compone de una serie de ondas seno relacionadas armónicamente. Cada una de estas ondas seno se modula en amplitud por la señal analógica y produce frecuencias de suma y diferencia simétricas, alrededor de cada una de las armónicas de f_s . Cada frecuencia de suma y diferencia generada se separa de su frecuencia central respectiva por f_a . Mientras que f_s sea por lo menos el doble de f_a , ninguna de las frecuencias laterales de una armónica se desbordará en las bandas laterales de otra armónica y evita la distorsión encimada. La figura 3-5 b muestra los resultados cuando una frecuencia de entrada analógica mayor a $f_s/2$ modula a f_s . Las frecuencias laterales de una armónica se enciman a la banda lateral de otra armónica. La frecuencia que se encima es un alias de la señal de entrada (por esta razón se le llama "aliasing" o "distorsión encimada"). Si una frecuencia lateral, alias de la primera armónica, se encima al espectro de entrada de información de audio, no puede removerse por medio de filtros o cualquier otra técnica.



**Figura 3-5 Espectro de salida para un circuito de muestreo y retención;
(a) no "aliasing"; (b) distorsión encimada "aliasing"**

Ejemplo 3-2

Para un sistema PCM con una frecuencia máxima de entrada de audio de 4 kHz, determine la mínima razón de muestreo en la frecuencia de alias producida si una señal de audio de 5kHz se permitiera entrar en el circuito de muestreo y retención.

Solución Utilizando el teorema de muestreo de Nyquist (ecuación 3-1), tenemos

$$f_s \geq 2f_a \text{ por lo tanto, } f_s \geq 8 \text{ kHz}$$

Si una frecuencia de audio de 5 kHz entró al circuito de muestreo y retención, se produce el espectro resultante mostrado en la figura 3-6. Puede observarse que la señal de 5 kHz produce una frecuencia de alias de 3 kHz que ha sido introducida en el espectro de audio original.

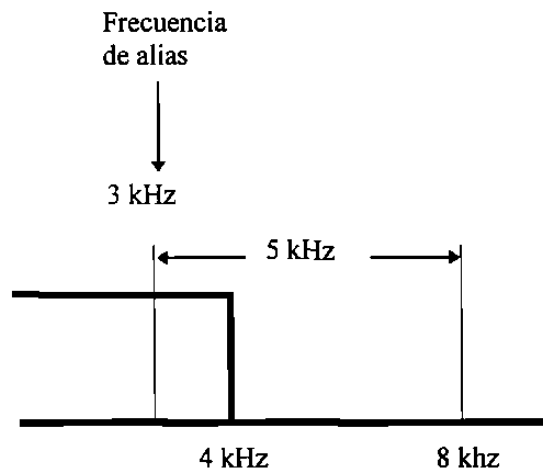


Figura 3-6 Espectro resultante para el ejemplo 3-2

El filtro pasa-bandas de entrada mostrado en la figura 3-2 se llama "*antialiasing*" o *filtro de antiencimar*. Su límite de frecuencia superior se elige de tal manera que ninguna frecuencia mayor a la mitad de la razón de muestreo se permitirá entrar en el circuito de muestreo y retención, por lo tanto elimina la posibilidad de que ocurra la distorsión de encimar.

CODIGOS PCM

Con PCM, la señal de entrada analógica se muestrea, y entonces se convierte a un código binario serial. El código binario se transmitirá al receptor, en donde se convertirá nuevamente a la señal analógica original. Los códigos binarios usados para PCM son códigos de n bits (enésimo bit), en donde n puede ser cualquier entero mayor que 1. Los códigos actualmente usados, para PCM, son *códigos de magnitud de signo*, en donde el *bit más significativo* (MSB), es el bit de signo y los bits sobrantes se usan para magnitud. La tabla 3-1 muestra un código PCM de n -bit en donde n es igual a 3. El bit más significativo se usará para representar el signo de la muestra (lógico 1 = positivo y lógico 0 = negativo). Los dos bits sobrantes representan la magnitud. Con 2 bits de magnitud, hay cuatro códigos posibles para los números positivos y cuatro posibles para los números negativos. Consecuentemente, hay un total de ocho códigos posibles ($2^3 = 8$).

Código binario doblado

El código PCM mostrado en la figura 3-1 se llama *código binario doblado*. Excepto por el bit de signo, los códigos en la mitad inferior de la tabla son la imagen reflejada de los códigos en la mitad superior. (Si los códigos negativos fueran duplicados, arriba de los códigos positivos, embonarían perfectamente). Además, con un binario duplicado hay dos códigos asignados a cero volts: 100 (+0) y 000 (-0). Para este ejemplo, la magnitud del tamaño mínimo del escalón es 1 V. Por lo tanto, el máximo voltaje que puede codificarse con este esquema es de +3 V (111) o -3 V (011). Si la magnitud de una muestra excede al intervalo de cuantización más alto, ocurre la *distorsión por sobrecarga* (también llamada *limitación de pico*). Asignar códigos PCM a magnitudes absolutas se llama *cuantizar*. La magnitud del tamaño mínimo del escalón se llama *resolución*, la cual es igual en magnitud al voltaje del bit menos significativo (V_{lsb} o la magnitud del mínimo tamaño del escalón del DAC). La resolución es el mínimo voltaje, además de 0 V, que puede decodificarse, por el DAC, en el receptor. Entre más pequeña sea la magnitud del tamaño mínimo del escalón, mejor (más pequeña) es la resolución y se asemejará más exactamente al intervalo de la cuantización a la muestra analógica real.

En la tabla 3-1, cada código de 3 bits tiene un rango de voltajes de entrada que serán convertidos a ese código. Por ejemplo, cualquier voltaje, entre +0.5 y +1.5, será convertido al código 101. Cualquier voltaje, entre +1.5 y +2.5, será codificado como 110. Cada código tiene un *rango de cuantización* igual a + o - la mitad de la resolución, excepto los códigos para +0 V y -0 V. Los códigos 0 V tienen, cada uno, un rango de entrada igual a sólo la mitad de la resolución, pero debido a que hay dos códigos 0 V, el rango para 0 V es también + o - la mitad de la resolución. Consecuentemente, el máximo voltaje de entrada al sistema es igual al voltaje del código de magnitud, más alto, más la mitad del voltaje del bit menos significativo.

Tabla 3-1 Código PCM de 3bits

Signo	Magnitud	Nivel	Decimal
1	1 1		+3
1	1 0		+2
1	0 1		+1
1	0 0		+0
0	0 0		-0
0	0 1		-1
0	1 0		-2
0	1 1		-3

La figura 3-7 muestra una señal de entrada analógica, el pulso muestreado, la señal PAM correspondiente y el código PCM. La señal analógica se muestrea tres veces. La primera muestra ocurre en un tiempo t_1 cuando el voltaje analógico es +2V. El código PCM que corresponde a la muestra 1 es 110. La muestra 2 ocurre en el tiempo t_2 cuando el voltaje analógico es -1V. El código PCM correspondiente es 001. Para determinar el código PCM para una muestra específica simplemente se divide el voltaje de la muestra por la resolución, lo convierte a un código binario de n -bit y le agrega el bit del signo. Para la muestra 1, el bit del signo es 1, indicando un voltaje positivo. El código de magnitud (10) corresponde a un binario 2. Dos veces 1V es igual a 2V, la magnitud de la muestra.

La muestra 3 ocurre en el tiempo t_3 . El voltaje en este tiempo es +2.6V. El código PCM doblado, para +2.6V, es $2.6/1 = 2.6$. No hay código para esta magnitud. Si se usan ADC de aproximación sucesiva, la magnitud de la muestra se redondea al código válido más cercano (111 o +3V para este ejemplo). Esto resulta en un error cuando el código se convierte nuevamente a analógico, por el DAC, en el lado de recepción. Este error se llama *error de cuantización* (Q_e). El error de cuantización es equivalente al ruido aditivo (altera la amplitud de la señal). Como el ruido, el error de cuantización se puede agregar o restar de la señal real. Consecuentemente, el error de cuantización también se llama *ruido de cuantización* (Q_n) y su máxima magnitud es la mitad del voltaje del tamaño mínimo del escalón ($V_{lsb}/2$). Para este ejemplo, $Q_e = 1V/2$ o $0.5V$.

La figura 3-8 muestra la función de transferencia de entrada contra salida para un convertidor analógico a digital lineal (a veces llamado un cuantizador lineal). Como muestra la figura b para una señal de entrada analógica lineal (por ejemplo, una rampa), la señal cuantizada es una escalera. Por lo tanto, como se muestra en la figura 3-8c, el máximo error de cuantización es el mismo para la señal de entrada de cualquier magnitud.

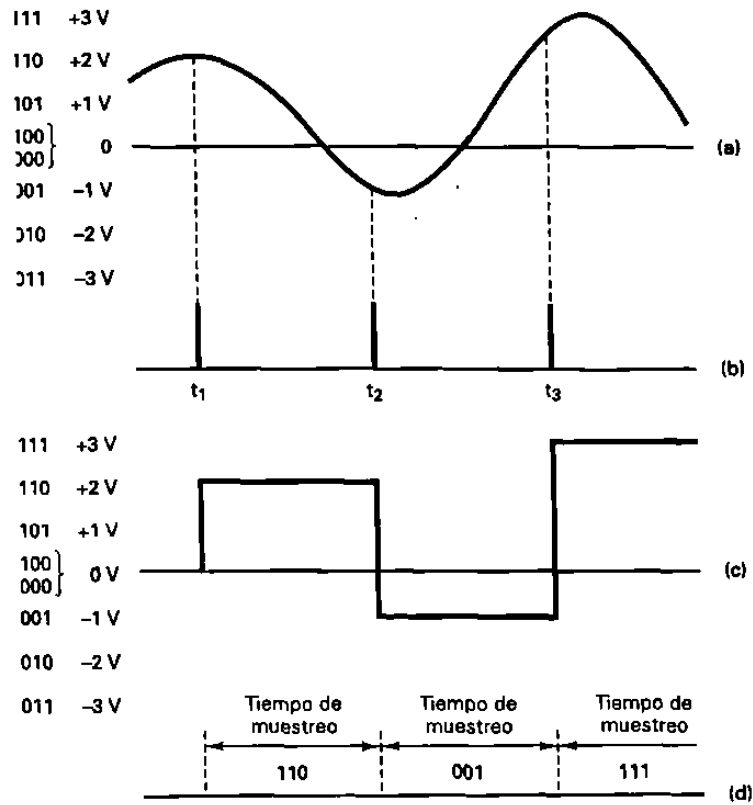


Figura 3-7 a) Señal de entrada analógica; b) pulso muestreado; c) señal PAM; d) código PCM

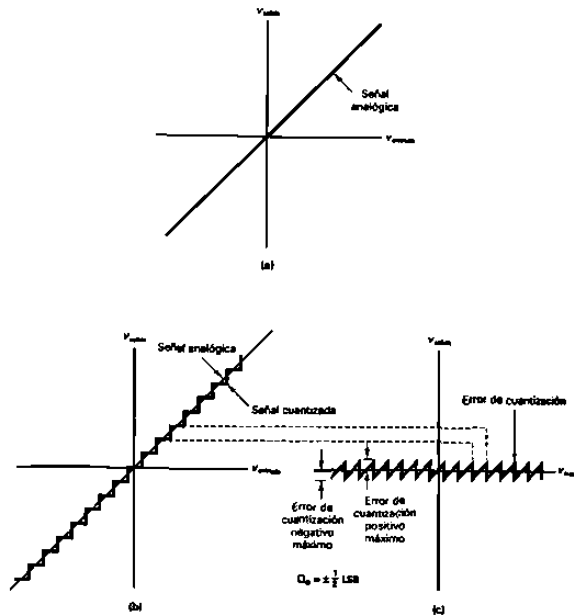


Figura 3-8 Curva de transferencia de entrada contra salida lineal: a) Función de transferencia lineal; b) Cuantización; c) Q_e .

Si la misma señal de entrada analógica usada en la figura 3-7, fuera muestreada a una razón más rápida, se tendría una reducción del tiempo entre muestras. Esto produce una señal PAM que se asemeja más cercanamente a la señal de entrada analógica original. Sin embargo también debe observarse que incrementar la razón de muestreo no reduce el error de cuantización de las muestras.

RANGO DINÁMICO.

El número de bits PCM transmitidos por muestra se determina por varias variables, las cuales incluyen la máxima amplitud de entrada permitida, resolución y rango dinámico. El rango dinámico (DR) es la relación de la magnitud más grande posible a la magnitud más pequeña posible que puede decodificarse por el DAC. Matemáticamente hablando, el rango dinámico es:

$$DR = V_{\text{máximo}} / V_{\text{mínimo}} \quad (3-2a)$$

en donde $V_{\text{mínimo}}$ es igual a la resolución y $V_{\text{máximo}}$ es la máxima magnitud del voltaje que puede decodificarse por los DAC. Por lo tanto

$$DR = V_{\text{máximo}} / \text{resolución}$$

Para el sistema mostrado en la tabla 3-1,

$$DR = 3V / 1V = 3.$$

Es común representar el rango dinámico en decibeles; por lo tanto;

$$DR = 20 \log [V_{\text{máximo}} / V_{\text{mínimo}}] = 20 \log [3 / 1] = 9.54 \text{ dB} \quad (3-2b)$$

Un rango dinámico de 3 indica que la proporción del voltaje de la señal decodificada, más grande a más pequeña, es 3. Si se desea una resolución más pequeña, tal como 0.5V, para mantener un rango dinámico de 3, el máximo voltaje de entrada permisible debe reducirse, por el mismo factor, a la mitad.

$$DR = 1.5 / 0.5 = 3$$

Por lo tanto, $V_{\text{máximo}}$ se reduce por un factor de 2 y el rango dinámico es independiente de la resolución. Si la resolución fuera reducida por un factor de 2 (0.25V), para mantener la misma máxima amplitud de entrada, el rango dinámico debe duplicarse:

$$DR = 1.5 / 0.25 = 6$$

El número de bits usados para un código PCM depende del rango dinámico. Con un código PCM de 2 bits, la mínima magnitud decodificable tiene un número binario de 01. La máxima magnitud es 11. La relación del máximo código binario al mínimo

código binario es 3, igual que el rango dinámico. Debido a que el mínimo código binario es siempre 1, DR es simplemente, el máximo número binario para un sistema. Consecuentemente para determinar el número de bits requeridos para un código PCM se usa la siguiente relación matemática:

$$2^n - 1 \geq DR$$

y para un valor mínimo de n,

$$2^n - 1 = DR \quad (3-3a)$$

en donde: n = número de bits PCM, excluyendo el bit del signo.
DR = valor absoluto del rango dinámico

¿Por qué $2^n - 1$? Un código PCM se usa para 0V, el cual no se considera para el rango dinámico. Por lo tanto,

$$2^n = DR + 1 \quad (3-3b)$$

Para resolver para n, convierta a logs:

$$\begin{aligned} \log 2^n &= \log(DR + 1) \\ n \log 2 &= \log(DR + 1) \\ n &= \log(3 + 1) / \log 2 = 0.602 / 0.301 = 2 \end{aligned} \quad (3-3c)$$

Para un rango dinámico de 3, se requiere un código PCM con 2 bits.

EJEMPLO 3-3

Un sistema PCM tiene los siguientes parámetros: una frecuencia máxima de entrada analógica de 4KHz, un voltaje máximo decodificado en el receptor de, • 2.55V y un mínimo del rango dinámico de 46 dB. Determine lo siguiente: mínima razón de muestreo, mínimo número de bits usados en el código PCM, resolución y error de cuantización.

Solución:

Sustituyendo en la ecuación 3-1, la mínima razón de muestreo es

$$f_s = 2f_a = 2(4\text{kHz}) = 8\text{KHz}$$

Para determinar el valor absoluto del rango dinámico, sustituir en la ecuación 3-2b:

$$\begin{aligned}
 46\text{dB} &= 20[\log V_{\text{máximo}} / V_{\text{mínimo}}] \\
 2.3 &= \log[V_{\text{máximo}} / V_{\text{mínimo}}] \\
 10^{2.3} &= [V_{\text{máximo}} / V_{\text{mínimo}}] = \text{DR} \\
 199.5 &= \text{DR}
 \end{aligned}$$

Sustituyendo en la ecuación 3-3b y resolver para n:

$$n = \log [(199.5 + 1) / \log 2] = 7.63$$

El número entero más cercano mayor que 7.63 es 8; por lo tanto, se deben usar 8 bits para la magnitud.

Debido a que el rango de la amplitud de entrada es $\pm 2.55\text{V}$, se requiere un bit adicional, el bit del signo. Por lo tanto, el número total de bits PCM es 9 y el número total de códigos PCM es 2^9 o 512. Hay 255 códigos positivos, 255 códigos negativos y dos códigos cero.)

Para determinar el verdadero rango dinámico, sustituya en la ecuación 3-3c:

$$\text{DR} = 20 \log 255 = 48.13 \text{ dB}$$

Para determinar la resolución, divida la máxima magnitud + o - por el número de códigos PCM positivos o negativos que no sean cero.

$$\text{resolución} = [V_{\text{máximo}} / (2^n - 1)] = [2.55 / (256 - 1)] = 0.01\text{V}$$

El error de cuantización es:

$$Q_e = \text{resolución} / 2 = 0.01 / 2 = 0.005\text{V}$$

Eficiencia de codificación

La eficiencia de codificación es una indicación numérica de qué tan eficientemente se usa un código PCM. La eficiencia de codificación es la relación del mínimo número de bits requerido para lograr un rango dinámico específico al número real de bits PCM usados. Matemáticamente, la eficiencia de codificación es

$$\begin{aligned}
 \text{eficiencia de codificación} &= \frac{\text{mínimo número de bits}}{\text{número real de bits}} \times 100 && (3-4) \\
 &= \frac{\text{mínimo número de bits}}{\text{número real de bits}} \times 100 \\
 &= \frac{\text{mínimo número de bits}}{\text{número real de bits (incluye el bit de signo)}} \times 100
 \end{aligned}$$

La eficiencia de codificación para el ejemplo 3-3 es

$$\text{eficiencia de codificación} = \frac{8.63}{9} \times 100 = 95.89\%$$

Relación señal-a-ruido de cuantización

El esquema de codificación PCM de 3 bits, descrito en la sección anterior, es un código lineal. Es decir, el cambio de magnitud entre cualquiera de dos códigos sucesivos es igual. Consecuentemente, la magnitud de su error de cuantización, también es igual. El máximo ruido de cuantización es el voltaje del bit menos significativo dividido entre 2. Por lo tanto, la peor *relación de voltaje de señal-a-voltaje de ruido de cuantización* (SQR), ocurre cuando la señal de entrada está en su mínima amplitud (101 o 001). Matemáticamente, el peor caso de SQR de voltaje es

$$\text{SQR} = \frac{\text{mínimo voltaje}}{\text{voltaje del ruido de cuantización}} = \frac{V_{lsb}}{V_{lsb}/2} = 2$$

Para una señal de entrada de máxima amplitud de 3 V (ya sea 111 o 011), el máximo ruido de cuantización es también el voltaje del bit menos significativo dividido entre 2. Por lo tanto, el SQR del voltaje para una condición de la máxima señal de entrada es

$$\text{SQR} = \frac{\text{voltaje máximo}}{\text{voltaje del ruido de cuantización}} = \frac{V_{\text{máximo}}}{V_{lsb}/2} = \frac{3}{0.5} = 6$$

Del ejemplo anterior puede observarse que aunque la magnitud de error permanece constante, a través de todo el código PCM, el porcentaje de error no lo hace; disminuye conforme la magnitud o la señal de entrada se incrementa. Como resultado, el SQR no es constante.

La expresión anterior para SQR es para voltaje y presume el máximo error de cuantización y señal analógica de amplitud constante; por lo tanto, es de muy poco uso práctico y se muestra sólo para propósitos de comparación. En realidad, y como se muestra en la figura 3-7, la diferencia entre la forma de onda PAM y la forma de onda de entrada analógica varía en magnitud. Por lo tanto, la relación señal-a-ruido de cuantización no es constante. Generalmente, el error de cuantización o distorsión causado por digitalizar una muestra analógica se expresa como una relación de potencia promedio de la señal-a-la potencia promedio de ruido. Para los códigos PCM lineales (todos los intervalos de cuantización tienen magnitudes iguales), la relación de la potencia de la señal-a-la potencia de ruido de cuantización (también llamada *relación de señal-a-distorsión o relación de señal-a-ruido*) se determina de la siguiente manera:

$$\text{SQR (db)} = 10 \log \frac{v^2/R}{(q^2/12)/R}$$

en donde

R = resistencia

v = voltaje de señal rms

q = intervalo de cuantización

$\frac{v^2}{R}$ = potencia promedio de la señal

$(q^2/12)/R$ = potencia promedio del ruido de cuantización

Si las resistencias se asume que son iguales

$$\text{SQR (db)} = 10 \log \frac{v^2}{(q^2/12)} \quad (3-5a)$$

$$= 10.8 + 20 \log \frac{v}{q} \quad (3-5b)$$

Códigos PCM lineales contra no lineales

Los primeros sistemas PCM usaban *códigos lineales* (por ejemplo, el cambio de magnitud entre cualquiera de dos pasos sucesivos es uniforme). Con la codificación lineal, la exactitud (resolución) para las señales analógicas de mayor amplitud es igual que para las señales de menor amplitud, y el SQR para las señales de menor amplitud es menor que para señales de mayor amplitud. Con la transmisión de voz, las señales de menor amplitud es más probable que ocurran que las señales de mayor amplitud. Por lo tanto, si hubiese más códigos para las amplitudes menores, incrementaría la exactitud en donde se necesita. Como resultado, habría menos códigos disponibles para las amplitudes mayores, lo cual incrementaría el error de cuantización para las señales de mayor amplitud (por lo tanto disminuye el SQR). Dicha técnica de codificación se llama *codificación no lineal o no uniforme*. Con la codificación no lineal, el tamaño del escalón se incrementa con la amplitud de la señal de entrada. La figura 3-10 muestra los resultados del escalón de un ADC lineal y no lineal.

Observe, que con la codificación no lineal, hay más códigos en la parte inferior de la escala que en la parte superior, por lo tanto incrementa la exactitud para las señales más pequeñas. Además, observe que la señal entre los códigos sucesivos es mayor para las señales de mayor amplitud, por lo tanto, incrementa el error de cuantización y reduce el SQR. Además debido a que la relación de $V_{\text{máximo}}$ a $V_{\text{mínimo}}$ se incrementa con la codificación no lineal, el rango dinámico será mayor que con un código uniforme. Es evidente que la codificación no lineal es un compromiso; SQR se sacrifica para las señales de alta amplitud, y se logra más exactitud para las señales de amplitud baja; y para lograr un rango dinámico mayor. Es difícil fabricar ADC no lineales;

consecuentemente, se desarrollan métodos alternativos para lograr los mismos resultados y se discuten más adelante, en éste capítulo.

Ruido del canal inactivo (ocioso)

Durante los tiempos en que no hay una señal de entrada analógica, la única entrada al muestreador de PAM será el ruido térmico aleatorio. Este ruido se llama *ruido de canal inactivo* (ocioso) y se convierte en una muestra PAM, tal como si fuera una señal. Consecuentemente, hasta el ruido de entrada se cuantiza por el ADC. La figura 3-10 muestra una manera de reducir el ruido del canal inactivo por un método llamado *cuantización de medio escalón*, el primer intervalo de cuantización se agranda más en amplitud que el resto de los escalones. Consecuentemente, el ruido de entrada puede ser bastante grande y aún ser cuantizado como un código cero positivo o negativo. Como resultado, el ruido se suprime durante el proceso de codificación.

En los códigos PCM descritos, hasta el momento, los códigos positivos y negativos de magnitud más baja tienen el mismo rango de voltaje que todos los demás códigos (+ o - la mitad de la resolución). Esto se llama *cuantización de media elevación*. En la figura 3-10 se muestra el contraste del ruido del canal inactivo transmitido con un código PCM de media elevación con el ruido del canal inactivo transmitido, cuando se usa la cuantización de medio escalón. La ventaja de la cuantización de medio escalón es menos ruido en el canal inactivo. La desventaja es una posible magnitud, más grande, para Q_e en el intervalo de cuantización más bajo.

Con un código PCM binario doblado, el ruido residual que fluctúa ligeramente arriba y abajo de 0 V se convierte a un código PCM + o - y consecuentemente se elimina. En los sistemas que no utilizan las dos asignaciones 0 V, el ruido residual podría causar que el codificador PCM alternara entre el código cero y el código mínimo + o - . Consecuentemente, el decodificador reproduciría el ruido codificado. Con un código binario doblado, la mayoría del ruido residual se elimina inherentemente por el codificador.

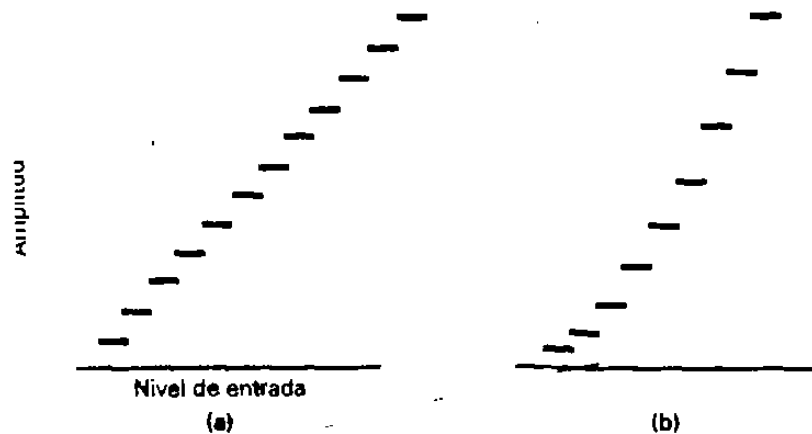


Figura 3-9 (a) Codificación lineal contra (b) no lineal

1020122965

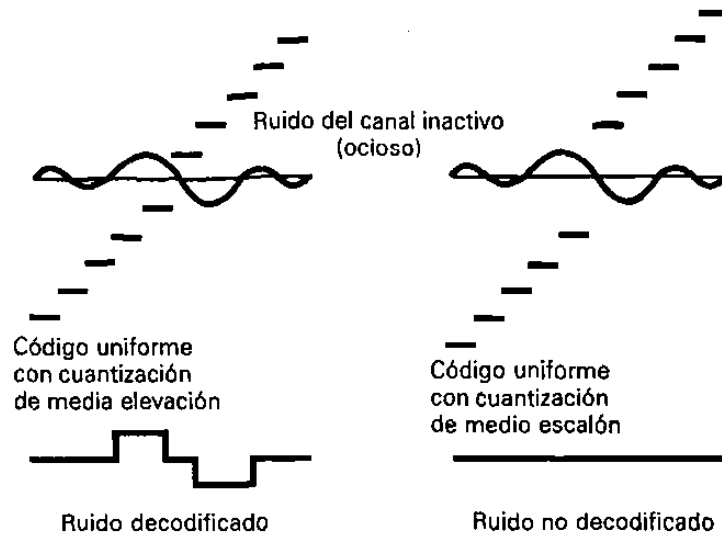


Figura 3-10 Ruido del canal inactivo (ocioso)

Métodos de codificación

Hay varios métodos de codificación usados para cuantizar las señales PAM en niveles 2^n . Estos métodos se clasifican de acuerdo a si la operación de codificación precede un nivel a la vez, un dígito a la vez o una palabra a la vez.

Codificación de un nivel a la vez. Este tipo de codificación compara la señal PAM a una forma de onda de rampa, mientras que un contador binario está avanzando a una proporción uniforme. Cuando la forma de onda de rampa iguala o excede la muestra PAM, el contador contiene el código PCM. Este tipo de codificación requiere un reloj muy rápido, si el número de bits en el código PCM es grande. La codificación de un nivel a la vez, también requiere que 2^n decisiones secuenciales sean hechas para cada código PCM generado. Por lo tanto, la codificación de un nivel a la vez generalmente se limita a las aplicaciones de baja velocidad. La codificación no uniforme se logra utilizando una función no lineal, como la rampa de referencia.

Codificación de un dígito a la vez. Este tipo de codificación determina cada dígito para el código PCM en forma secuencial. La codificación de un dígito a la vez es análoga a un balanceo en donde los pesos de referencia conocidos son usados para determinar un peso desconocido. Los codificadores de un dígito a la vez proporcionan un compromiso, entre la velocidad y la complejidad. Un tipo común de codificador de un dígito a la vez, llamado un *codificador de retroalimentación*, utiliza un registro de aproximación sucesivo (SAR). Con este tipo de codificador, toda la palabra del código PCM se determina simultáneamente.

Codificación de una palabra a la vez. Los codificadores de una palabra a la vez son codificadores centellantes o relámpagos y son más complejos; sin embargo, son más deseables para las aplicaciones de alta velocidad. Un tipo común de codificador de una palabra a la vez utiliza múltiples circuitos de umbral. Los circuitos lógicos sienten al circuito de umbral más alto sentido por la señal de entrada PAM y producen el código PCM aproximado. Este método nuevamente es impráctico para los valores grandes de n .

Compansión

Compansión es el proceso de *comprimir*, y después *expandir*. Con los sistemas compandidos, las señales analógicas de amplitud más alta se comprimen (amplificadas menos que las señales de amplitud menor), antes de su transmisión, después expandidas (amplificadas más que las señales de amplitud más pequeñas) en el receptor.

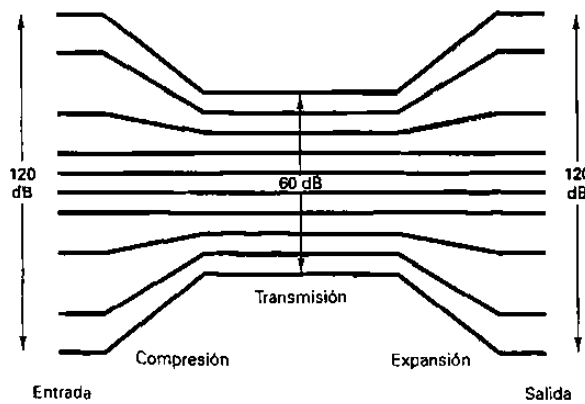


Figura 3-11 Procedimiento de compansión básico

La figura 3-11 ilustra el proceso de compansión. Una señal de entrada con un rango dinámico de 120 db se comprime hasta 60 db para transmisión, después se expande a 120 db en el receptor. Con PCM, la compansión se puede lograr por medio de técnicas analógicas o digitales. Los primeros sistemas PCM utilizaban compansión analógica, mientras que los sistemas más modernos utilizan compansión digital.

Compansión digital

La compansión digital involucra la compresión, por el lado de transmisión, después de que la muestra de entrada ha sido convertida a un código PCM lineal; y la expansión, en el lado de recepción, antes de la decodificación PCM. La figura 3-12 muestra el diagrama a bloques de un sistema PCM compandido de manera digital.

Con la compansión digital, la señal analógica primero se muestrea y se convierte a un código lineal, después el código lineal se comprime de manera digital. Por el lado de recepción, se comprime el código PCM recibido, se expande y después se decodifica.

Los sistemas PCM comprimidos de manera digital, más recientes, utilizan un código lineal de 12 bits y un código comprimido de 8 bits. Este proceso de compansión se asemeja a una curva de compresión analógica $\mu = 255$, aproximando la curva con un conjunto de ocho segmentos de línea recta (segmentos 0 a 7). La pendiente de cada segmento sucesivo es exactamente la mitad que el segmento previo. La figura 3-13 muestra la curva de compresión digital, de 12 bits a 8 bits, sólo para los valores positivos

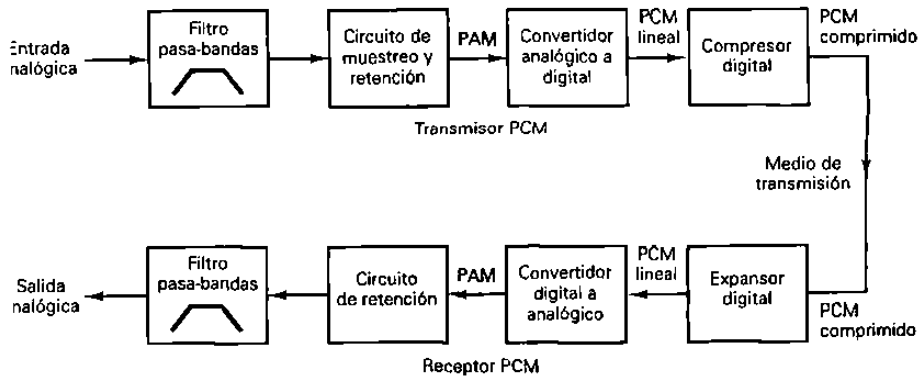


Figura 3-12 Sistema PCM compandido digitalmente.

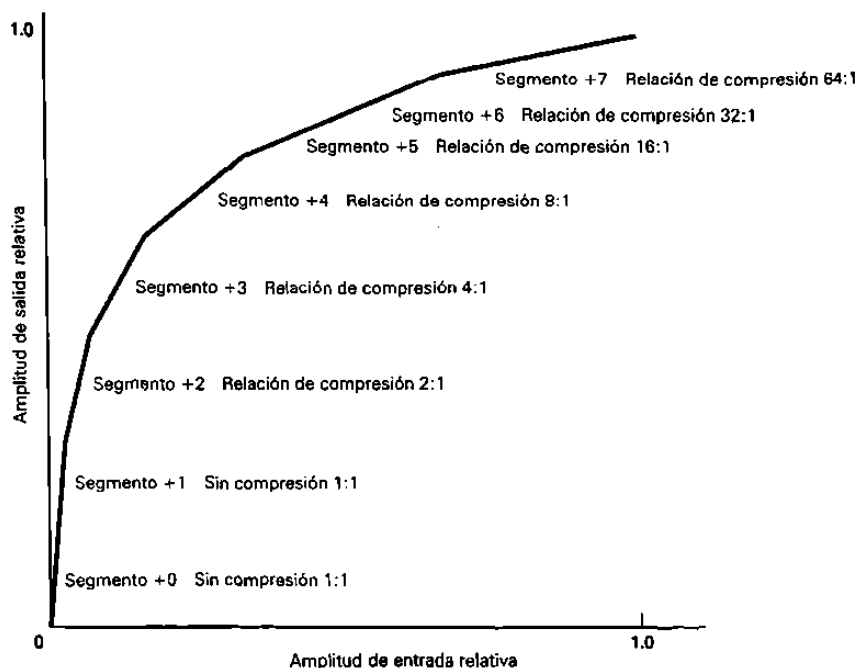


Figura 3-13 Características de compresión μ 255 (solamente valores positivos)

La curva para los valores negativos es idéntica, excepto a la inversa. Aunque hay 16 segmentos (ocho positivos y ocho negativos) este esquema frecuentemente se llama compresión a 13 segmentos. Esto se debe a que la curva para los segmentos +0, +1, -0 y -1 es una línea recta con una pendiente constante y frecuentemente se considera como un segmento.

El algoritmo de compresión digital para un código comprimido, de 12 bits lineal a 8 bits, es en realidad muy sencillo. El código comprimido de 8 bits se compone de un bit de signo, un identificador de segmento de 3 bits y un código de magnitud de 4 bits que identifica al intervalo de cuantización dentro del segmento especificado (vease la figura 3-14a).

En la tabla de decodificación μ 255 mostrada en la figura 3-14b, las posiciones del bit designadas con una X son truncadas, durante la compresión y son consecuentemente pérdidas. Los bits designados A,B,C y D se transmiten como están. El bit de signo (s), también se transmite como está. Obsérvese que para los segmentos 0 y 1, los 12 bits originales se duplican exactamente a la salida del decodificador (fig. 3-14c), mientras que para el segmento 7, sólo los 6 bits más significativos se recuperan. Con 11 bits de magnitud, hay 2048 códigos posibles. Hay 16 códigos en el segmento 0 y en el segmento 1. En el segmento 2, hay 32 códigos; el segmento 3 tiene 64. Cada segmento sucesivo, comenzando con el segmento 3, tiene el doble de cantidad de códigos que el segmento anterior. En cada uno de los ocho segmentos, sólo se pueden recuperar dieciséis códigos de 12 bits. Consecuentemente, en los segmentos 0 y 1, no

hay compresión (de los 16 códigos posibles, los 16 se pueden recuperar). En el segmento 2, hay una razón de compresión 2:1 (32 códigos de transmisión posibles y 16 códigos recuperados posibles). En el segmento 3, hay una razón de compresión de 4:1 (64 códigos de transmisión posibles y 16 recuperados posibles). La razón de compresión se duplica con cada segmento sucesivo. La razón de compresión en el segmento 7 es 1024/16 o 64:1.

Bit de signo 1 = + 0 = -	Identificador de segmento 000 a 111	Intervalo de Cuantización de 4 bits A B C D 0000 a 1111
--------------------------------	---	--

(a)

Segmento	Código lineal de 12 bits	Código comprimido de 8 bits	Código comprimido de 8 bits	Código recuperado de 12 bits	Segmento
0	s000000ABCD	s000ABCD	s000ABCD	s000000ABCD	0
1	s000001ABCD	s001ABCD	s001ABCD	s000001ABCD	1
2	s00001ABCDX	s010ABCD	s010ABCD	s00001ABCD1	2
3	s00001ABCDXX	s011ABCD	s011ABCD	s00001ABCD10	3
4	s0001ABCDXXX	s100ABCD	s100ABCD	s0001ABCD100	4
5	s001ABCDXXXX	s101ABCD	s101ABCD	s001ABCD1000	5
6	s01ABCDXXXXX	s110ABCD	s110ABCD	s01ABCD10000	6
7	s1ABCDXXXXXX	s111ABCD	s111ABCD	s1ABCD100000	7

(b)

(c)

Figura 3-14 Compansión digital de 12 bits a 8 bits:

- a) formato de código comprimido $\mu 255$ de 8 bits;**
- b) tabla de codificación $\mu 255$;**
- c) tabla de decodificación $\mu 255$.**

El proceso de compresión es de la siguiente manera. La señal analógica es muestreada y se convierte a un código de magnitud de signos de 8 bits. El segmento se determina contando el número de ceros principales (no exceder de 7), en la porción de magnitud de 11 bits del código, comenzando con el MSB. Reste el número de ceros principales de 7. El resultado es el número de segmento, el cual se convierte a un número binario de 3 bits y se sustituye en el código de 8 bits como el identificador del segmento. Los cuatro bits de magnitud (A,B,C y D) son el intervalo de cuantización y se sustituyen en los 4 bits menos significativos del código comprimido de 8 bits.

Esencialmente, los segmentos 2 a 7 se subdividen en subsegmentos más pequeños. Cada segmento tiene 16 subsegmentos, los cuales corresponden a las 16 condiciones posibles para los bits A,B,C y D(0000-1111). En el segmento 2 hay dos códigos por subsegmento. En el segmento 3 hay 4.El número de códigos por subsegmento se duplica con cada subsegmento subsecuente. Consecuentemente, en el segmento 7, cada subsegmento tiene 64 códigos. La figura 3-15 muestra el rompimiento de segmentos contra subsegmentos para los segmentos 2, 5 y 7. Observe que en cada subsegmento, todos los códigos de 12 bits, una vez comprimidos y expandidos, ceden un solo código de 12 bits. Esto se muestra en la figura 3-15.

De las figuras 3-14 y 3-15, puede observarse que el más significativo de los bits truncados se reinserta en el decodificador como un 1. Los bits truncados restantes se reinsertan como ceros. Esto asegura que la máxima magnitud de error introducida por el proceso de compresión y expansión se minimiza. Esencialmente, el decodificador adivina que eran los bits truncados antes de codificar. La conjetura más lógica está a la mitad, entre el mínimo y el máximo código de magnitud. Por ejemplo, en el segmento 5, los 5 bits menos significativos se truncan durante la compresión. En el receptor, el decodificador debe determinar lo que esos bits eran. Las posibilidades son cualquier código entre 00000 y 11111. La conjetura lógica es aproximadamente 10000, aproximadamente la mitad de la máxima magnitud. Consecuentemente, el máximo error de compresión es ligeramente más que la mitad de la magnitud de ese segmento.

EJEMPLO 3-5

Para una resolución de 0.01V y voltajes de la muestra analógica de (a) 0.05V, (b) 0.32V y (c) 10.23V, determine el código lineal de 12 bits, el código comprimido de 8 bits y el código de 12 bits recuperado.

Solución. (a) Para determinar el código lineal de 12 bits para 0.05 V, simplemente divida el voltaje de la muestra por la resolución y se convierta el resultado a un número binario de magnitud de signo de 12 bits.

Código lineal de 12 bits:

$$\frac{0.05V}{0.01V} = 5 = 10000000101$$

s—magnitud—

Código comprimido de 8 bits

1 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 1		
s	(7-7 = 0 0 000)	A B C D
1	0 0 0	0 1 0 1
bit de signo	identificador	Intervalo
(+)	unitario	de cuanti-
	(segmento 0)	zación

Código recuperado de 12 bits

1	0 0 0	0 1 0 1
s (7 - 0 = 7 ceros principales)		A B C D
1	0 0 0 0 0 0 0	0 1 0 1
bit de signo	identificador del segmento determina el número de ceros principales	intervalo de cuantización

Como puede verse, el código de 12 bits recuperado es exactamente igual al código lineal de 12 bits original. Esto es cierto para todos los códigos en el segmento 0 y 1. Consecuentemente, no hay error de compresión en estos dos segmentos.

(b) Para la muestra 0.32 V:
Código lineal de 12 bits:

$$\frac{0.32 \text{ V}}{0.01 \text{ V}} = 32 = 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0$$

s-----magnitud-----

Código comprimido de 8 bits

1	0 0 0 0 0 1	0 0 0 0 0
s (7-5 = 2 o 010)		A B C D X
1	0 1 0	0 0 0 0 ↑
(+)	(segmento 2)	truncado

Código recuperado de 12 bits

1	0 1 0	0 0 0 0
s (7-2 = 5 ceros principales)		A B C D X
1	0 0 0 0 0 1	0 0 0 0 1
	↑ insertado	↑ insertado

Observe los dos unos insertados en el código de 12 bits decodificado. El bit menos significativo se determina de la tabla de decodificación en la figura 3-14. El 1 en la posición de bit 6 fue eliminado, durante la conversión de 12 bits a 8 bits. La transmisión de este bit es redundante, porque si no fuera un 1, la muestra no estaría en el segmento 2. consecuentemente, en todos los segmentos, excepto 0, se inserta un 1 automáticamente, después de los ceros reinsertados. Para este ejemplo, hay un error en el voltaje recibido igual a la resolución, 0.01 V. En el segmento 2, para cada 2 códigos de 12 bits posibles, hay sólo un código de 12 bits recuperado. Por lo tanto se realiza una compresión de codificación de 2:1.

c) Para determinar los códigos para 10.23 V, el proceso es igual.

Segmento	Código lineal de 12 bits		Código expandido de 12 bits	Subsegmento
7	s1111111111 s1111100000 s1111011111	} 64 : 1	s11111100000	15
7 s1111000000 s1110111111			
7 s1110100000 s1110011111	} 64 : 1	s11101100000	13
7 s1110000000 s1101111111			
7 s1101100000 s1101011111	} 64 : 1	s11011100000	11
7 s1101000000 s1100111111			
7 s1100100000 s1100011111	} 64 : 1	s11001100000	9
7 s1100000000 s1011111111			
7 s1011100000 s1011011111	} 64 : 1	s10111100000	7
7 s1011000000 s1010111111			
7 s1010100000 s1010011111	} 64 : 1	s10101100000	5
7 s1010000000 s1001111111			
7 s1001100000 s1001011111	} 64 : 1	s10011100000	3
7 s1001000000 s1000111111			
7 s1000100000 s1000011111	} 64 : 1	s10001100000	1
7 s1000000000			
	s1ABCD——			

Figura 3-15 Segmentos de 12 bits divididos en subsegmentos: Segmento 7

Porcentaje de error.

Para propósito de comparación, la siguiente fórmula se usa para calcular el *porcentaje de error* introducido por la comprensión digital.

$$\% \text{ de error} = \frac{|\text{voltaje Tx} - \text{voltaje Rx}|}{\text{voltaje Rx}} \quad (3-6)$$

EJEMPLO 3-6

El porcentaje de error máximo ocurrirá para el número más pequeño en el subsegmento más bajo, con cualquiera segmento dado. Debido a que no hay error de comprensión en los segmentos 0 y 1, para el segmento 3 el máximo % de error es calculado de la siguiente manera:

Transmitir código de 12 bits : s00001000000
Recibir código de 12 bits : s00001000010
Magnitud de error : 00000000010

$$\begin{aligned} \% \text{ de error} &= \frac{|1000000-1000010|}{1000010} \times 100 \\ &= \frac{|64-66|}{66} \times 100 = 3.03\% \end{aligned}$$

Para el segmento 7 :

Transmitir el código de 12 bits : s1000000000
Recibir el código de 12 bits : s10000100000
Magnitud de error : 00000100000

$$\begin{aligned} \% \text{ de error} &= \frac{|10000000000-10000100000|}{10000100000} \times 100 \\ &= \frac{|1024-1056|}{1056} \times 100 = 3.03\% \end{aligned}$$

Aunque la magnitud de error es mayor para el segmento 7, el porcentaje de error es el mismo. El porcentaje de error máximo es igual para los segmentos 3 a 7 y, consecuentemente, la degradación SQR es igual para cada segmento.

Aunque existen varias maneras en las que la comprensión de 12 bits a 8 bits y la expansión de 8 bits a 12 bits se puede lograr con hardware, el método más sencillo y económico es con una tabla de consulta en ROM (memoria sólo de lectura).

Esencialmente cada función realizada por un codificador y decodificador PCM se logra ahora con un solo chip de circuito integrado llamado un *codec*. La mayoría de los codecs desarrollados últimamente incluyen un filtro (pasa-bandas) de “antialiasing”, un circuito de muestreo y retención y un convertidor analógico a digital en la sección de transmisión y un convertidor digital a analógico, un circuito de muestreo y retención, y un filtro de pasa-banda en la sección de recepción. El funcionamiento de un codec se explica detalladamente en el cap. 4.

Vocoders

Los procesos de codificación y decodificación PCM, descritos en las secciones anteriores, trataban principalmente con la reproducción de las formas de onda lo más exacto posible. La naturaleza precisa de la forma de onda no era importante, siempre y cuando ocupara el rango de frecuencias de la banda de voz. Al digitalizar sólo las señales de voz, se usan frecuentemente codificadores/decodificadores de voz especiales llamados *vocoders*. Para lograr la comunicación de voz aceptable, el espectro de potencia de término corto de la información de voz es todo lo que se debe preservar. El oído humano es relativamente insensible a la relación de fase, entre los componentes de frecuencia individual, dentro de una forma de onda de voz. Por lo tanto, los vocoders se diseñan para reproducir sólo al espectro de potencia de término corto y las formas de onda de tiempo decodificadas sólo se asemejan vagamente a la señal de entrada original. Los vocoders no pueden usarse en aplicaciones en donde señales analógicas además de voz estén presentes, tales como las señales de salida de módems de datos de banda de voz. Los vocoders normalmente producen una voz que suena *artificial* y son, por lo tanto generalmente usados para información grabada tales como los mensajes de “número equivocado”, voz encriptada para transmisión sobre los circuitos de teléfono analógicos, señales de salida de computadora y juegos educativos.

El propósito de un vocoder es codificar la mínima cantidad de información de voz necesaria, para reproducir un mensaje perceptible con menos bits que los necesarios, por un codificador/decodificador convencional. Los vocoders se usan principalmente en las aplicaciones con ancho de banda limitada. Esencialmente, hay tres técnicas del proceso vocoder disponibles: el *vocoder de canal*, el *vocoder formant* y el *codificador predecible lineal*.

Vocoders de canal. El primer vocoder de canal lo desarrolló Homer Dudley, en 1928. El vocoder de Dudley, comprimía las formas de onda de voz convencional a una señal analógica con un total de ancho de banda de aproximadamente 300Hz. Los vocoders digitales actuales funcionan a menos de 2kbps. Los vocoders de canal digital utilizan los filtros pasa-bandas para separar la forma de onda de voz en *subbandas* más angostas. Cada subbanda se rectifica a una onda completa, se filtra y después se codifica de manera digital. La señal codificada se transmite al receptor destino, en donde se decodifica. Hablando en términos generales, la calidad de la señal, a la salida de un vocoder, es muy pobre. Sin embargo, algunos de los vocoders de canal, más

desarrollados, funcionan a 2400bps y pueden producir una voz altamente inteligible, aunque con un sonido un poco sintético.

Vocoders formant. Un vocoder formant, se aprovecha del hecho de que la densidad espectral de término corto de las señales típicas de voz raramente se distribuye uniformemente a través de todo el espectro de la banda de voz (300 a 3000Hz). A cambio, la potencia espectral de la mayoría de la energía de voz se concentra en tres o cuatro frecuencias máximas llamadas *formants*. Un vocoder formant simplemente determina la ubicación de estas máximas y codifica así como transmite sólo la información con los componentes de término corto más importantes. Por lo tanto, vocoders formant pueden funcionar en proporciones de bit más bajas y así requieren anchos de bandas más angostos. Vocoders formant tienen a veces un problema en rastrear los cambios en los formatos. Sin embargo, una vez que los formatos fueron identificados, un vocoder formant puede transferir una voz inteligible a menos de 1000 bps.

Codificadores predecibles lineales. Un codificador predecible lineal extrae las porciones más significativas de la información de voz, directamente de la forma de onda del tiempo, en vez del espectro de frecuencia, así como con los vocoders de canal y formato. Un codificador predecible lineal produce un modelo de tiempo variante, de la *excitación de la pista vocal* y función de transferencia, directamente de la forma de onda de voz. En el lado de recepción, un *sintetizador* reproduce la voz pasando la excitación especificada por un modelo matemático de la pista vocal. Los codificadores predecibles lineales proporcionan una voz con sonido más natural que el vocoder formant o de canal. Los codificadores predecibles lineales normalmente codifican y transmiten voz entre 1.2 y 2.4 kbps.

MODULACIÓN PCM DELTA

La *modulación delta* utiliza un código PCM, de bit sencillo, para lograr la transmisión digital de las señales analógicas. Con PCM convencional, cada código es una representación binaria de signo y magnitud de una muestra en particular. Por lo tanto, los códigos de bit múltiple se requieren para representar muchos de los valores que la muestra puede ser. Con la modulación delta, en vez de transmitir una representación codificada de la muestra, sólo se transmite un bit sencillo lo cual simplemente indica si esa muestra es mayor o menor que la muestra anterior. El algoritmo para un sistema de modulación delta es muy sencillo. Si la muestra actual es menor que la muestra anterior, se transmite un 0 lógico. Si la muestra actual es mayor que la muestra anterior, se transmite un 1 lógico.

Transmisor de modulación delta

La figura 3-16 muestra un diagrama a bloques de un transmisor de modulación delta. La entrada analógica se muestrea y se convierte a una señal PAM que se compara a la salida del DAC. La salida del DAC es un voltaje igual a la magnitud regenerada de

la muestra anterior, la cual se almacenó en el contador como un número binario. El contador se incrementará o se reducirá dependiendo si la muestra anterior es mayor o menor que la muestra actual. El contador ascendente-descendente se sincroniza a una razón igual a la razón de muestreo. Por lo tanto, el contador se actualizará después de cada comparación.

La figura 3-17 muestra la función ideal de un codificador de modulación delta. Inicialmente, el contador se pone en ceros y el DAC está produciendo 0 v. Se toma la primera muestra, se convierte a una señal PAM, y se compara a cero volts. El resultado del comparador es una condición de 1 lógico (+ V), indicando que la muestra actual es mayor en amplitud que la muestra anterior. En el siguiente pulso de reloj, el contador será incrementado a una cuenta de 1. El DAC produce ahora un voltaje igual a la magnitud del tamaño mínimo del escalón (resolución). Los escalones cambian de valor a una tasa igual a la frecuencia del reloj (razón de muestreo).

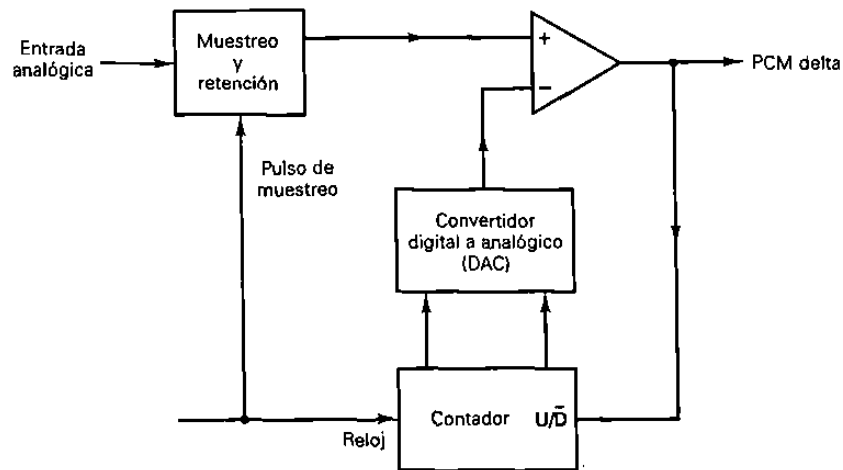


Figura 3-16 Transmisor de modulación delta.

Consecuentemente, con la señal de entrada mostrada, el contador sigue a la señal de entrada analógica hasta que el resultado del DAC exceda la muestra analógica; entonces el contador comenzará a contar en forma descendente hasta que el resultado del DAC caiga por debajo de la amplitud de la muestra. En la situación idealizada (mostrada en la figura 3-17), el resultado del DAC sigue a la señal de entrada. Cada vez que el contador sea incrementado, se transmite un 1 lógico y cada vez que el contador sea reducido, se transmite un 0 lógico.

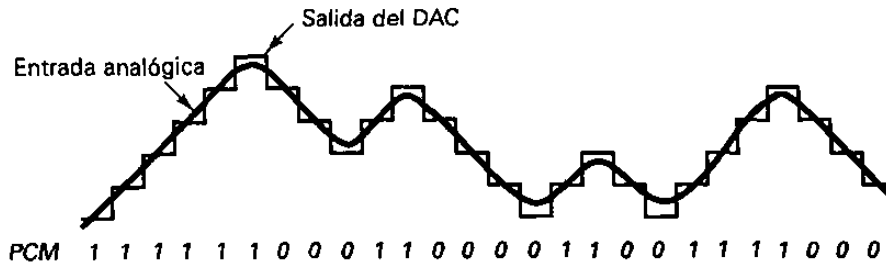


Figura 3-17 Operación ideal de un codificador de modulación delta

Receptor de modulación delta.

La figura 3-18 muestra el diagrama a bloques de un receptor de modulación delta. Como puede verse, el receptor es casi idéntico al transmisor excepto por el comprador. Conforme se reciben los unos y los ceros lógicos, el contador, ascendente/descendente se incrementará o reducirá en conformidad. Consecuentemente, el resultado del DAC en el decodificador es idéntico al resultado del DAC en el transmisor.

Con la modulación delta, cada muestra requiere de la transmisión de sólo un bit; por lo tanto, las razones de bits, asociadas con la modulación delta, son menores que los sistemas PCM convencionales. Sin embargo, hay dos problemas asociados con la modulación delta que no ocurren con PCM convencional: sobrecarga de la pendiente y ruido granular.

Sobrecarga de la pendiente. La figura 3-19 muestra qué sucede cuando la señal de entrada analógica cambia a una tasa más rápida que el DAC pueda mantener. La pendiente de la señal analógica es mayor que lo que el modulador delta puede mantener. Esto se llama sobrecarga de la pendiente. Incrementar la frecuencia del reloj reduce la probabilidad de que ocurra la sobrecarga de la pendiente. Otra manera es incrementar la magnitud del tamaño mínimo del escalón.

Ruido granular. La figura 3-20 contrasta la señal original reconstruida, asociada con un sistema de modulación delta. Puede observarse que cuando la señal de entrada analógica original tiene una amplitud relativamente constante, la señal reconstruida tiene variaciones que no estaban presentes en la señal original. Esto se llama ruido granular. El ruido granular en la modulación delta es analógico al ruido de cuantización en el PCM convencional.

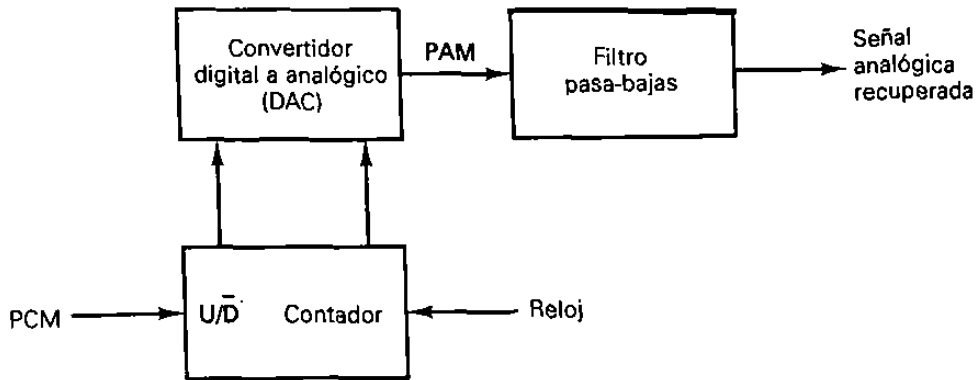


Figura 3-18 Receptor de modulación delta

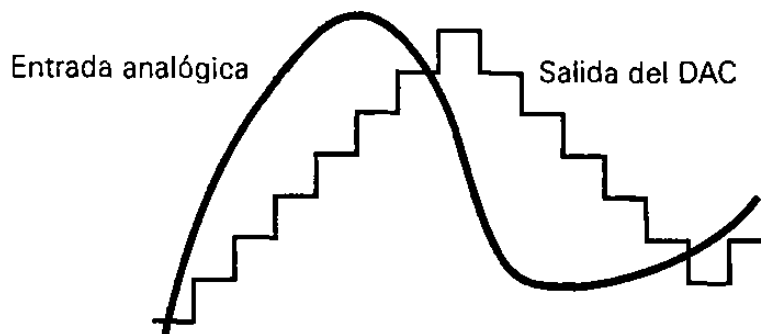


Figura 3-19 Distorsión de sobrecarga de la pendiente

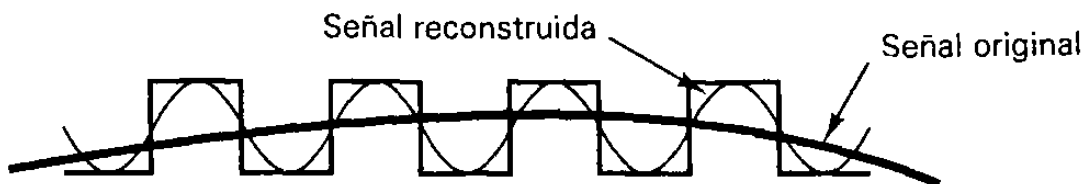


Figura 3-20 Ruido granular

El ruido granular puede reducirse disminuyendo e tamaño del escalón. Por lo tanto, para reducir el ruido granular, se necesita una resolución pequeña y para reducir la posibilidad de que ocurra una sobrecarga de la pendiente, se requiere una resolución grande. Obviamente, es necesario un arreglo.

El ruido granular prevalece más en las señales analógicas que tienen pendientes graduales y que sus amplitudes varían sólo una pequeña cantidad. La sobrecarga de la pendiente prevalece más en las señales analógicas que tienen pendientes muy pronunciadas o que sus amplitudes varían rápidamente.

MODULACION PCM DELTA ADAPTIVA.

La modulaci3n delta adaptiva es un sistema de modulaci3n delta en donde el tama1o del escal3n del DAC varía autom3ticamente, dependiendo de las característic3s de amplitud de la se1al de entrada anal3gica. La figura 3-21 muestra como trabaja un modulador delta adaptivo. Cuando el resultado del transmisor es una cadena de unos o ceros consecutivos, indica que el resultado de la pendiente del DAC es menor que la pendiente de la se1al anal3gica en la direcci3n positiva o negativa. Esencialmente, el DAC ha perdido noci3n exacta de d3nde est3n las muestras anal3gicas y la posibilidad de que ocurra una sobrecarga de la pendiente es alta. Con un modulador delta adaptivo, despu3s de un n3mero predeterminado de unos o ceros consecutivos, el tama1o del escal3n se incrementa autom3ticamente. Despu3s de la siguiente muestra, si la amplitud de la salida DAC a1n est3 abajo de la amplitud de la muestra, el siguiente escal3n se incrementa a1n m3s, hasta que al fin el DAC alcanza a la se1al anal3gica. Cuando est3 ocurriendo una secuencia alternada de unos y ceros, esto indica que la posibilidad de que ocurra ruido granular es alta. Consecuentemente, el DAC se revertirá autom3ticamente a su tama1o mínimo de escal3n y, por lo tanto, reducirá la magnitud del error de ruido.

Un algoritmo com3n para un modulador delta es cuando ocurren tres unos o ceros consecutivos, el tama1o del escal3n del DAC se incrementa o disminuye por un factor de 1.5. Otros algoritmos se pueden usar para los moduladores delta adaptivos, dependiendo de los requerimientos particulares de un sistema.

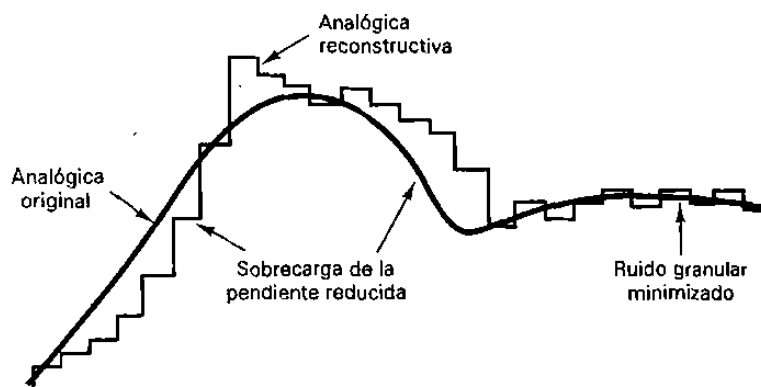


Figura 3-21 Modulaci3n delta adaptiva.

MODULACION DE PULSOS CODIFICADOS DIFERENCIALES.

En una forma de onda típica de voz codificada en PCM, frecuentemente hay muestras sucesivas tomadas en las cuales hay muy poca diferencia, entre las amplitudes de las dos muestras. Esto requiere transmitir varios códigos PCM idénticos, lo cual es redundante.

La modulación de pulsos codificados diferenciales (DPCM) está diseñada específicamente para aprovechar las redundancias, de muestra a muestra, en las formas de onda de voz típicas. Con DPCM, la diferencia en la amplitud de las dos muestras sucesivas se transmite en vez de la muestra de la verdadera. Debido a que el rango de las diferencias de las muestras es normalmente menor que el rango de las muestras individuales, se requieren menos bits para DPCM que el PCM convencional.

La figura 3-22 muestra un diagrama a bloques simplificado de un transmisor DPCM. La señal de entrada analógica se limita en la banda a la mitad de la razón de muestra, después se compara al nivel de la señal acumulada anteriormente en el diferenciador. El resultado del diferencial es la diferencia entre las dos señales. La diferencia es un PCM codificado y transmitido. El convertidor A/D funciona igual que en el sistema PCM convencional, excepto que normalmente utiliza menos bits por muestra.

La figura 3-23 muestra un diagrama a bloques simplificado de un receptor DPCM. Cada muestra recibida se reconvierte a analógica, se almacena y, después, se agrega con la siguiente muestra recibida. En el receptor mostrado en la figura 3-23 la integración es realizada en las señales analógicas, aunque también podría realizarse de manera digital.

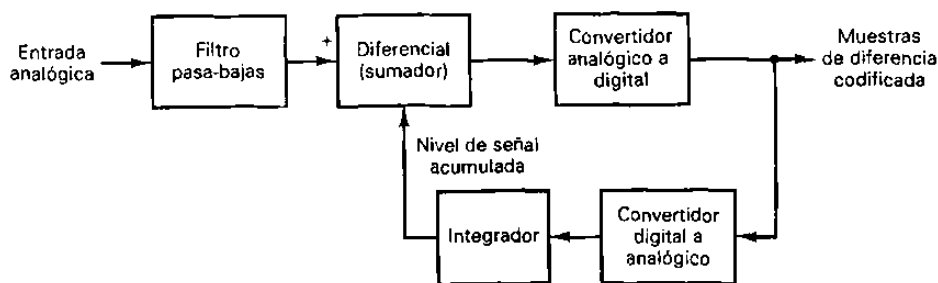


Figura 3-22 Transmisor DPCM.

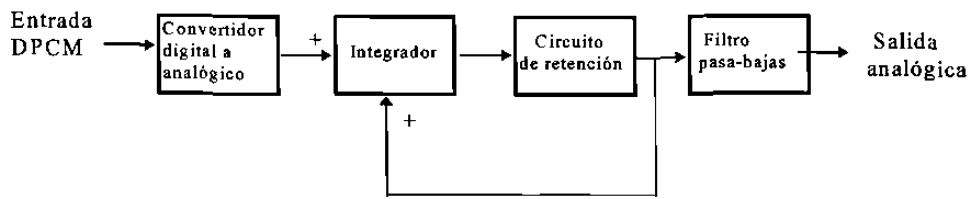


Figura 3-23 Receptor DPCM.

TRANSMISION DE PULSOS.

Todos los sistemas de portadora digital comprenden la transmisión de pulsos, por un medio, con un ancho de banda limitado. Un sistema altamente selectivo requeriría de un número mayor de secciones de filtrado, lo cual es impráctico. Por lo tanto, los sistemas digitales prácticos generalmente utilizan filtros con los anchos de banda que son de, aproximadamente, 30% o más en exceso del ancho de banda Nyquist ideal. La figura 3-24a muestra la típica forma de onda de salida de un canal de comunicación *limitado en banda*, cuando un pulso angosto se aplica a su entrada. La figura muestra que limitar en banda a un pulso causa que la energía del pulso se esparza sobre un tiempo significativo más largo, en la forma de lóbulos secundario. Los lóbulos secundarios son llamados *colas anilladas*. Al espectro de frecuencia de salida correspondiente a un pulso rectangular se le menciona como respuesta $(\sin x)/x$ y se proporciona como

$$f(\omega) = (T) \frac{\text{sen}(\omega T / 2)}{\omega T / 2}$$

en donde $\omega = 2\pi f$ (rad) (3-7)
 $T =$ ancho de pulso (seg)

La figura 3-24b muestra la distribución de la potencia espectral total. Puede observarse que aproximadamente, 90% de la potencia de la señal está contenida dentro del primer nulo espectral (es decir, $f = 1/T$). Por lo tanto, la señal se puede limitar a un ancho de banda $B = 1/T$ y aún pasar la mayoría de la energía de la forma de onda original. En teoría, sólo se necesita conservar la amplitud en la mitad de cada intervalo del pulso. Por lo tanto, si el ancho de banda se limita a $B = 1/2T$, la máxima velocidad de señalización que se logra, por medio de un filtro pasa-bajas con un ancho de banda específico, sin causar una distorsión excesiva, se proporciona como la razón de Nyquist y es igual al doble del ancho de banda. Matemáticamente, la razón de Nyquist es

$$R = 2B \quad (3-8)$$

en donde $R =$ velocidad (tasa) de señalización = $1/T$
 $B =$ ancho de banda especificado .

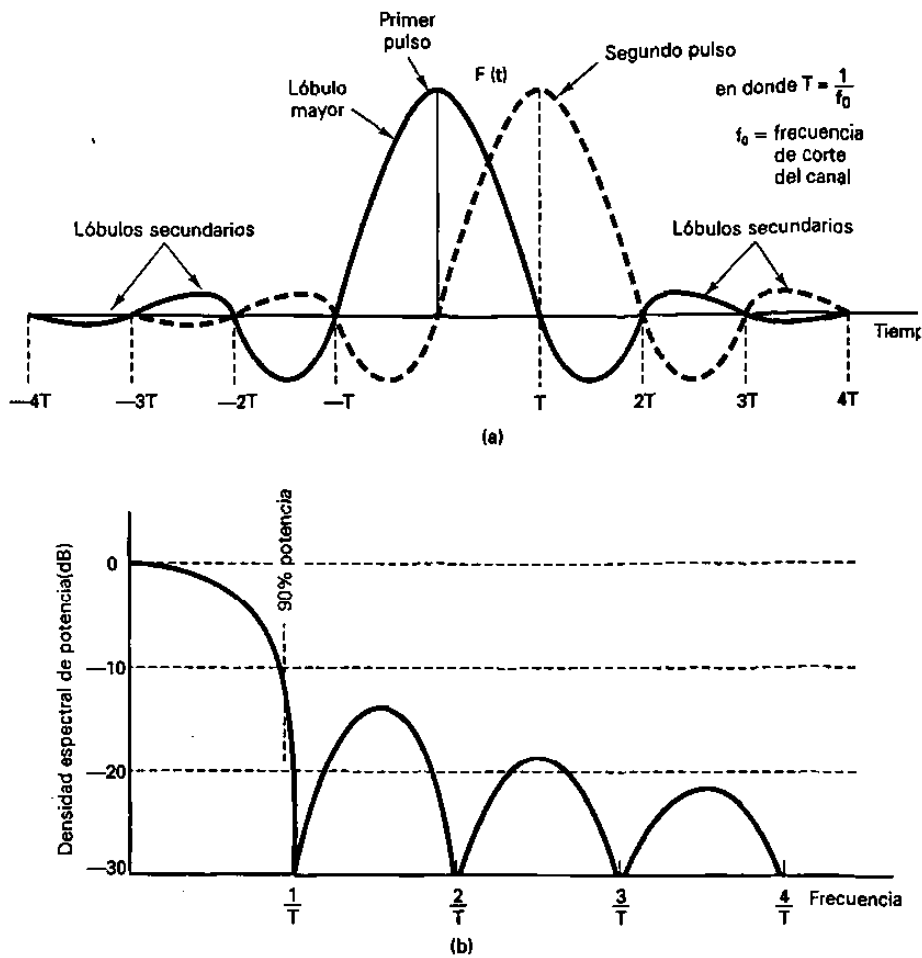


Figura 3-24 Respuesta del pulso: a) respuesta típica del pulso de un filtro limitado en banda; b) espectro de un pulso cuadrado con duración $1/T$.

Interferencias de intersímbolos

La figura 3-25 muestra la señal de entrada a un filtro ideal pasa-bajas con ancho de banda mínimo. La señal de entrada es una secuencia aleatoria, binaria de no retorno a cero (NRZ). La figura 3-25b muestra el resultado de un filtro de pasa-bajas que no introduce ninguna distorsión de fase o amplitud. Observe que la señal de salida alcanza su valor completo para cada pulso transmitido precisamente en el centro de cada intervalo de muestreo. Sin embargo, si el filtro pasa-bajas es imperfecto (el cual en realidad lo será), la respuesta de salida se asemejará más a la que se muestra en la figura 3-25c.

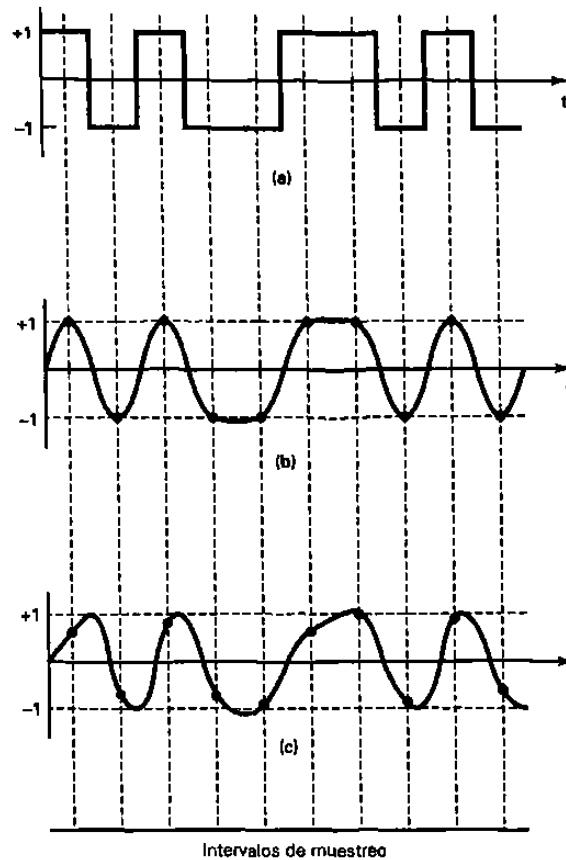


Figura 3-25 Respuesta del pulso: a) señal de entrada NRZ; b) salida de un filtro perfecto; c) salida de un filtro imperfecto.

En los instantes de muestreo (por ejemplo, el control de los pulsos), la señal no siempre logra el máximo valor. Las “colas anilladas” de varios pulsos se han encimado, por lo tanto interfieren con el *lóbulo del pulso mayor*. Asumiendo que no hay retardos de tiempo en el sistema, la energía en forma de respuestas espurias del tercero y cuarto impulsos de un pulso aparecen durante el instante de muestreo ($T=0$) de otro pulso. Esta interferencia se llama comúnmente *interferencia de intersímbolos* o simplemente *ISI*. ISI es una consideración importante en la transmisión de pulsos sobre circuitos con un ancho de banda limitado y una respuesta de fase no lineal. Dicho de manera sencilla, los pulsos rectangulares no permanecerán rectangulares en menos de un ancho de banda infinito. Entre más angosto sea el ancho de banda, más redondeados son los pulsos. Si la distorsión de fase es excesiva, el pulso se ladeará y, consecuentemente, afectará al siguiente pulso. Cuando los pulsos de más de una fuente utilizan juntos el proceso múltiple, las respuestas de amplitud, frecuencia y fase se convierten aún en más críticas. ISI ocasiona *crossstalk* entre canales que ocupan ranuras de tiempo adyacentes en un sistema de portadora multiplexada por división de tiempo. Se insertan filtros especiales llamados *ecualizadores* en el camino de transmisión para “ecualizar” (“igualar”) la distorsión para todas las frecuencias, creando un medio de transmisión uniforme y reduciendo las dificultades de transmisión. Las cuatro causas principales de ISI son:

1.- Inexactitudes de sincronización. En los sistemas de transmisión digital, las inexactitudes de sincronización del transmisor causan una interferencia de intersímbolos si la razón de transmisión no se conforma a la *frecuencia de campaneó* diseñada en el canal de comunicación. Generalmente, las inexactitudes de sincronización de este tipo son insignificantes. Debido a que la información del reloj del receptor se deriva de las señales recibidas, las cuales están contaminadas con ruido, las inexactitudes de sincronización de muestreo son más probables de ocurrir, en los receptores que en los transmisores.

2.- Insuficiente ancho de banda. Los errores de sincronización son menos probables que ocurran si la razón de transmisión está abajo del ancho de banda del canal (por ejemplo, el ancho de banda de Nyquist está abajo del ancho de banda del canal). Conforme el ancho de banda de un canal de comunicación se reduce, la frecuencia de campaneó se reduce y la interferencia de intersímbolos es más probable que ocurra.

3.- Distorsión de amplitud. Los filtros se colocan en un canal de comunicación para limitar en banda a las señales y reducir o eliminar ruido e interferencia predecibles. Los filtros también se utilizan para producir una respuesta del pulso específico. Sin embargo, la respuesta de frecuencia de un canal no siempre puede ser absolutamente predecible. Cuando las características de frecuencia de un canal de comunicación se salen de los valores normales o esperados, la *distorsión de pulso resulta*. La distorsión de pulso ocurre cuando los picos de los pulsos se reducen, causando frecuencias de campaneó impropias en el dominio del tiempo. La compensación para dichas limitaciones se llama ecualización de amplitud.

4.- Distorsión de fase. Un pulso es simplemente la superposición de una serie de ondas seno relacionadas armónicamente, con relaciones específicas de amplitud y fase. Por lo tanto, si las relaciones de fase relativa de las ondas seno individuales se alteran, la distorsión de fase ocurre. La distorsión de fase ocurre cuando los componentes de frecuencia se someten a diferentes cantidades de retardo de tiempo mientras se propagan por el medio de transmisión. Los ecualizadores de retardo especiales se colocan en el camino de transmisión para compensar los retardos variantes, por lo tanto, reducen la distorsión de fase. Los ecualizadores de fase pueden ser ajustados manualmente o diseñados para ajustarse automáticamente a características de transmisión variantes.

MULTICANALIZACION

INTRODUCCION.

Multicanalización es la transmisión de información (ya sea de voz o datos), de más de una fuente a más de un destino, por el mismo medio de transmisión (facilidad). Las transmisiones ocurren en el mismo medio, pero no necesariamente al mismo tiempo. El medio de transmisión puede ser, un par de cables metálicos, un cable coaxial, un sistema de radio de microondas terrestre, un radio de microondas por satélite, o un cable de fibra óptica. Hay varias formas en que se puede lograr el proceso de multicanalización, aunque los dos métodos más comunes son la *multicanalización de división de frecuencia* (FDM) y la *multicanalización de división de tiempo* (TDM).

MULTICANALIZACION POR DIVISION DE TIEMPO.

Con TDM, las transmisiones para fuentes múltiples ocurren sobre el mismo medio pero no al mismo tiempo. Las transmisiones de varias fuentes se intercalan en el dominio del tiempo. El tipo más común de modulación utilizada con los sistemas TDM es PCM.

Con un sistema PCM-TDM, se muestran dos o más canales de banda de voz, convertidos a códigos PCM, y luego se utiliza el proceso de multicanalización por división de tiempo en un solo par de cables metálicos o en un cable de fibra óptica.

La figura 4-1a muestra un diagrama de bloques simplificado de un sistema de portadora para PCM-TDM de dos canales. Cada canal, de manera alternada se usa y se convierte a un código PCM. Mientras que el código PCM para el canal 1 se está transmitiendo, el canal 2 se está usando y convirtiendo a un código PCM. Mientras que el código PCM del canal 2 se está transmitiendo, la siguiente señal se toma del canal 1 y se convierte al código PCM. Este proceso continúa y se toman de manera alternativa señales de cada canal, se convierten a códigos PCM y se transmiten. El proceso de multicanalización es simplemente un interruptor electrónico con dos entradas y una salida. El canal 1 y el canal 2 se seleccionan de manera alterna y se conectan a la salida del multicanalizador. El tiempo que toma transmitir una señal en cada canal se llama *tiempo de trama*.

El código PCM para cada canal ocupa una ranura de tiempo fija (ciclo) dentro de la trama total de TDM. Con un sistema de dos canales, el tiempo asignado para cada canal es igual a la mitad de la trama del tiempo total. Se toma una señal de cada canal una vez, durante cada trama. Por lo tanto, el tiempo de la trama total es igual al recíproco de la razón de muestreo ($1/f_s$). La figura 4-1b muestra la asignación de la trama TDM para un sistema de dos canales.

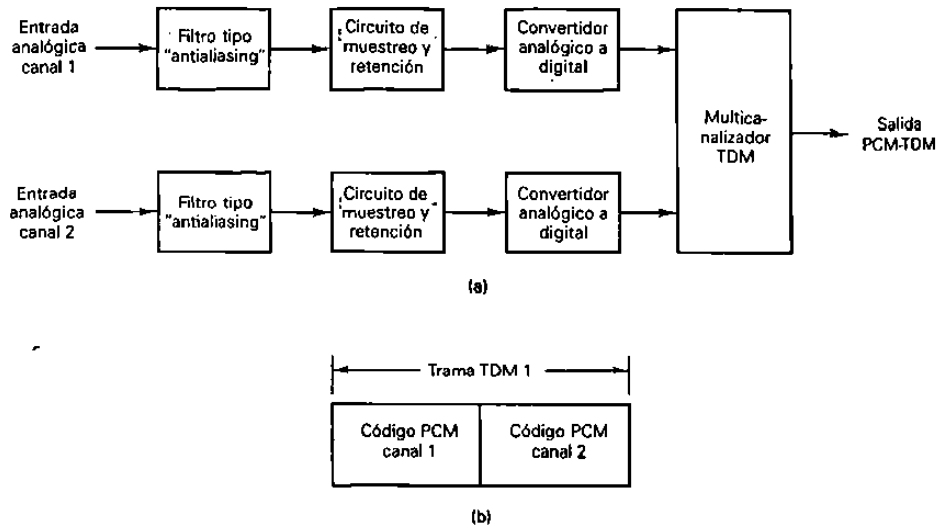


Figura 4-1 Sistema PCM-TDM de dos canales: (a) diagrama a bloques (b) trama TDM

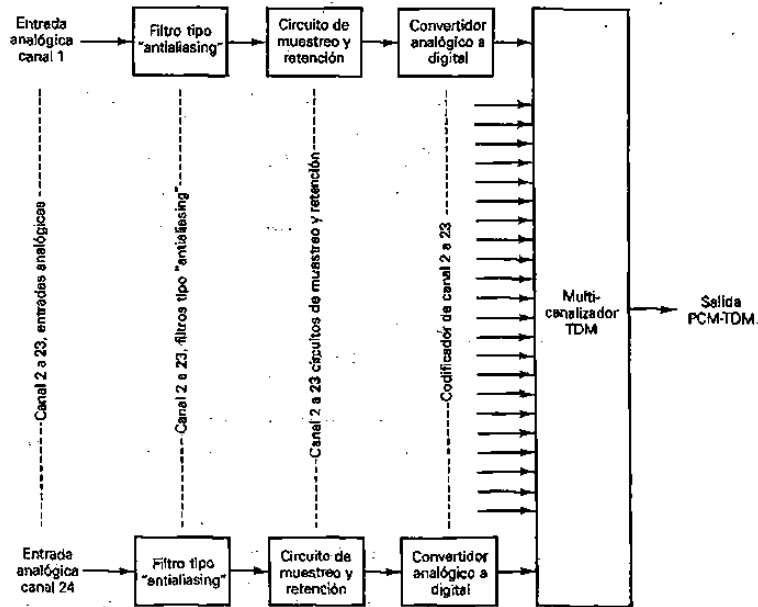


Figura 4-2 Diagrama a bloques de un sistema digital de portadora T1 de PCM-TDM

$$\frac{8 \text{ bits}}{\text{canal}} \times \frac{24 \text{ canales}}{\text{trama}} = \frac{192 \text{ bits}}{\text{trama}} + \frac{1 \text{ bit de trama}}{\text{trama}} = \frac{193 \text{ bits}}{\text{trama}}$$

Como resultado, la velocidad de la línea (bps) para la portadora T1 es:

$$\text{velocidad de línea} = \frac{193 \text{ bits}}{\text{trama}} \times \frac{8000 \text{ tramas}}{\text{segundo}} = 1.544 \text{ Mbps}$$

SISTEMA DE PORTADORA DIGITAL T1.

Una portadora digital es un sistema de comunicación que utiliza pulsos digitales para codificar información en lugar de señales analógicas. La figura 4-2 muestra el diagrama a bloques del sistema de portadora digital T1 del sistema Bell. Este sistema es el estándar telefónico en Estados Unidos. Una portadora T1 multicanaliza por división de tiempo 24 muestras codificadas en PCM para una transmisión, en un solo par de cables metálicos o de fibra óptica. Nuevamente, el multicanalizador es simplemente un interruptor, excepto que ahora tiene 24 entradas y 1 salida. Los 24 canales de banda de voz se seleccionan en secuencia y se conectan a la salida del multicanalizador. Cada canal de banda de voz ocupa un ancho de banda de 300 a 3000 Hz.

Simplemente, multicanalizando por división de tiempo 24 canales de banda de voz no constituye en sí una portadora T1. En este momento, la salida del multicanalizador es simplemente una señal digital multicanalizada (DS-1). No se convierte realmente en una portadora T1, hasta que sus líneas estén codificadas y colocadas en los pares de cables, acondicionados especialmente, llamadas líneas T1. Esto se explica, con más detalle, posteriormente en este capítulo bajo el encabezado 'Jerarquía digital estadounidense'.

Con el sistema de portadora T1 del sistema Bell, los bancos de canales tipo D (digital) realizan las muestras, codificación y el uso de multicanalización con los 24 canales de banda de voz. Cada canal tiene un código PCM de 8 bits y se muestrea 8000 veces por segundo. (Cada canal se muestrea a la misma velocidad, pero no necesariamente al mismo tiempo; véase la figura 4-3.) Por lo tanto, se transmite una señal PCM codificada de

Bancos de canales tipo D.

Los primeros sistemas de portadora T1 estaban equipados con los bancos de canales D1A que utilizan un código PCM de sólo 7 bits de magnitud con expansión analógica y $\mu=100$.

Una versión posterior del banco de canales D1 (DID) utilizó códigos PCM, con magnitud de señales de 8 bits. Con los bancos de canales D1A se agrega un octavo bit

(el bit s), a cada palabra de código PCM, con el propósito de *señalización* (supervisión: colgado, descolgado, marcar con pulsos, etc.). En consecuencia, la razón de señalización para los bancos de canales D1 es de 8 kbps. Además, con los bancos de canales D1, la secuencia de bits de trama es simplemente un patrón de 1/0 alternado. La figura 4-4 muestra la alineación de trama y muestreo para un sistema de portadora T1 utilizando los bancos de canal D1A.

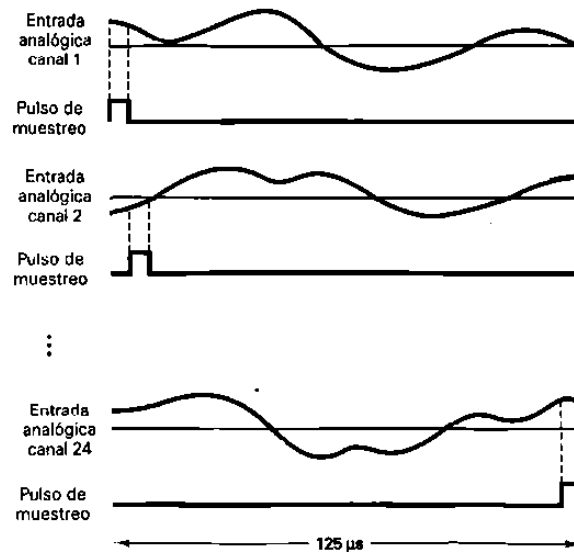


Figura 4-3 Secuencia de muestreo T1

Genéricamente, el sistema de portadora T1 ha progresado a través de los bancos de canales D2, D3, D4, D5 y D6. El D4, D5 y D6 utiliza un código PCM comprimido con magnitud de señales de 8 bits compandido de manera digital con $\mu = 255$. En el banco de canales D1, las características de compresión y expansión se implantaron en los circuitos por separado del codificador y decodificador. Los bancos de canales D2, D3, D4 y D5 incorporan las funciones de compansión directamente en los codificadores y decodificadores. Aunque los bancos de canales D2 y D3 son similares funcionalmente, los bancos de canales D3 fueron los primeros en incorporar, por separado, circuitos integrados LSI personalizados (codecs), para cada canal de banda de voz. Con los bancos de canales D1, D2 y D3, el equipo común realiza funciones de codificación y decodificación. En consecuencia, un solo mal funcionamiento, en el equipo, constituye una falla total del sistema.

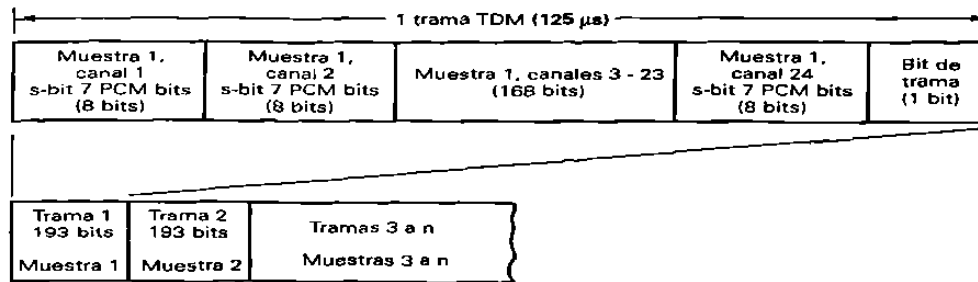


Figura 4-4 Alineación de trama y muestreo del sistema de portadora T1 utilizando bancos de canales D1.

Los bancos de canales D1A utilizan un código de sólo magnitud; por consiguiente, un error en el bit más significativo (MSB), de una muestra de un canal, siempre produce un error decodificado igual a la mitad del rango total de cuantización ($V_{m\acute{a}x.}$). Debido a que los bancos de canales D1D, D2, D3, D4 y D5 utilizan un código con magnitud de señales, un error en el MSB (bit del signo), causa un error decodificado igual al doble de la magnitud de la muestra (de +V a -V, o viceversa). El error de peor caso es igual al doble del rango total de cuantización. Sin embargo, las muestras de amplitud máxima ocurren rara vez, y la mayoría de los errores de codificación D1D, D2, D3, D4 y D5 son menores a la mitad del rango de codificación. En promedio, el rendimiento de error con un código de magnitud de señales es mejor que un código de sólo magnitud.

Formato de supertrama

La razón de señalización de 8 kbps, utilizada con bancos de canales D1, es excesiva para la transmisión de voz. Por lo tanto, con los bancos de canales D2 y D3, un bit de señalización se sustituye sólo en el bit menos significativo (LSB), cada sexta trama. Por lo tanto, cinco de cada seis tramas tienen resolución de 8 bits, mientras que una de cada seis tramas (la trama de señalización) sólo tiene resolución de 7 bits. En consecuencia, la razón de señalización en cada canal es 1.333 kbps ($8000 \text{ bps}/6$), y el número efectivo de bits por muestra es realmente $7 \frac{5}{6}$ bits y no 8.

Ya que solamente cada sexta trama incluye un bit de señalización, es necesario que todas las tramas estén numeradas para que el receptor sepa cuando extraer la información de señalización. Además, porque la señalización se realiza con una palabra binaria de 2 bits, es necesario identificar el MSB y el LSB de la palabra de señalización. En consecuencia, se inventó el formato de *supertrama* mostrado en la figura 4-5. Dentro de cada supertrama, hay 12 tramas numeradas consecutivamente (1-12). Los bits de señalización se sustituyen en las tramas 6 y 12, el MSB en la trama 6 y el LSB en la trama 12. Las tramas 1 a la 6 se llaman carretera A, con la trama 6 designada como la trama de señalización canal A. Las tramas 7 a la 12 se llaman carretera B, con la trama 12 designada como la trama de señalización de canal B. Por lo tanto, además de

identificar las tramas de señalización, la sexta y la duodécima trama se deben identificar positivamente.

Para identificar las tramas 6 y 12, se utiliza una secuencia diferente de bits de tramas, en las tramas con números par e impar. Las tramas impares (tramas 1, 3, 5, 7, 9 y 11), tienen un patrón 1/0 alternativo, y las tramas pares (tramas 2, 4, 6, 8, 10 y 12) tienen un patrón repetitivo 001110. Como resultado, el patrón de bits combinados para los bits de trama, es un patrón repetitivo 100011011100. Las tramas con números impares se utilizan para la sincronización de tramas y muestras, mientras que las tramas con números pares se utilizan para identificar las tramas de señalización de canales A y B (6 y 12). La trama 6 se identifica por una transición 0/1 en el bit de tramas entre las tramas 4 y 6. La trama 12 se identifica por una transición 1/0, en el bit de tramas, entre las tramas 10 y 12.

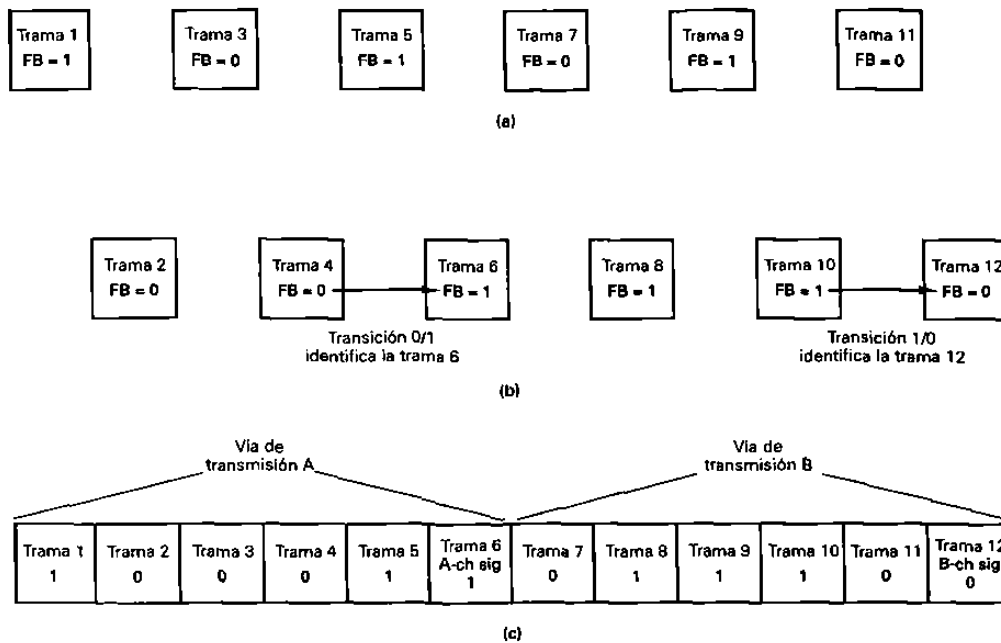


Figura 4-5 Secuencia de bits de tramas o el formato de supertrama T1, utilizando los bancos de canales D2 o D3: a) bits para la sincronización de tramas (trama con números impares) b) bits de alineación de tramas para la transformación de señales (tramas con números pares) c) alineación de tramas compuestas

La figura 4-6 muestra la alineación de tramas, muestras y señalización para el sistema de portadora T1, utilizando los bancos de canales D2 o D3. Además de los bits de *alineación de multitramas* y los bits de muestra PCM, ciertas ranuras de tiempo se utilizan para indicar condiciones de alarma. Por ejemplo, en el caso de una falla en el suministro de potencia para la transmisión, una falla de equipo común, o la pérdida de la

alineación de multitramas, el segundo bit de cada canal se convierte a cero, hasta que se quita la condición de alarma. Además, el bit de tramas, en la trama 12, se complementa cada vez que se pierde la alineación de multitramas (esto se asume cada vez que se pierde la alineación de tramas). Además, hay condiciones especiales de tramas que deben evitarse para poder mantener la sincronización del reloj y de los bits, en el equipo receptor, para invertir el proceso de multicanalización. Estas condiciones especiales se explican posteriormente en este capítulo.

Los bancos de canal D4, multicanalizan por división de tiempo 48 canales de banda de voz y operan a una velocidad de transmisión de 3.152 Mbps. Esto es ligeramente más del doble de la velocidad de línea para los bancos de canales D1, D2 o D3 de 24 canales. Esto se debe a que con los bancos de canales D4, en lugar de transmitir un solo bit de trama con cada trama, se utiliza un patrón de sincronización de tramas de 10 bits. En consecuencia, el número total de bits de trama TDM D4 (DS-1C) es:

$$\frac{8 \text{ bits}}{\text{canal}} \times \frac{48 \text{ canales}}{\text{trama}} = \frac{384 \text{ bits}}{\text{trama}} + \frac{10 \text{ bits sincronización}}{\text{trama}} = \frac{394 \text{ bits}}{\text{trama}}$$

y la velocidad de línea es:

$$\text{velocidad de línea} = \frac{394 \text{ bits}}{\text{trama}} = \frac{8000 \text{ tramas}}{\text{segundo}} = 3.152 \text{ Mbps}$$

Las tramas para el sistema DS-1 (T1) o el patrón de tramas para los sistemas portadoras DS-1C (T1C) de multicanalización por división de tiempo se agregan a la señal digital multicanalizada, a la salida del multicanalizador. La figura 4-7 muestra la circuitería para bits de tramas, para el sistema de portadora T1 de 24 canales utilizando los bancos de canales (DS-1) D1, D2 o D3. Observe que la razón de bits en la salida del multicanalizador TDM es 1.536 Mbps y la razón de bits en la salida del desplazador de registros de 193 bits es de 1.544 Mbps. La diferencia (8kbps) se debe a la adición del bit de tramas en el desplazador de registros.

SISTEMA DE PORTADORA MULTICANALIZADA POR DIVISION DE TIEMPO.

La figura 4-8 muestra la alineación de trama para el sistema PCM-TDM, de estándares europeos de CCITT, con el sistema CCITT, una trama de 125us se divide en 32 ranuras de tiempo iguales.

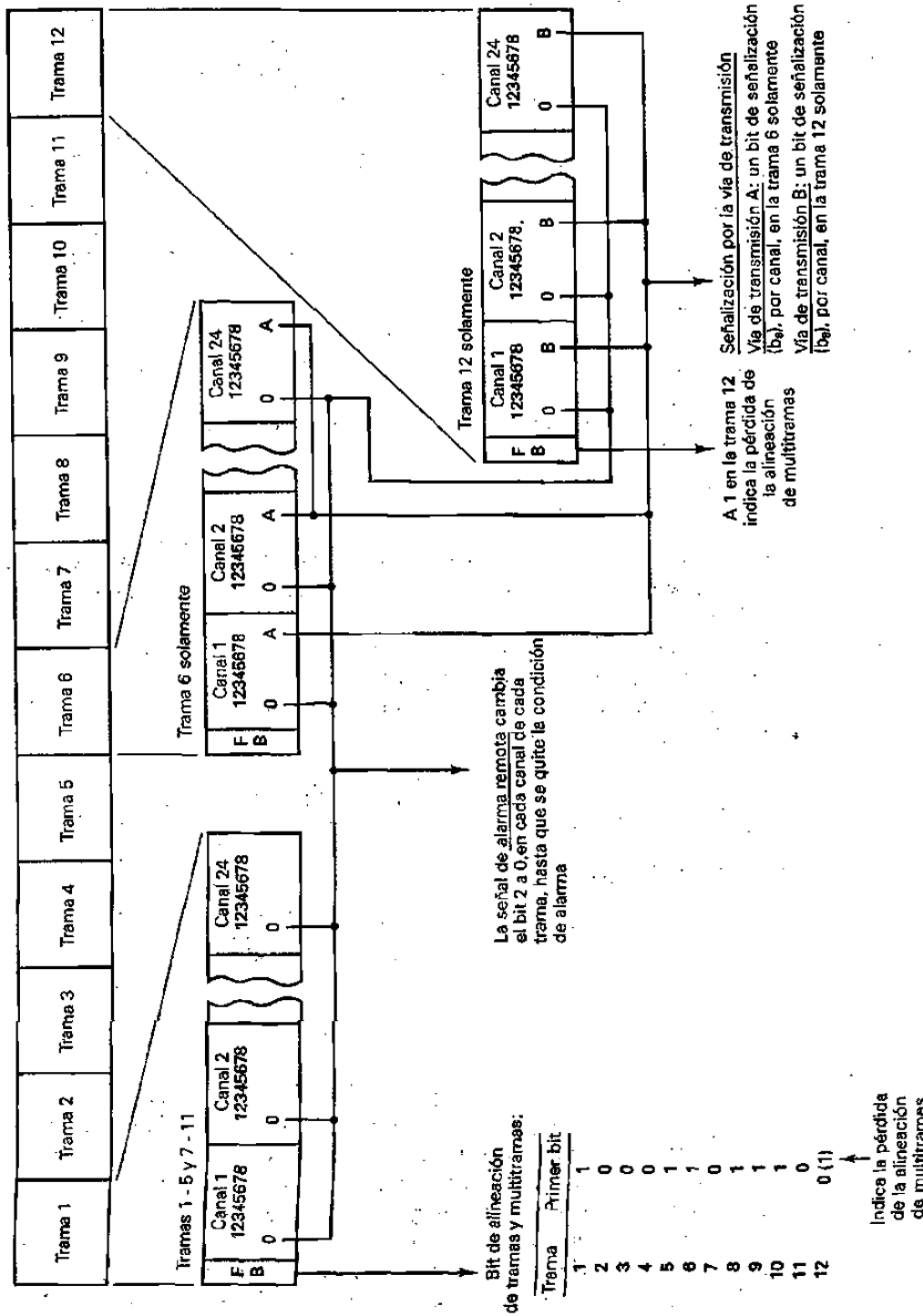


Figura 4-6 Alineación de señalización , muestreo y trama de la portadora T1, para los bancos de canales D2 y D3.

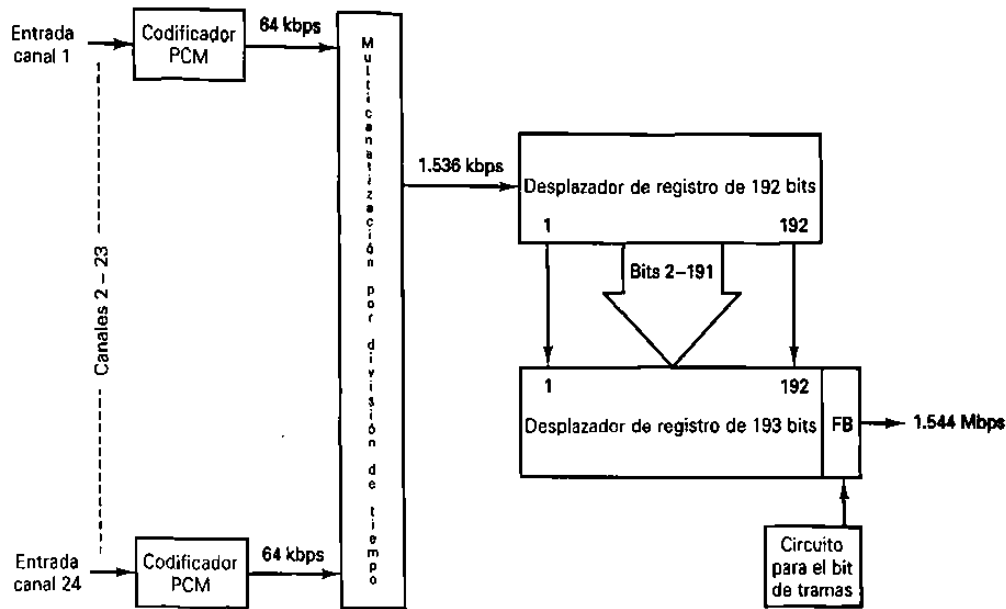


Figura 4-7 Círcuitería para el bit de tramas para el sistema de portadora T1 DS-1

La ranura de tiempo 0 se utiliza para un patrón de alineación de trama y para un canal de alarma. La ranura de tiempo 17 se utiliza para un canal de señalización común. La señalización para todos los canales de banda de voz se realiza en el canal de señalización común. En consecuencia, 30 canales de banda de voz son utilizados en la multicanalización por división de tiempo en cada trama CCITT.

Con el estándar CCITT, cada ranura de tiempo tiene 8 bits. Por consiguiente, el número total de bits por trama es

$$8 \text{ bits / ranura de tiempo} \times 32 \text{ ranuras de tiempo / trama} = 256 \text{ bits / trama}$$

y la velocidad de línea es

$$\text{velocidad de línea} = 256 \text{ bits / trama} \times 8000 \text{ tramas / seg.} = 2.048 \text{ Mbps}$$

CODEC

Un **codec** es un chip de integración a gran escala (LSI) diseñado para su uso en la industria de las telecomunicaciones, para un conmutador troncal privado (PBX), interruptores de la oficina central, equipos digitales de mano, sistemas de voz para guardar y enviar, y un supresor digital de ecos. Esencialmente, el codec es aplicable a cualquier propósito que requiera la digitalización de señales analógicas, como en un sistema de portadora PCM- TDM

El codec es un término genérico que se refiere a las funciones de codificación realizadas por un dispositivo que convierte señales analógicas a códigos digitales y códigos digitales a señales analógicas. Los codecs desarrollados recientemente se llaman chips **combo**, porque combinan codec y funciones de filtro en el mismo conjunto LSI. El filtro de entrada / salida realiza las siguientes funciones: limitación de bandas, rechazo de ruido, "antialiasing" y reconstrucción de formas de onda de audio analógicas, después de la decodificación. El codec realiza las siguientes funciones: muestreo analógico, codificación / decodificación (conversiones analógica a digital y digital a analógico), y compansión digital.

Ranura de tiempo 0	Ranura de tiempo 1	Ranuras de tiempo 2 – 16	Ranura de tiempo 17	Ranuras de tiempo 18 – 30	Ranura de tiempo 31
Canal de tramas y alarma	Canal de voz 1	Canales de voz 2 – 15	Canal de señalización común	Canales de voz 16 – 29	Canal de voz 30
8 bits	8 bits	112 bits	8 bits	112 bits	8 bits

(a)

Ranura de tiempo 17

Trama	Bits	
	1234	5678
0	0000	xyxx
1	canal 1	canal 16
2	canal 2	canal 17
3	canal 3	canal 18
4	canal 4	canal 19
5	canal 5	canal 20
6	canal 6	canal 21
7	canal 7	canal 22
8	canal 8	canal 23
9	canal 9	canal 24
10	canal 10	canal 25
11	canal 11	canal 26
12	canal 12	canal 27
13	canal 13	canal 28
14	canal 14	canal 29
15	canal 15	canal 30

16 tramas son igual a una multitrama; 500 multitramas se transmiten cada segundo

x = sobrante
y = pérdida de la alineación de multitramas si 1
4 bits por canal se transmiten una vez cada 16 tramas, resultando en una velocidad de señalización de 500 bps para cada canal

(b)

Figura 4-8 La alineación de tramas TDM de CCITT y la alineación común de canales para la de señalización: a) trama TDM de CCITT (125us, 256 bits, 2048 Mbps); b) canal común para la de señalización.

La tabla 4-1 indica varios chips combo disponibles y sus características sobresalientes.

2916 (16-pin)	2917 (16-pin)	2913(20-pin)	2914 (24-pin)
Compansión solamente Ley μ	Compansión solamente Ley A	Compansión solamente Ley μ/A	Compansión Ley μ/A
Reloj maestro, 2.048 MHz solamente	Reloj maestro, 2.048MHz solamente	Reloj maestro, 1.536MHz, 1.544 MHz, o 2.048 MHz	Reloj maestro, 1.536MHz, 1.544 MHz, o 2.048 MHz
Tasa de datos fijos	Tasa de datos fijos	Tasa de datos fijos	Tasa de datos fijos
Tasa de datos variables, 64kbps a 2.048 Mbps	Tasa de datos variables, 64kbps a 4.096 Mbps	Tasa de datos variables, 64kbps a 4.096 Mbps	Tasa de datos variables, 64kbps a 4.096 Mbps
Dinámico de 78dB	Rango dinámico de 78dB	Rango dinámico de 78dB	Rango dinámico de 78dB
Compatible con ATT D $\frac{3}{4}$	Compatible con ATT D $\frac{3}{4}$	Compatible con ATT D $\frac{3}{4}$	Compatible con ATT D $\frac{3}{4}$
Entrada de un solo extremo	Entrada de un solo extremo	Entrada diferencial	Entrada diferencial
Salida de un solo extremo	Salida de un solo extremo	Salida diferencial	Salida diferencial
Ajuste de ganancia de transmisión solamente	Ajuste de ganancia de transmisión solamente	Ajuste de ganancia de transmisión y recepción	Ajuste de ganancia de transmisión y recepción
Relojes síncronos	Relojes síncronos	Relojes síncronos	Relojes síncronos Relojes asíncronos Repetición analógica Señalización

JERARQUIA DIGITAL ESTADOUNIDENSE

Las señales multicanalizadas en forma digital se presentan fácilmente para interconectar las facilidades para la transmisión digital, con diferentes velocidades de bits de transmisión. La figura 4-9 muestra la Jerarquía Digital Estadounidense de la American Telephone and Telegraph Company (AT&T) para las señales digitales multicanalizadas con las mismas tasas de bits, en un solo flujo de pulsos, adecuados para la transmisión en el siguiente nivel más alto, de la jerarquía. Para actualizar desde un nivel de la jerarquía al siguiente nivel más alto, se utilizan dispositivos especiales llamados *muldems* (*multiplexor/demultiplexor*). Los muldems pueden manejar las conversiones de razones de bits en ambas direcciones. Las designaciones de muldems (M12, M23, etc.), identifican las señales digitales de entrada y salida asociadas con ese muldem. Por ejemplo, un muldem M12 hace una interface con *señales digitales* DS-1 y DS-2. Un muldem M23 hace una interface con señales DS-2 y DS-3. Las señales DS-1 pueden estar multicanalizadas o codificadas en líneas y colocadas en líneas acondicionadas, especialmente, llamadas líneas T1. Las señales DS-2, DS-3, DS-4 y DS-5 se pueden colocar en líneas T2, T3, T4M y T5, respectivamente.

Las señales digitales se rutean a localidades centrales llamadas *conexiones cruzadas digitales*. Una conexión cruzada digital (DSX) proporciona un lugar conveniente para interconexiones parchables y para realizar el mantenimiento de rutina y solución de problemas. Cada tipo de señal digital (DS-1, DS-2, etc.), tiene su propio interruptor digital (DSX-1, DSX-2, etc.). La salida de un interruptor digital se puede actualizar al siguiente nivel superior o codificar líneas y colocarlas en sus líneas T respectivas (T1, T2, etc.).

La tabla 4-2 indica las señales digitales, sus tasas de bits, capacidad de canales, y los servicios ofrecidos para los tipos de líneas incluidas en la Jerarquía Digital Estadounidense.

TABLA 4-2 Resumen de la Jerarquía Digital Estadounidense.

Tipo de línea	Señal digital	Tasa de bits (Mbps)	Capacidad de canales	Servicios que ofrece
T1	DS-1	1.544	24	Teléfono de banda de voz
T1C	DS-1C	3.152	48	Teléfono de banda de voz
T2	DS-2	6.312	96	Teléfono de banda de voz y teléfono de imágenes
T3	DS-3	46.304	672	Teléfono de banda de voz, teléfono de imágenes y televisión de radiodifusión de calidad
T4M	DS-4	274.176	4032	Igual que T3, pero con más capacidad
T5	DS-5	560.160	8064	Igual que T4, pero con más capacidad

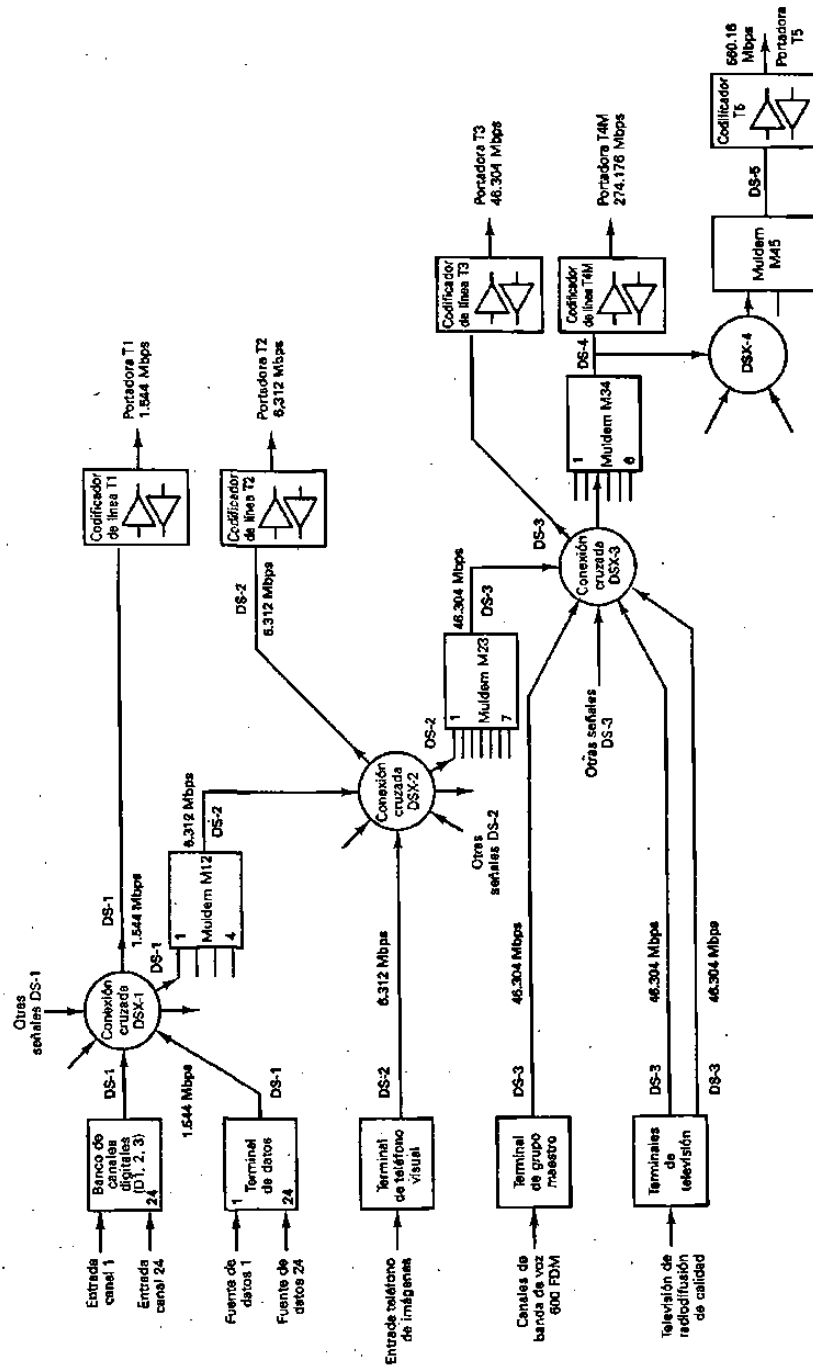


Figura 4-9 Jerarquía Digital Estadounidense.

Cuando el ancho de banda de las señales que van a transmitirse es tal que después de la conversión digital ocupa la capacidad total de una línea de transmisión digital, se proporciona una terminal de un solo canal. Ejemplo de dichas terminales, de un solo canal, son los teléfonos de imágenes, grupo maestro y terminales de televisión comercial.

Grupo maestro y las terminales de televisión comercial

La figura 4-10 muestra el diagrama a bloques de un grupo maestro y de una terminal de televisión comercial. La terminal del grupo maestro recibe canales de banda de voz que ya se multicanalizaron por división de frecuencia, sin requerir que cada canal de banda de voz se demulticanalice en las frecuencias de voz. El procesador de señal proporciona un desplazamiento en frecuencia para las señales del grupo maestro (las desplaza de un ancho de banda de 564 a 3084 kHz a un ancho de banda de 0 a 2520 kHz) y restauración de cd para la señal de televisión. Al desplazar la banda del grupo maestro, es posible muestrear con una razón de 5.1 MHz. El muestreo de la señal de televisión comercial es al doble de esa razón o 10.2 MHz.

Para cumplir con los requisitos de transmisión, se utiliza un código PCM de 9 bits para digitalizar cada muestra de la señal del grupo maestro o de televisión. La salida digital de la terminal es, por consiguiente, aproximadamente 46 Mbps, para el grupo maestro y el doble (92 Mbps), para la señal de televisión.

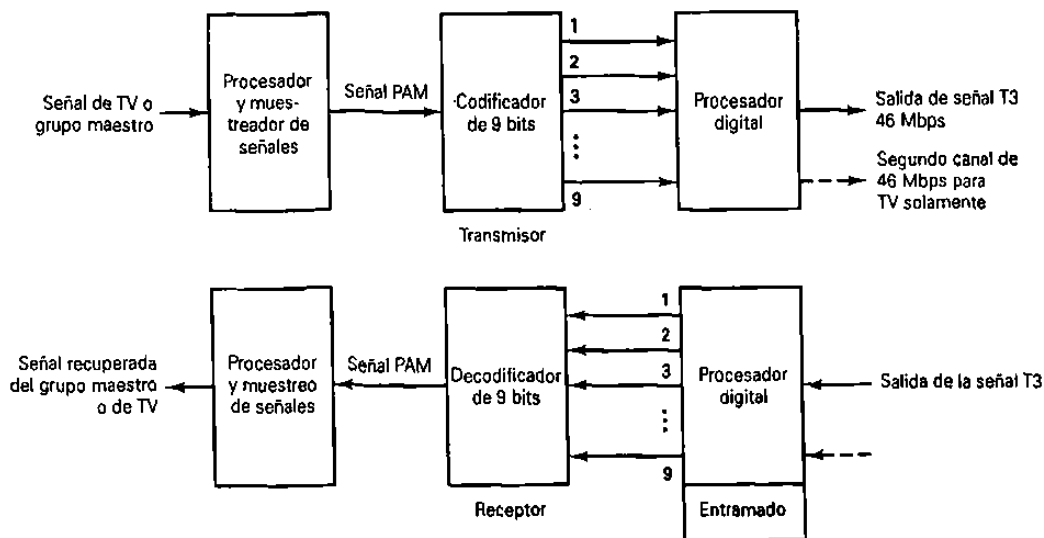


Figura 4-10 Diagrama de bloques de una terminal digital para grupo maestro o televisión comercial.

La terminal digital mostrada en la figura 4-10 tiene tres funciones específicas; convierte los datos paralelos de la salida del codificador a datos seriales, inserta los bits para la sincronización de tramas, y convierte la señal binaria serial a una forma más adecuada para la transmisión. Además, para la terminal de televisión comercial, la señal digital de 92 Mbps deberá dividirse en dos señales digitales, de 46 Mbps, porque no hay velocidad de línea de 92 Mbps en la jerarquía digital.

Terminal de teléfono de imágenes

Esencialmente, el teléfono de imágenes es una transmisión de video de baja calidad para uso entre suscriptores no dedicados. Por razones económicas es deseable codificar una señal para teléfono de imágenes dentro de la capacidad T2 de 6.312 Mbps, que es sustancialmente menor que para las señales de radiodifusión de redes comerciales. Esto reduce sustancialmente el costo y hace que el servicio sea costeable.

Al mismo tiempo, permite la transmisión adecuada de detalles y resolución de contraste para satisfacer al suscriptor de teléfonos de imágenes normal. El servicio de teléfono de imágenes es ideal para un código PCM diferencial. El PCM diferencial es similar al PCM convencional, excepto que la magnitud exacta de una muestra no se transmite. En lugar de eso, solamente la diferencia, entre esa muestras, requiere sustancialmente de menos bits que la codificación de la muestra en sí.

CODIFICACION DE LINEA

La *codificación de línea* involucra convertir los niveles lógicos estándar (TTL, CMOS, y otros parecidos), a una forma más adecuada para la transmisión de líneas telefónicas. Esencialmente, deben considerarse cinco factores principales para seleccionar un formato para la codificación de líneas:

1. Voltajes de transmisión y componentes de cd
2. Recuperación de tiempo (reloj)
3. Ancho de banda de transmisión
4. Facilidad de detección y decodificación
5. Detección de errores

Voltajes de transmisión y componentes de CD

Los voltajes o niveles de transmisión pueden entrar en cualquiera de dos categorías: *unipolar* (UP), o *bipolar* (BP). La transmisión unipolar de datos binarios involucra la transmisión de solamente un nivel de voltajes, que no es cero (por ejemplo, +V para 1 lógico y 0V o tierra para 0 lógico). En la transmisión bipolar, están involucrados dos niveles de voltaje que no son cero (por ejemplo, +V para 1 lógico y -V para 0 lógico).

En una línea de transmisión digital se usa más eficientemente la potencia codificando datos binarios con voltaje que son iguales, en magnitud, pero opuestos en polaridad y balanceados simétricamente, cerca de 0 V. Por ejemplo, suponiendo una resistencia de 1Ω y un nivel de 1 lógico de +5 V y un nivel de 0 lógico de 0 V, la potencia promedio requerida es 12.5 W (suponiendo que sea igualmente probable la ocurrencia de un 1 o 0). Con un nivel de 1 lógico de +2.5 V y un nivel de 0 lógico de -2.5 V, la potencia promedio es solamente se reduce por un factor de 50%.

Ciclo de trabajo

El *ciclo de trabajo* de un pulso binario, puede utilizarse también para ordenar el tipo de transmisión. Si el pulso binario se mantiene por el total del tiempo de bits, esto se llama *no regreso a cero* (NRZ). Si el tiempo activo del pulso binario es menor que 100% del tiempo de bits, esto se llama *regreso a cero* (RZ).

Los voltajes de transmisión unipolar y bipolar, así como la codificación de regreso a cero y no regreso a cero, se pueden combinar de varias formas para alcanzar un esquema de codificación de línea en particular. La figura 4-11 muestra cinco posibilidades para codificar líneas.

En la figura 4-11a, solamente hay un nivel de voltaje que no es cero ($+V = 1$ lógico); un voltaje de cero simplemente implica un 0 binario. Además, cada 1 lógico mantiene el voltaje positivo para todo el tiempo de bit (100% del ciclo de trabajo). En consecuencia, la figura 16-16a representa una señal no regreso a cero unipolar (UPNRZ).

En la figura 4-11a hay dos voltajes que no son cero ($+V = 1$ lógico y $-V = 0$ lógico) y se utiliza un ciclo de trabajo del 100%. La figura 4-11b representa una señal no regreso a cero bipolar (BPNRZ). En la figura 4-11c, solamente se utiliza un voltaje que no es cero, pero cada pulso está activo solamente 50% del tiempo de bits. En consecuencia, la figura 4-11c representa una señal de regreso a cero unipolar (UPRZ). En la figura 4-11d, hay dos voltajes que no son cero ($+V=1$ lógico y $-V = 0$ lógico). Además, cada pulso está activo solamente 50% del total del tiempo de bits. Por consiguiente, la figura 7-11d representa una señal regreso a cero bipolar (BPRZ). En la figura 4-11e, hay nuevamente dos niveles de voltaje que no son cero ($-V$ y $+V$), pero aquí ambas polaridades representan un 1 lógico y 0 V representa un 0 lógico. Este método de codificación se llama *inversión de marca alterna* (AMI).

Con transmisiones AMI, cada 1 lógico sucesivo se invierte en polaridad del 1 lógico anterior. Debido a que se utiliza el regreso a cero, esta técnica de codificación se llama *inversión de marca alterna bipolar de regreso a cero* (BPRZ-AMI).

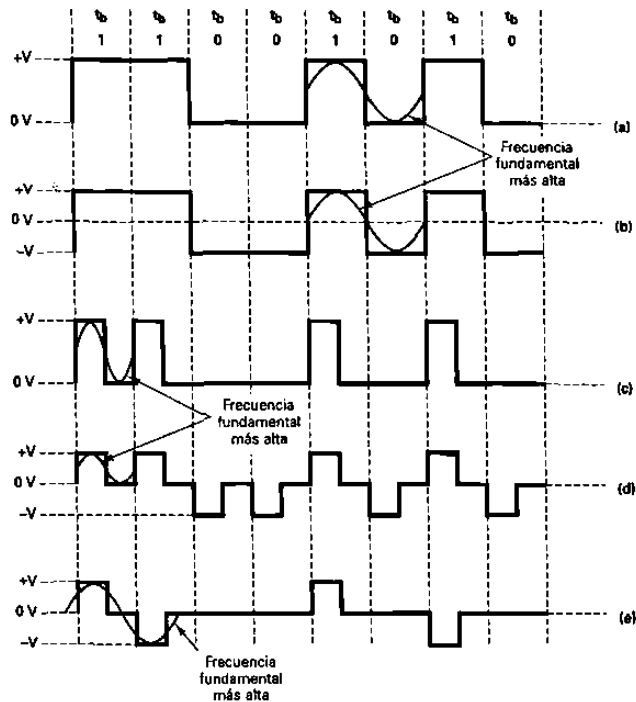


Figura 4-11 formatos de codificación en líneas : a) UPRZ b) BPNRZ c) UPRZ
d) BPRZ e) BPRZ-AMI

Con la codificación NRZ, una cadena larga de unos o ceros produce una condición en donde un receptor puede perder su referencia de amplitud por discriminación óptima entre unos y ceros recibidos. Esta condición se llama *desviación de cd*. El problema puede surgir también cuando hay un desequilibrio significativo en el número de unos y ceros transmitidos. La figura 4-12 muestra cómo la desviación de cd se produce por una larga cadena de unos lógicos sucesivos. Puede verse que después de una larga cadena de unos, son más probables los errores de 1 a 0 que los errores de 0 a 1. En forma similar, largas cadenas de ceros incrementan la probabilidad de un error de 0 a 1.

El método utilizado para codificar en línea determina el ancho de banda mínimo requerido para transmisión, qué tan fácilmente se puede extraer un reloj de él, qué tan fácilmente se puede decodificar, el nivel de cd promedio, y si ofrece una forma conveniente de detectar errores.

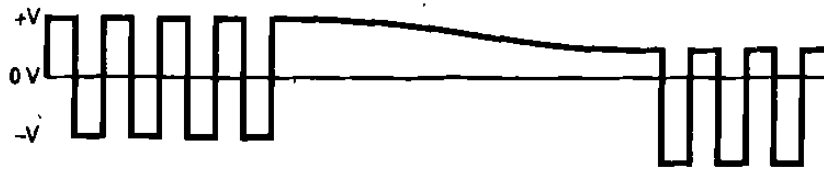


Figura 4-12 Desviación de cd.

Consideraciones de ancho de banda

Para determinar el ancho de banda mínimo requerido para propagar una señal codificada en línea, se tiene que determinar la frecuencia fundamental más alta asociada con ella (véase la figura 4-11). La frecuencia fundamental más alta se determina con el peor caso (transición más rápida) de secuencia de bits binarios. Con UPNRZ, la condición del peor caso es una secuencia 1/0 alternativa; el periodo de la frecuencia fundamental más alta toma el tiempo de 2 bits y, por lo tanto, es igual a la mitad de la tasa de bits. Con BPRZ, la condición del peor caso son o unos o ceros sucesivos. El ancho de banda mínimo es por lo tanto igual a la tasa de bits. Con BPNRZ, nuevamente, la condición del peor caso es una secuencia 1/0 alterna, y la frecuencia fundamental más alta es la mitad de la tasa de bits. Con UPRZ, la condición del peor caso son dos unos sucesivos. El ancho de banda mínimo es por lo tanto igual a la tasa de bits. Con BPRZ la condición del peor caso son o uno o ceros sucesivos, y el ancho de banda mínimo es nuevamente igual a la tasa de bits. Con BPRZ-AMI, la condición del peor caso son dos o más unos consecutivos, y el ancho de banda mínimo es igual a la mitad de la tasa de bits.

Recuperación del reloj

Para recuperar y mantener la información del reloj de los datos recibidos, deberá haber un número suficiente de transiciones en la señal de datos. Con UPNRZ y BPNRZ, una cadena larga de unos o ceros consecutivos genera una señal de datos libre de transiciones y, por lo tanto, inadecuada para la sincronización de relojes. Con UPRZ y BPRZ-AMI, una larga cadena de ceros, también genera una señal de datos libres de transiciones. Con BPRZ, una transición ocurre en cada posición de bit sin importar si el bit es un 1 o un 0.

En el circuito de recuperación del reloj, los datos simplemente se rectifican a onda completa para producir un reloj independiente de los datos igual a la tasa de bits de recepción. Por consiguiente, la codificación BPRZ es más adecuada para la recuperación del reloj. Si se evita que ocurran larga secuencias de ceros, la codificación BPRZ-AMI es suficiente para asegurar la sincronización del reloj.

Detección de errores

Con las transmisiones UPNRZ, BPNRZ, UPRZ y BPRZ, no hay forma de determinar si los datos recibidos tienen errores. Con las transmisiones BPRZ-AMI, un error en cualquier bit causará una violación bipolar (la recepción de dos o más unos consecutivos, con la misma polaridad). Por lo tanto, BPRZ-AMI tiene un mecanismo integrado para detección de errores.

Facilidad de detección y decodificación

Debido a que la transmisión unipolar involucra la transmisión de sólo un voltaje de polaridad, un voltaje promedio de cd se asocia con la señal igual a $+V/2$. Suponiendo que exista igual probabilidad de que ocurran unos y ceros, las transmisiones bipolares tienen un componente promedio de cd de 0 V. Un componente de cd es poco deseable, porque polariza la entrada a un detector de umbral convencional (un comparador polarizado) y podría causar una malinterpretación de la condición lógica de los pulsos recibidos. Por lo tanto, la transmisión bipolar es más adecuada para la detección de datos.

La tabla 4-3 resume el ancho de banda mínimo, el voltaje promedio cd, recuperación del reloj, y capacidades de detección de errores, de los formatos, para la codificación en línea mostrados en la figura 4-11. En la tabla 4-3 puede verse que la codificación BPRZ-AMI tiene las mejores características en general; y por consiguiente es el método que se utiliza más comúnmente.

TABLA 4-3 RESUMEN PARA CODIFICACIÓN DE LINEAS

Formato de codificación	BW mínimo	DC promedio	Recuperación	Detención de errores
UPNRZ	$f_b/2^a$	$+V/2$	Malo	No
BPNRZ	$f_b/2^a$	$0V^a$	Malo	No
UPRZ	f_b	$+V/2$	Bueno	No
BPRZ	f_b	$0V^a$	El mejor ³	No
BPRZ-AMI	$f_b/2^a$	$0V^a$	Bueno	Si ^a

Bifase digital

La bifase digital (a veces llamada *código de Manchester o difase*) es un tipo popular de codificación en línea que produce un componente de tiempo fuerte para la recuperación del reloj y no causa la desviación de cd. La bifase es una forma de transmisión BPRZ que utiliza un ciclo de onda cuadrada en fase de 0° para representar un 1 lógico y un ciclo de una onda cuadrada en fase de 180° para representar un 0

lógico. La codificación de bifase digital se muestra en la figura 4-13. Observe que ocurre una transición en el centro de cada elemento para la señalización, sin importar cuál sea su fase. Por lo tanto la bifase produce un fuerte componente de sincronización para la recuperación del reloj. Además, suponiendo una habilidad igual de unos y ceros, el voltaje cd promedio es 0 V y no hay una desviación de cd. Una desventaja de la bifase es que no contiene ninguna forma de detección de errores.

PORTADORAS T

Las portadoras T se utilizan para la transmisión de señales digitales codificadas en PCM multicanalización de división de tiempo. Además, las portadoras T utilizan señales especiales en línea codificadas y cables metálicos que fueron acondicionados para cumplir los anchos de banda relativamente altos, necesarios para las transmisiones digitales de alta velocidad. Las señales digitales se deterioran conforme se propagan a lo largo del cable debido a la pérdida de potencia en los conductores metálicos y el filtrado pasabajas inherente en las líneas de transmisión de cables paralelos. En consecuencia los *repetidores de regeneración* deben de colocarse a intervalos periódicos. La distancia entre los repetidores depende de la velocidad de bits de transmisión y las técnicas que se utilicen para la codificación lineal .

La figura 4-14 muestra el diagrama a bloques de un repetidor de regeneración. Esencialmente hay tres bloques funcionales: un amplificador/ecualizador, un circuito de sincronización y el regenerador. El amplificador/ecualizador le da forma a la señal digital que está entrando y eleva su nivel de potencia, para que la decisión de pulso/no pulso pueda tomarse por el circuito regenerador. El circuito de sincronización recupera la información del reloj, de los datos recibidos y proporciona la información de sincronización adecuada al regenerador para que las decisiones puedan tomarse en el momento óptimo que reduce la probabilidad de que ocurra un error. El espaciamiento entre repetidores se diseña para mantener un relación señal-a-ruido adecuada para una operación libre de errores. La relación señal-a ruido (S/N) a la salida de un regenerador es exactamente lo que era a la salida de la terminal de transmisión o en la salida del regenerador anterior (o sea, el S/N no se deteriora conforme una señal digital se propaga a través del regenerador; de hecho, un regenerador reconstruye los pulsos originales con la relación S/N original).

Sistemas de portadora T1 y T1C

El sistema de portadora T1 utiliza las técnicas PCM y TDM para proporcionar una transmisión de trayectoria corta de 24 señales de banda de voz. La longitud de los sistemas de portadora T1 varían, desde aproximadamente 5 a 50 millas. Las portadoras T1 utilizan codificación BPRZ-AMI con repetidores de regeneración colocados cada 6000 pies; se seleccionó la cantidad de 6000 pies, porque las cajas de registro de las compañías telefónicas se localizan a intervalos de 6000 pies aproximadamente y estas mismas cajas de registro se utilizan para colocar los repetidores, facilitando una

instalación conveniente, el mantenimiento y la reparación. El medio de transmisión para las portadoras T1 es un par de cables de grosor de 19 o 22.

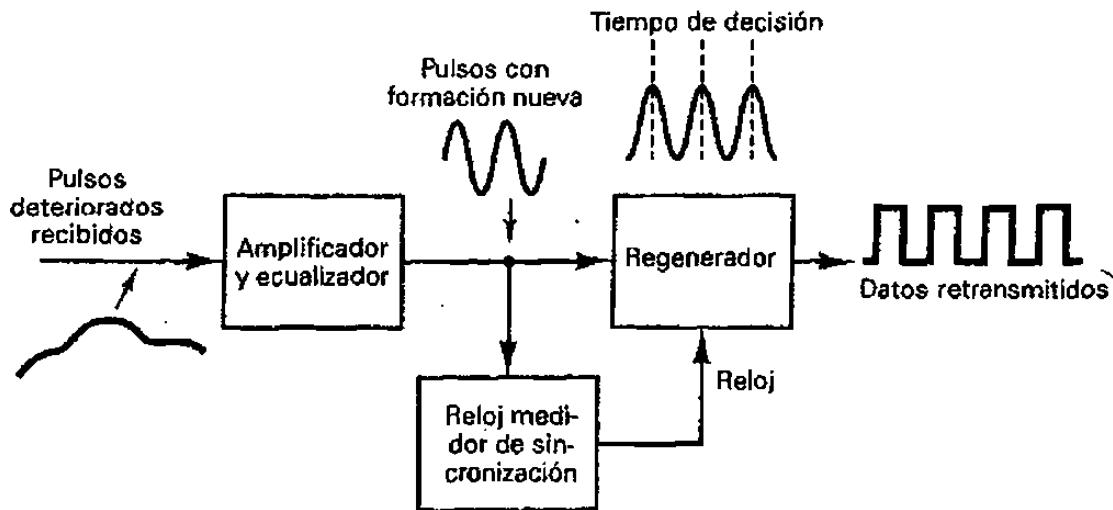


Figura 4-14 Diagrama de bloques de un repetidor de regeneración

Debido a que las portadoras T1 utilizan la codificación BPRZ-AMI, son susceptibles a perder la sincronización en una cadena larga de ceros consecutivos. Con un código PCM binario plegado, la posibilidad de generar una cadena larga de ceros consecutivos es alta (cada vez que un canal está ocioso genera un código de ± 0 V, que tiene 7 u 8 ceros consecutivos). Si están ociosos dos o más canales adyacentes de voz, hay una alta probabilidad de que sea transmitida una larga cadena de ceros consecutivos. Para reducir esta posibilidad, el código PCM se invierte, antes de la transmisión y se invierte nuevamente en el receptor, antes de decodificar. En consecuencia, la única vez que una cadena larga de ceros consecutivos se transmite es cuando dos o más canales adyacentes de banda de voz codifican, cada uno, el máximo voltaje de muestreo positivo posible, que no es probable que suceda.

Con los sistemas de portadora T1 y T1C, se toman las provisiones necesarias para evitar que ocurran más de 14 ceros consecutivos. Las transmisiones de cada trama se monitorean para ver si están presentes 15 ceros consecutivos o cualquier muestra PCM (8 bits) con, por lo menos, un bit sin cero. Si ocurre cualquiera de estas condiciones, se sustituye un 1 en la posición del bit apropiado. Las condiciones del peor caso son como sigue:

	MSB	LSB	MSB	LSB	
Señal original DS-1	10000	0000	0000	0001	14 ceros consecutivos (no hay sustitución)
Señal original DS-1	MSB	LSB	MSB	LSB	
	10000	0000	0000	0000	15 ceros consecutivos
Señal sustituida DS-1	10000	0000	0000	0010	

↙
bit sustituido

Se sustituye un 1 en el segundo bit menos significativo. Esto introduce un error de codificación igual al doble de la resolución de amplitud. Este bit se selecciona en lugar del bit menos significativo porque, con el formato de supertrama, durante cada sexta trama el LSB es el bit para la señalización y alterarlo haría que se altere la palabra para la señalización.

	MSB	LSB	MSB	LSB	MSB	LSB
Señal original DS-1	1010	1000	0000	0000	0000	0001
Señal sustituida DS-1	1010	1000	0000	0010	0000	0001

↙
bit sustituido

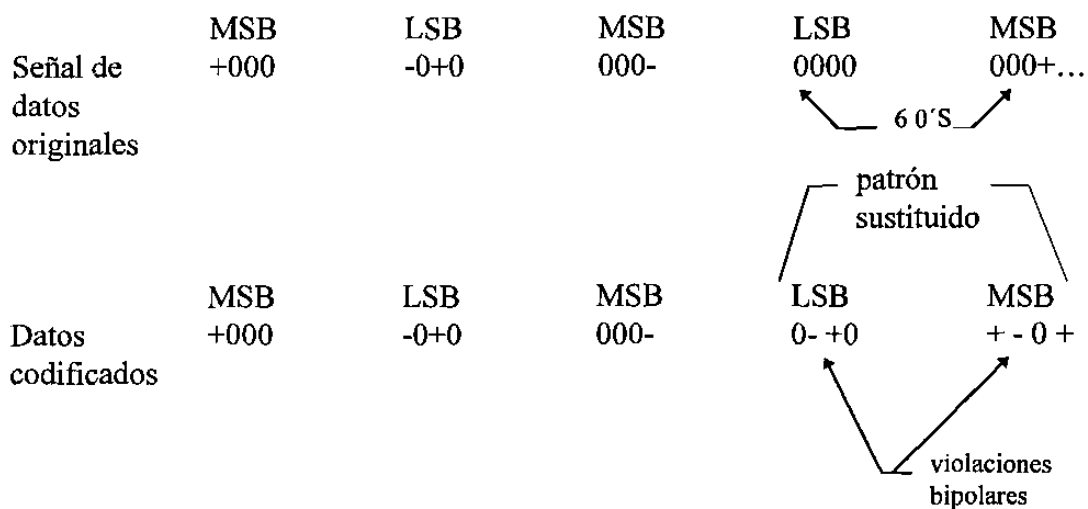
El proceso mostrado se utiliza en los sistemas de portadora T1 y T1C. Además, si en cualquier momento se reciben 32 ceros consecutivos, se supone que el sistema no está generando pulsos y, por lo tanto, está fuera de servicio; esto es, porque la ocurrencia de 32 ceros consecutivos está prohibida.

Sistema portadora T2

La portadora T2 utiliza PCM para los canales de 96 bandas de voz multicanalizadas por división de tiempo en una sola señal de datos de 6.312 Mbps para transmisión, hasta de 500 millas en un cable LOCAP especial (baja resistencia). Una portadora T2, también se utiliza para cargar una sola señal de teléfono de imágenes. Las portadoras T2, también utilizan codificación BPRZ-AMI. Sin embargo, debido a la velocidad de transmisión más alta, la sincronización del reloj se vuelve más crítica. Una secuencia de seis ceros consecutivos, podría ser suficiente para causar la pérdida de la sincronización de reloj. Por lo tanto, los sistemas de portadora T2 utilizan un método alternativo para asegurarse que ocurran transiciones amplias en los datos. Este método se llama *sustitución binaria de seis ceros (B6ZS)*.

Con B6ZS, cada vez que ocurren seis ceros consecutivos, uno de los siguientes códigos se sustituye en su lugar: 0 - + 0 + - o 0 + - 0 - +. El + y - representan unos lógicos positivos y negativos. Un cero indica simplemente una condición de cero lógico. El código de 6 bits sustituido por los 6 ceros se selecciona para causar, a propósito, una violación bipolar. Si la violación se atrapa en el receptor y el código B6ZS se detecta, los 6 ceros originales se pueden sustituir nuevamente en la señal de datos. Los patrones sustituidos causan una violación en el segundo y quinto bits del patrón sustituido. Si las señales DS-2 son multicanalizadas para formar señales DS-3, el código B6ZS deberá detectarse y eliminarse de la señal DS-2, antes de la multicanalización de DS-3.

Un ejemplo de B6ZS es como sigue:



Sistema de portadora T3

Una portadora T3 multicanaliza por división de tiempo 672 canales de voz codificados con PCM para transmisión en un sólo cable metálico. La velocidad de transmisión para las señales T3 es 46.304 Mbps. La técnica de codificación utilizada con las portadoras T3 es la *sustitución binaria de tres ceros* (B3ZS). Se hacen sustituciones para cualquier ocurrencia de tres ceros consecutivos. Se utilizan cuatro patrones de sustitución: 00 -, - 0 -, 00 + y + 0 +. El patrón seleccionado deberá causar un error en el tercer bit sustituido.

Sistema de portadora T4M

Una portadora T4M multicanaliza por división de tiempo 4032 canales de banda de voz codificados, con PCM para transmisión, en un sólo cable coaxial, hasta 500 millas. La velocidad de transmisión es suficientemente alta que son imprácticos los patrones de sustitución. En lugar de eso, las portadoras T4M transmiten señales digitales NRZ unipolares codificadas; las funciones de codificar y decodificar se realizan en el equipo terminal del suscriptor.

Sistema de portadora T5

Una portadora T5 multicanaliza por división de tiempo 8064 canales de voz codificados con PCM y los transmite a una velocidad de 560.16 Mbps en un solo cable coaxial.

SINCRONIZACION DE TRAMA

Con los sistemas TDM es imperativo que una trama se identifique y que las ranuras de tiempo individuales (muestras) dentro de la trama también se identifiquen. Para conseguir la sincronización de las tramas, tiene que aumentarse a la transmisión una cierta cantidad de sobrecarga. Se utilizan comúnmente cinco métodos para establecer la sincronización de tramas: entramado con dígitos agregados, entramado de dígito robado, entramado con un canal agregado, trama de estadística, y entramado de señal de línea única.

Entramado con dígitos agregados

Las portadoras T1, utilizando bancos de canales D1, D2 o D3 usan entramado con dígitos agregados. Se agrega a cada trama un dígito especial para entramado (pulso para entramar). En consecuencia, para una razón de muestreo de 8 KHz (trama de 125 μ s), se agregan 8000 dígitos por segundo. Con las portadoras T1, se utiliza un patrón para la sincronización de tramas 1/0 alternadas.

Para adquirir la sincronización de tramas, la terminal receptora busca, entre los datos que está entrando, hasta encontrar la secuencia 1/0 alternativa utilizada para el patrón de bits para entramado. Esto abarca probar un bit, contando 193 bits y luego probar nuevamente para ver si existe la condición opuesta. Este proceso continúa hasta que se encuentra una secuencia 1/0 alternada. La sincronización inicial de las tramas depende del tiempo total de tramas, del número de bits por trama, y el periodo de cada bit. Buscar en todas las posiciones de bits posibles requiere de N pruebas, en donde N es el número de posiciones de bits en la trama. En promedio, la terminal receptora se mantiene en una posición de trama falsa, para dos periodos de tramas durante una búsqueda; por lo tanto, el tiempo de sincronización promedio máximo es :

$$\text{tiempo de sincronización} = 2NT = 2N^2 t$$

en donde T = periodo de trama de Nt

N = número de bits por trama

t = tiempo de bits

para la portadora T1, N = 193, T = 125 μ s, y t = 0.648 μ s, por lo tanto, un máximo de 74,798 bits se deben probar y el tiempo de sincronización, promedio máximo, es de 48.25 ms.

Entramar el dígito robado

Cuando se utiliza una trama corta, es muy poco eficiente entramar con dígitos agregados. Esto ocurre en sistemas PCM de un solo canal, como los utilizados en las terminales de televisión. Una solución alternativa es reemplazar el bit menos significativo de cada enésima trama con un bit de entramado. El parámetro n se selecciona como un compromiso entre el tiempo de recuadro y el deterioro de la señal. Para $n = 10$, el SQR se deteriora por solamente 1 dB. Entramar el dígito robado no interrumpe la transmisión, sino que periódicamente reemplaza los bits de información con errores de datos forzados para mantener la sincronización del reloj. B6ZS y B3ZS, son ejemplos de sistemas que utilizan técnicas de dígitos robados.

Entramar con un canal agregado

Esencialmente, entramar con un canal agregado es igual que entramar con dígitos agregados, excepto que los dígitos se agregan en grupos, o palabras, en lugar de bits individuales. El esquema de multicanalización de CCITT que se discutió anteriormente utiliza entramado con un canal agregado. Una de las 32 ranuras de tiempo en cada trama se dedica a una secuencia de sincronización única. El tiempo promedio para la sincronización de tramas para entramar con un canal agregado es:

$$\text{tiempo de sincronización (bits)} = N^2 / 2(2^L - 1)$$

en donde N = número de bits por trama

L = número de bits en el código de tramas.

Para el sistema CCITT de 32 canales, $N = 256$ y $L = 8$. Por lo tanto, el número promedio de bits necesarios para adquirir la sincronización de tramas es de 128.5. a 2.048 Mbps, el tiempo de sincronización es aproximadamente de 62.7 μ s.

Trama de estadística

Con la trama de estadística, no es necesario ni robar ni agregar dígitos. Con el código Gray, el segundo bit es un 1, en la mitad central del rango de código y 0 en los extremos. Por lo tanto, una señal que tiene una distribución de amplitud, con pico en el centro, genera una alta probabilidad de un 1, en el segundo dígito. Una señal de grupo maestro tiene una distribución así. Con un codificador de grupo maestro, la probabilidad que el segundo bit será un 1 es 95%. para cualquier otro bit, es menor que 50%. Por consiguiente, el segundo bit se puede utilizar para un bit de tramas.

Entramar el código de línea única

Con el entramado de código de línea única, el bit de tramas es diferente a los bits de información. Se hace mas alto o mas bajo en amplitud o de una duración de tiempo diferente. Los primeros sistemas PCM/TDM utilizaron el entramado de código de línea única. Los bancos de canal D1 utilizaron pulsos de tramas que tenían el doble de amplitud, de los bits de los datos normales. Con el entramado con el código de línea única, puede utilizarse el entramado de palabras o dígitos agregados o se pueden utilizar bits de datos para transportar simultáneamente información y llevar señales para sincronizar. La ventaja de entramar en código de línea única, es que la sincronización es inmediata y automática. La desventaja es el procedimiento adicional, los requisitos necesarios para generar y reconocer el bit entramado único.

Intercalar bits contra insertar palabras

Cuando se utiliza la multicanalización por división de tiempo, en dos o mas sistemas PCM, es necesario intercalar las transmisiones provenientes de las distintas terminales, en el dominio del tiempo. La figura 16-20 muestra dos métodos para intercalar las transmisiones PCM: intercalar bits e insertar palabras.

Los sistemas de portadora T1 utilizan la inserción de palabras, muestras de 8 bits de cada canal se intercalan en una sola trama TDM, de 24 canales. Los sistemas TDM de mayor velocidad y los sistemas de modulación delta utilizan intercalación de bits. La decisión de que tipo de inserción utilizar se determina, usualmente, por la naturaleza de las señales a ser multicanalizadas.

COMUNICACIONES DIGITALES

INTRODUCCION

Durante los últimos años, la industria de las *comunicaciones electrónicas* ha experimentado algunos cambios tecnológicos notables. Los sistemas tradicionales de comunicaciones electrónicas que utilizan técnicas de modulación analógica convencional, como la *modulación en amplitud* (AM), la *modulación en frecuencia* (FM), y la *modulación en fase* (PM), se están reemplazando, poco a poco, con *sistemas de comunicaciones digitales*. Los sistemas de comunicación digital ofrecen varias ventajas sobresalientes, respecto a los sistemas analógicos tradicionales: facilidad de procesamiento, facilidad de multicanalización e inmunidad al ruido.

En esencia, las comunicaciones electrónicas son: la transmisión, la recepción y el procesamiento de *información*, con el uso de circuitos electrónicos. La información se define como conocimiento o clase de información comunicada o recibida. La figura 5-1 muestra un diagrama a bloques simplificado de un sistema de comunicación electrónica, que abarca tres secciones principales: una *fuerza*, un *destino* y un *medio de transmisión*. La información se propaga a través de un sistema de comunicación en la forma de símbolos, que puede ser *analógico* (proporcional), como la voz humana, información de imagen de vídeo, o música; o *digital* (discreta), como los números binarios codificados, códigos alfa/numéricos, símbolos gráficos, códigos operacionales del microprocesador, o información de base de datos. Sin embargo, con frecuencia la información fuente no es apropiada para ser transmitida en su forma original, y se debe convertir a una forma más apropiada, antes de la transmisión. Por ejemplo, con los sistemas de comunicación digital, la información analógica se convierte a forma digital, antes de la transmisión, y con los sistemas de comunicación analógica, los datos digitales se convierten a señales analógicas antes de la transmisión.

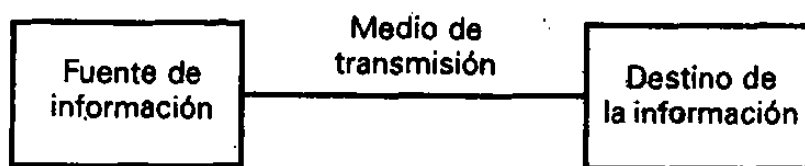


Figura 5-1 Diagrama a bloques simplificado para un sistema de comunicación electrónica.

COMUNICACIONES DIGITALES

El término *comunicaciones digitales* abarca un área extensa de técnicas de comunicaciones, incluyendo *transmisión digital y radio digital*. La transmisión digital es la transmisión de pulsos digitales, entre dos o más puntos, de un sistema de comunicación. El radio digital es la transmisión de portadoras analógicas moduladas, en forma digital, entre dos o más puntos de un sistema de comunicación. Los sistemas de transmisión digital requieren de un elemento físico, entre el transmisor y el receptor, como un par de cables metálicos, un cable coaxial, o un cable de fibra óptica. En los sistemas de radio digital, el medio de transmisión es el espacio libre o la atmósfera de la Tierra.

La figura 5-2 muestra el diagrama a bloques simplificado, tanto de un sistema de transmisión digital como un sistema de radio digital. En un sistema de transmisión digital, la información de la fuente original puede ser en forma digital o analógica. Si está en forma analógica, tiene que convertirse a pulsos digitales, antes de la transmisión y convertirse de nuevo a la forma analógica, en el extremo de recepción. En un sistema de radio digital, la señal de entrada modulada y la señal de salida demodulada, son pulsos digitales. Los pulsos digitales pueden originarse desde un sistema de transmisión digital, de una fuente digital como una computadora de mainframe, o de la codificación binaria de una señal analógica.

LIMITE DE SHANNON PARA LA CAPACIDAD DE INFORMACION

La *capacidad de información* de un sistema de comunicación representa el número de símbolos independientes que pueden pasarse, a través del sistema, en una unidad de tiempo determinada. El símbolo fundamental es el *dígito binario* (bit). Por tanto, a menudo es conveniente expresar la capacidad de información, de un sistema, en *bits por segundo* (bps). En 1928, R. Hartley de los Laboratorios de Teléfonos Bell desarrolló una relación útil, entre el ancho de banda, la línea de transmisión, y la capacidad de información. Expresada en forma sencilla, la *ley de Hartley es*

$$I \propto BXT \quad (5-1)$$

Donde:

I = capacidad de información (bps).

B = ancho de banda (Hz)

T = línea de transmisión (s)

A partir de la ecuación 5-1 se puede ver que la capacidad de información es una función lineal del ancho de banda y de la línea de transmisión y es directamente proporcional a ambos. Si se cambia el ancho de banda o la línea de transmisión, ocurrirá un cambio directamente proporcional en la capacidad de información.

En 1948, C.E. Shannon (también de los Laboratorios de Teléfonos Bell), publicó un artículo en la revista *Bell System technical Journal* relacionando la capacidad de información de un canal de comunicación al ancho de banda y la relación señal-a-ruido. Matemáticamente, el *limite de Shannon para la capacidad de información* es:

$$I = B \log_2 (1 + S/N) \quad (5-2a)$$

$$I = 3.32 B \log_{10} (1 + S/N) \quad (5-2b)$$

Donde:

I = capacidad de información (bps).

B = ancho de banda (Hz)

S/N = relación de potencia señal-a-ruido (sin unidades)

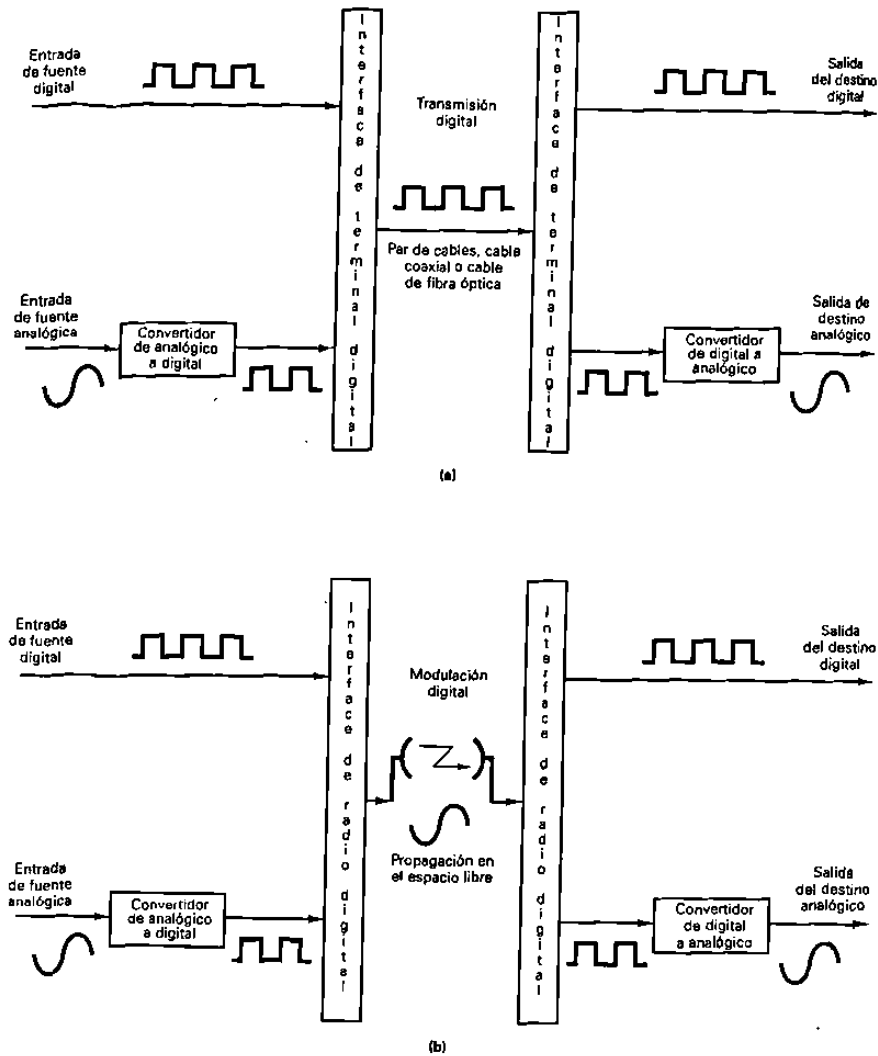


Figura 5-2 Sistemas de comunicación digital: (a) transmisión digital; (b) radio digital.

Para un canal de comunicaciones de banda de voz estándar, con una relación de potencia señal-a-ruido de 1000 (30 dB) y un ancho de banda de 2.7 kHz, el límite de Shannon para la capacidad de información es

$$I = 2700 \log_2 (1 + 1000) \\ = 26.9 \text{ kbps}$$

La fórmula de Shannon suele malinterpretarse. Los resultados del ejemplo anterior indican que 26.9 kbps se pueden transferir a través de un canal de 2.7 kHz. Quizás esto sea cierto, pero no se puede hacer con un sistema binario. Para lograr una velocidad de transmisión para la información de 26.9 kbps a través de un canal de 2.7 kHz, cada símbolo transmitido debe contener más de un bit de información. En consecuencia, para alcanzar el límite de Shannon para la capacidad de información, se deben utilizar los sistemas de transmisión digital que tienen más de dos condiciones de salida (símbolos). Varios sistemas como éstos se describen en los siguientes capítulos. Estos sistemas incluyen técnicas de modulación tanto analógicas como digitales y la transmisión de señales tanto analógicas como digitales.

RADIO DIGITAL

Los elementos que distinguen a un sistema de radio digital de un sistema de radio AM, FM, o PM, es que un sistema de radio digital, las señales de modulación y demodulación son pulsos digitales, en lugar de formas de ondas analógicas. El radio utiliza portadoras analógicas, al igual que los sistemas convencionales. En esencia, hay tres técnicas de modulación digital que se suelen utilizar en los sistemas de radio digital: transmisión (modulación) por desplazamiento de frecuencia (FSK), transmisión (modulación) por desplazamiento de fase (PSK) y modulación de amplitud en cuadratura (QAM).

TRANSMISIÓN POR DESPLAZAMIENTO DE FRECUENCIA

La transmisión por desplazamiento de frecuencia (FKS), es una forma, en alguna medida simple, de modulación digital de bajo rendimiento. El FSK binario es una forma de modulación angular de amplitud constante, similar a la modulación en frecuencia convencional, excepto que la señal modulante es un flujo de pulsos binarios que varía, entre dos niveles de voltaje discretos, en lugar de una forma de onda analógica que cambia de manera continua. La expresión para una señal FKS binaria es

$$v(t) = V_c \cos \left[\left(\omega_c + \frac{v_m(t) \Delta\omega}{2} \right) t \right] \quad (5-3)$$

Donde

- $v(t)$ = forma de onda FSK binaria
- V_c = amplitud pico de la portadora no modulada
- ω_c = frecuencia de la portadora en radianes
- $v_m(t)$ = señal modulante digital binaria
- $\Delta\omega$ = cambio en frecuencia de salida en radianes

De la ecuación 5-3 puede verse que, con el FSK binario, la amplitud de la portadora V_c se mantiene constante con la modulación. Sin embargo, la frecuencia en radianes de la portadora de salida (ω_c) cambia por una cantidad igual a $\pm \Delta\omega/2$. El cambio de frecuencia ($\Delta\omega/2$) es proporcional a la amplitud y polaridad de la señal de entrada binaria. Por ejemplo, un uno binario podría ser +1 volt y un cero binario -1 volt produciendo cambios de frecuencia de $+\Delta\omega/2$ y $-\Delta\omega/2$, respectivamente. Además, la rapidez a la que cambia la frecuencia de la portadora es igual a la rapidez de cambio de la señal de entrada binaria $v_m(t)$ (o sea, la razón de bit de entrada). Por tanto, la frecuencia de la portadora de salida se desvía (cambia), entre $\omega_c + \Delta\omega/2$ y $\omega_c - \Delta\omega/2$ a una velocidad igual a fm .

Transmisor de FSK

Con el FSK binario, la frecuencia central o de portadora se desplaza (se desvía), por los datos de la entrada binaria. En consecuencia, la salida de un modulador de FSK binario, es una función escalón en el dominio del tiempo. Conforme cambia la señal de entrada binaria de 0 lógico a 1 lógico, y viceversa, la salida del FSK se desplaza entre dos frecuencias: una *frecuencia de marca o de 1 lógico* y una *frecuencia de espacio o de 0 lógico*. Con el FSK binario, hay un cambio en la frecuencia de salida, cada vez que la condición lógica de la señal de entrada binaria cambia. Así, la razón de salida del cambio es igual a la razón de entrada del cambio. En la modulación digital, la razón (rapidez) de cambio en la entrada del modulador se llama *razón de bit* y tiene las unidades de bits por segundo (bps). La rapidez (razón) de cambio en la salida del modulador se llama *baudio o razón de baudio* y es igual al recíproco del tiempo de un elemento de señalización de salida. En esencia, el baudio es la razón de línea en símbolos por segundos. En el FSK binario, las razones de cambio de entrada y salida son iguales; en consecuencia, la razón de bit y la razón de baudio son iguales. Un transmisor de FSK binario sencillo se muestra en la figura 5-3.

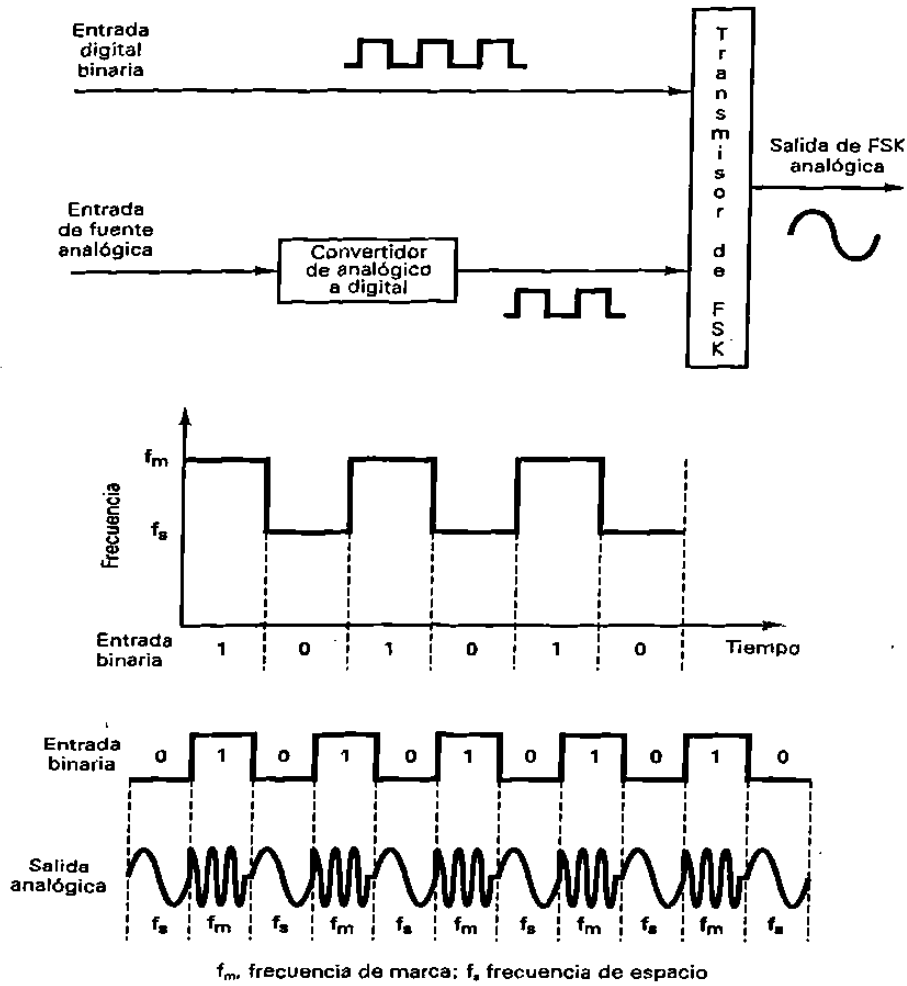


Figura 5-3 Transmisor de FSK binario

Consideraciones de ancho de banda del FSK

Como con todos los sistemas de comunicación electrónica, el ancho de banda es una de las consideraciones principales para diseñar un transmisor de FSK binario. El FSK es similar a la modulación en frecuencia convencional, por lo que se puede describir en forma similar.

La figura 5-4 muestra un modulador de FSK binario. Los moduladores de FSK son muy similares a los moduladores de FM convencionales y, a menudo son *osciladores de voltaje controlado* (VCO). El más rápido cambio de entrada ocurre, cuando la entrada binaria es una serie de unos y ceros alternativos: es decir una onda cuadrada. En consecuencia, si se considera sólo la *frecuencia fundamental* de entrada, la *frecuencia modulante más alta* es igual a la mitad de la razón de bit de entrada.

La frecuencia de reposo del VCO se selecciona de tal forma que, cae a medio camino, entre las frecuencias de marca y espacio. Una condición de 1 lógico, en la entrada, cambia el VCO de su frecuencia de reposo a la frecuencia de marca; una condición de 0 lógico, en la entrada, cambia el VCO de su frecuencia de reposo a la frecuencia de espacio. En consecuencia, conforme la señal binaria de entrada cambia de 1 lógico a 0 lógico, y viceversa, la frecuencia de salida del VCO se *desplaza o desvía*, de un lado a otro, entre las frecuencias de marca y espacio. Debido a que el FSK binario es una forma de modulación en frecuencia, la fórmula para el *índice de modulación* utilizado en FM, también es válido para el FSK binario. El índice de modulación se da como

$$MI = \Delta f / f_a \quad (5-4)$$

Donde

- MI = índice de modulación (sin unidades)
- Δf = desviación de frecuencia (Hz)
- f_a = frecuencia modulante (Hz)

El peor caso del índice de modulación es el que da el ancho de banda de salida más amplio, llamado *relación de desviación*. El peor caso, o el ancho de banda más amplio, ocurre cuando tanto la desviación de frecuencia y la frecuencia modulante están en sus valores máximos.

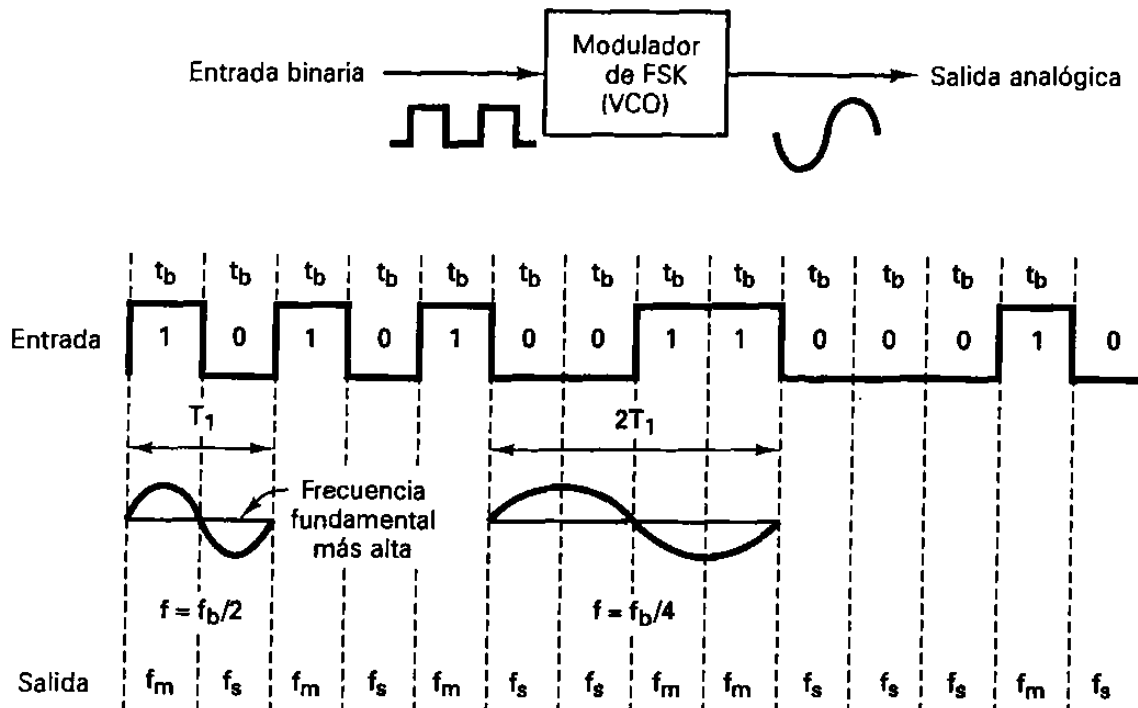


Figura 5-4 Modulador de FSK, t_b , Tiempo de un bit = $1 / f_b$; f_m , frecuencia de marca; f_s , frecuencia de espacio; T_1 , periodo del ciclo más corto; $1/T_1$, frecuencia fundamental de onda cuadrada binaria; f_b , tasa de bits de entrada (bps).

En un modulador de FSK binario, Δf es la desviación de frecuencia pico de la portadora y es igual a la diferencia entre la frecuencia de reposo y la frecuencia de marca o espacio (o la mitad de la diferencia entre las frecuencias de marca y espacio). La desviación de frecuencia pico depende de la amplitud de la señal modulante. En una señal digital binaria, todos los unos lógicos tienen el mismo voltaje, y todos los ceros lógicos tienen el mismo voltaje; en consecuencia, la desviación de frecuencia es constante y, siempre, en su valor máximo. f_a es igual a la frecuencia fundamental de entrada binaria que bajo la condición del peor caso (unos y ceros alternos) es igual a la mitad de la razón de bit (fb). En consecuencia, para el FSK binario,

$$MI = \frac{\frac{|fm - fs|}{2}}{fb / 2} = \frac{|fm - fs|}{fb} \quad (5-5)$$

donde

$$\frac{|fm - fs|}{2} = \text{desviación de frecuencia}$$

$$fb = \text{razón de bit de entrada}$$

$$fb / 2 = \text{frecuencia fundamental de la señal de entrada binaria}$$

Con la FM convencional de banda angosta, el ancho de banda es una función del índice de modulación. En consecuencia, en un FSK binario el índice de modulación, por lo general, se mantiene bajo 1.0, produciendo así un espectro de salida de FM de banda relativamente angosta. El mínimo ancho de banda necesario para propagar una señal se llama *mínimo ancho de banda de Nyquist (fN)*. Cuando se utiliza la modulación y se genera un espectro de salida de doble lado (doble banda), el mínimo ancho de banda se llama *mínimo ancho de banda de Nyquist de doble lado* o el *mínimo ancho de banda de IF*.

Ejemplo 5-1

Para un modulador de FSK binario con frecuencias de espacio, reposo y marca de 60, 70 y 80 MHz, respectivamente y una tasa de bits de entrada de 20 Mbps, determine el baudio de salida y el mínimo ancho de banda requerido.

Solución

Sustituyendo en la ecuación 5-5, tenemos

$$\frac{|fm - fs|}{fb} = \frac{|80 \text{ MHz} - 60 \text{ MHz}|}{20 \text{ Mbps}} = \frac{20 \text{ MHz}}{20 \text{ Mbps}} = 1.0$$

De la gráfica de Bessel (tabla 5-1), un índice de modulación de 1.0 da tres conjuntos de frecuencias laterales significativas. Cada frecuencia lateral está separada de la frecuencia central, o de una frecuencia lateral adyacente, por un valor igual a la frecuencia modulante, que en este ejemplo es 10 Mhz ($f b/2$). El espectro de salida para este

modulador se muestra en la figura 5-5, indica que el mínimo ancho de banda de Nyquist de doble lado es de 60 Mhz. La tasa (velocidad) de baudio es de 20 megabaudios, al igual que la tasa de bit.

TABLA 5-1 GRÁFICA DE FUNCIÓN DE BESSEL

MI	J_0	J_1	J_2	J_3	J_4
0.0	1.00				
0.25	0.98	0.12			
0.5	0.94	0.24	0.03		
1.0	0.77	0.44	0.11	0.02	
1.58	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01
2.0	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03

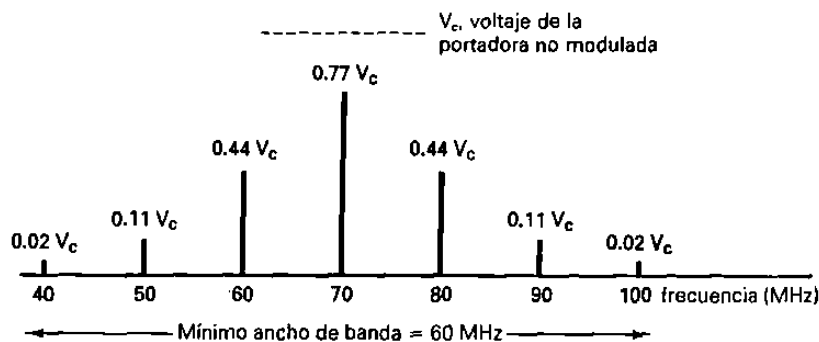


Figura 5-5 Espectro de salida FSK para el ejemplo 5-1

Debido a que el FKS binario es una forma de modulación de frecuencias, de banda angosta, el mínimo ancho de banda depende del índice de modulación. Para un índice de modulación de 0.5 y 1, se generan dos o tres conjuntos de frecuencias laterales significativas. Por tanto, el mínimo ancho de banda es dos o tres veces la razón de bit de entrada.

Receptor de FSK

El circuito que más se usa para demodular las señales de FSK binarias es el circuito de fase cerrada (PLL), que se muestra en forma de diagrama a bloques en la figura 5-6. Un demodulador de FSK-PLL funciona en forma muy similar a uno de FM-PLL. Conforme cambia la entrada de PLL entre las frecuencias de marca y espacio, el voltaje de error de cd a la salida del comparador de fase sigue el desplazamiento de frecuencia. Debido a que sólo hay dos frecuencias de entrada (marca y espacio), también hay sólo dos voltajes de error de salida. Uno representa un 1 lógico y el otro un 0 lógico. En consecuencia, la salida es una representación de dos niveles (binaria) de la entrada

FSK. Por lo regular, la frecuencia natural del PLL se hace igual a la frecuencia central del modulador del FSK. Como resultado, los cambios en el voltaje de error cd, siguen a los cambios en la frecuencia de entrada analógica y son simétricos alrededor de 0 V.

El FSK binario tiene un rendimiento de error más malo que PSK o QAM y, en consecuencia, rara vez se utiliza para sistemas de radio digital de alto rendimiento. Su uso se limita a bajo rendimiento, bajo costo, módems de datos asíncronos, que se utiliza para comunicaciones de datos sobre líneas telefónicas de banda de voz analógicas.

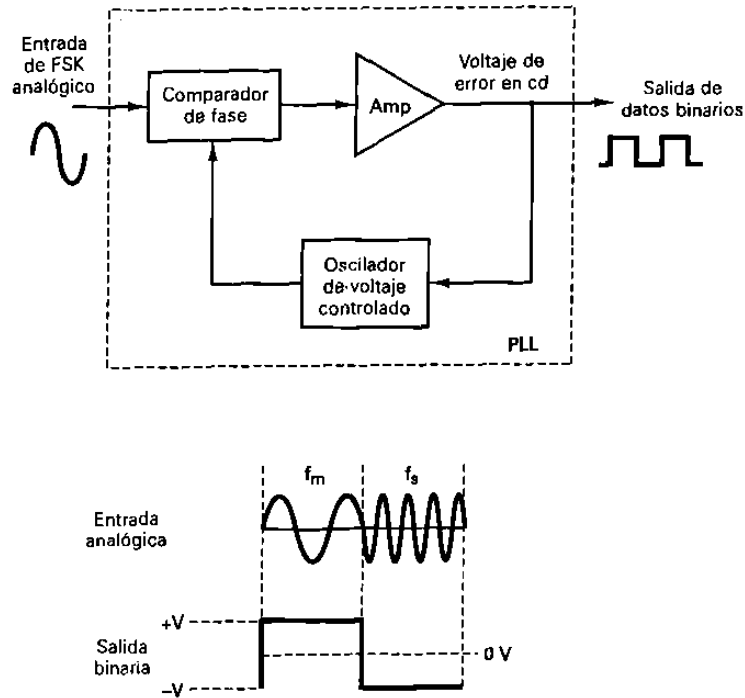


Figura 5-6 Demodulador de FSK-PLL

TRANSMISIÓN DE DESPLAZAMIENTO DE FASE

Transmitir por desplazamiento en fase (PSK) es otra forma de modulación angular, modulación digital de amplitud constante. El PSK es similar a la modulación en fase convencional, excepto que con PSK la señal de entrada es una señal digital binaria y son posibles un número limitado de fases de salida.

TRANSMISIÓN POR DESPLAZAMIENTO DE FASE BINARIA

Con la transmisión por desplazamiento de fase binaria (BPSK), son posibles dos fases de salida para una sola frecuencia de portadora ("binario" significa "2 elementos"). Una fase de salida representa un 1 lógico y la otra un 0 lógico. Conforme la señal digital de entrada cambia de estado, la fase de la portadora de salida se desplaza entre dos

ángulos que están 180° fuera de fase. Otros nombres que se le dan a BPSK son transmisión inversa de fase (PRK) y modulación bifásica. El BPSK es una forma de modulación de onda cuadrada de portadora suprimida de una señal de onda continua (CW).

Transmisor de BPSK

La figura 5-7 muestra un diagrama a bloques simplificado de un modulador de BPSK. El modulador balanceado actúa como un conmutador para invertir la fase. Dependiendo de la condición lógica de la entrada digital, la portadora se transfiere a la salida, ya sea en fase o 180° fuera de fase, con el oscilador de la portadora de referencia. La figura 5-8a muestra el diagrama esquemático de un modulador de anillo balanceado. El modulador balanceado tiene dos entradas: una portadora que está en fase, con el oscilador de referencia, y los datos digitales binarios. Para que el modulador balanceado opere correctamente, el voltaje de entrada digital tiene que ser mucho más grande que el voltaje pico de la portadora. Esto asegura que la entrada digital controle el estado de activado/desactivado de los diodos D1-D4. Si la entrada binaria es un 1 lógico (voltaje positivo), los diodos D1 y D2 están directamente polarizados y “activados”, en tanto que los diodos D3 y D4 están inversamente polarizados y “desactivados” (figura 5-8b). Con las polaridades mostradas, el voltaje de la portadora se desarrolla a través de transformador T2, en fase con el voltaje de la portadora, a través de T1. En consecuencia, la señal de salida está en fase con el oscilador de referencia.

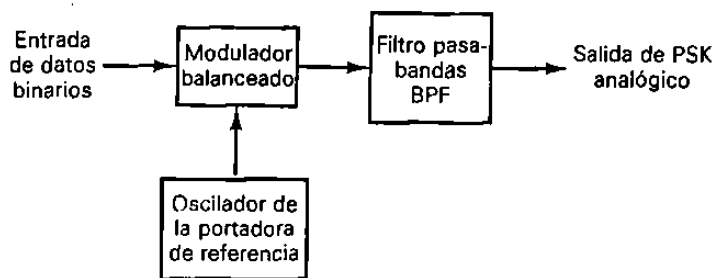
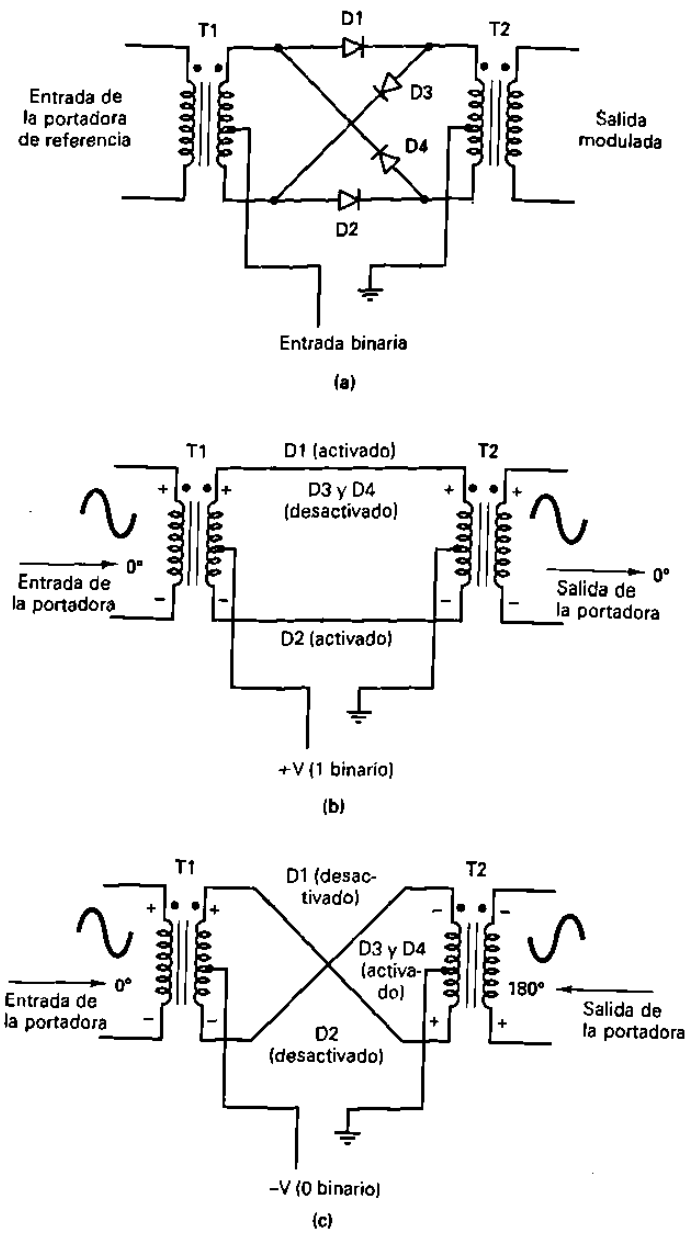


Figura 5-7 Modulador de BPSK

Si la entrada binaria es un 0 lógico (voltaje negativo), los diodos D1 y D2 están inversamente polarizados y “desactivados”, mientras que los diodos D3 y D4 están directamente polarizados y “activados” (figura 5-8c). Como resultado, el voltaje de la portadora se desarrolla a través del transformador T2, 180° fuera de fase, con el voltaje de la portadora a través de T1. En consecuencia la señal de salida está 180° fuera de fase con el oscilador de referencia. La figura 5-9 muestra la tabla de verdad, diagrama fasorial y diagrama de constelación para un modulador de BPSK. Un diagrama de constelación que, a veces, se denomina *diagrama de espacio de estado de señal*, es similar a un diagrama fasorial, excepto que el fasor completo no está dibujado. En un diagrama de constelación, solo se muestran las posiciones relativas de los picos de los fasores.



**Figura 5-8 (a) modulador de anillo balanceado.
 (b) entrada de 1 lógico;
 (c) entrada de 0 lógico**

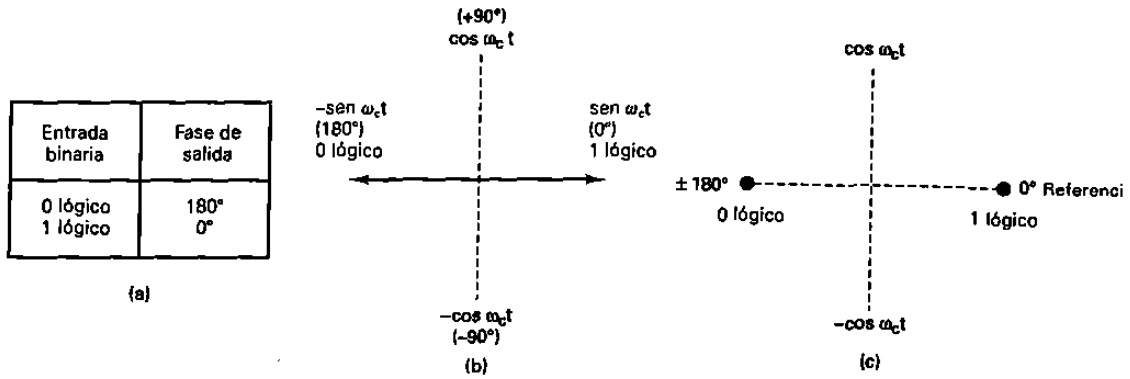


Figura 5-9 Modular de BPSK:
(a) tabla de verdad;
(b) diagrama fasorial;
(c) diagrama de constelación

Consideraciones del ancho de banda del BPSK

Un modulador balanceado es un modulador de producto; la señal de salida es el producto de las dos señales de entrada. En un modulador de BPSK, la señal de entrada de la portadora se multiplica por los datos binarios. Si +1 V se asigna a un 1 lógico y -1 V se asigna a un 0 lógico, la portadora de entrada ($\cos \omega_c t$) se multiplica, ya sea por +, o por -1. En consecuencia, la señal de salida es $\pm \cos \omega_c t$; la primera, representa una señal que está en fase, con el oscilador de referencia; la segunda, una señal que está 180° fuera de fase, con el oscilador de referencia. Cada vez que cambia la condición de lógica de entrada, cambia la fase de salida. En consecuencia, para BPSK, la razón de cambio de salida (baudio), es igual a la razón de cambio de entrada (bps), y el ancho de banda de salida, más amplio, ocurre cuando los datos binarios de entrada son una secuencia alternativa 1/0. La frecuencia fundamental (f_a) de una secuencia alternativa de bits 1/0 es igual a la mitad de la razón de bit ($f_b/2$). Matemáticamente, la fase de salida de un modulador de BPSK es

$$\text{salida} = \underbrace{(\cos \omega_a t)}_{\substack{\text{frecuencia fundamental} \\ \text{de la señal modulante binaria}}} \times \underbrace{(\cos \omega_c t)}_{\substack{\text{portadora} \\ \text{no modulada}}} \quad (5-6)$$

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

En consecuencia, el mínimo ancho de banda de Nyquist de doble lado (f_N) es

$$\frac{\omega_c + \omega_a}{2\omega_a} \quad \text{y} \quad \frac{\omega_c - \omega_a}{2\omega_a}$$

y porque $f_a = f_b/2$

$$f_N = 2 (f_b/2) = f_b$$

La figura 5-10 muestra la fase de salida contra la relación de tiempo para una forma de onda BPSK. El espectro de salida de un modulador de BPSK es, solo una señal de doble banda lateral con portadora suprimida, donde las frecuencias laterales superiores e inferiores están separadas de la frecuencia de la portadora por un valor igual a la mitad de la razón de bit. En consecuencia, el mínimo ancho de banda (f_N) requerido, para permitir el peor caso de la señal de salida del BPSK es igual a la razón de bit de entrada.

Ejemplo 5-2

Para un modulador de BPSK con una frecuencia de portadora de 70 Mhz y una tasa de bit de entrada de 10Mbps, determine las frecuencias laterales superiores e inferiores, máximas y mínimas, dibuje el espectro de salida, determine el mínimo ancho de banda de Nyquist, y calcule el baudio.

solución

Sustituyendo en la ecuación 5-6 da

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

$$= [\text{sen } 2\pi (5\text{Mhz}) t] (\text{sen } 2\pi (70 \text{ Mhz}) t)$$

$$= \frac{1}{2} \cos 2\pi(70 \text{ Mhz} - 5 \text{ Mhz}) t - \frac{1}{2} \cos 2\pi (70 \text{ Mhz} + 5\text{Mhz})t$$

frecuencia lateral inferior

frecuencia lateral superior

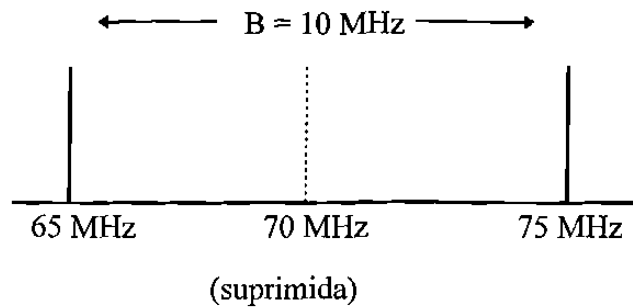
Frecuencia lateral inferior mínima (LSF):

$$\text{LSF} = 70 \text{ Mhz} - 5 \text{ Mhz} = 65\text{Mhz}$$

Frecuencia lateral superior máxima (USF)

$$\text{USF} = 70 \text{ Mhz} + 5\text{Mhz} = 75 \text{ Mhz}$$

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



El mínimo ancho de banda de Nyquist (f_N) es $f_N = 75 \text{ Mhz} - 65 \text{ Mhz} = 10 \text{ Mhz}$ y el baudio = fb o 10 megabaudios

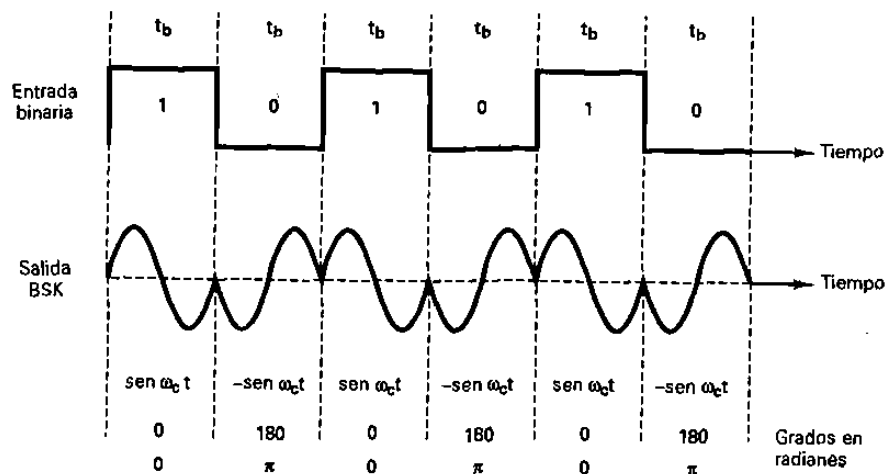


Figura 5-10 Relación de la fase de salida contra tiempo para un modulador de BPSK

Receptor de BPSK

La figura 5-11 muestra el diagrama a bloques de un receptor de BPSK. La señal de entrada puede ser $+\text{sen } \omega_c t$ o $-\text{sen } \omega_c t$. El circuito de recuperación de portadora coherente detecta y regenera una señal de portadora que es coherente, tanto en frecuencia como en fase, con la portadora del transmisor original. El modulador balanceado es un detector de producto; la salida es el producto de las 2 entradas (la señal de BPSK y la portadora recuperada). El filtro pasa - bajas (LPF) separa los datos binarios recuperados de la señal demodulada compleja. Matemáticamente el proceso de demodulación es como sigue.

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

$$\text{Salida} = (\text{sen } \omega_c t) (\text{sen } \omega_c t) = \text{sen}^2 \omega_c t \quad (5-7)$$

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

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

Puede verse que a la salida del modulador balanceado contiene un voltaje positivo ($+\frac{1}{2} \text{ V}$) y una onda coseno al doble de la frecuencia de la portadora ($2\omega_c$). El LPF tiene una frecuencia de punto de corte mucho más baja que $2\omega_c$, y en consecuencia, bloquea la segunda armónica de la portadora y pasa solo la componente constante positiva. Un voltaje positivo representa un 1 lógico demodulado.

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

$$\text{salida} = (-\text{sen } \omega_c t) (\text{sen } \omega_c t) = -\text{sen}^2 \omega_c t \quad (5-8)$$

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

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

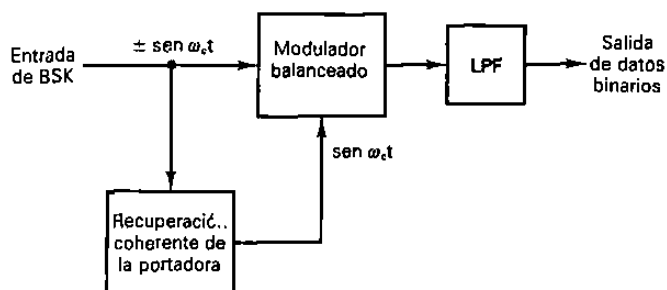


Figura 5-11 Receptor de BPSK

La salida del modulador balanceado contiene un voltaje negativo ($-\frac{1}{2} \text{ V}$) y una onda coseno al doble de la frecuencia de la portadora ($2\omega_c$). De nuevo, el LPF bloquea la segunda armónica de la portadora y pasa solamente la componente constante negativa. Un voltaje negativo representa un cero lógico demodulado.

Codificación M-ario

M-ario es un término derivado de la palabra (binario). La M-es solo un dígito que representa el número de condiciones posibles. Las 2 técnicas para modulación digital que se han analizado hasta ahora (FSK binario y BPSK), son sistemas binarios; solo hay

2 condiciones posibles de salida. Una representa un 1 lógico y la otra un 0 lógico; por tanto, son sistemas M-ario donde $M = 2$. Con la modulación digital, con frecuencia es ventajoso codificar a un nivel más alto que el binario. Por ejemplo, un sistema de PSK con 4 posibles fases de salida, es un sistema M-ario en donde $M = 4$. Si hubiera 8 posibles fases de salida $M = 8$ etc. Matemáticamente.

$$N = \log_2 M \quad (5-9)$$

en donde $N =$ número de bits
 $M =$ número de condiciones de salidas posibles con N bits

Por ejemplo, si se permite que entren 2 bits, en un modulador, antes que se permita cambiar la salida,

$$2 = \log_2 M \quad \text{y } 2^2 = M \text{ por consiguiente } M = 4$$

Una $M = 4$ indica que, con dos bits, son posibles cuatro condiciones de salida diferente. Para $N = 3$, $M = 2^3$ ó 8, etc.

TRANSMISION POR DESPLAZAMIENTO DE FASE CUATERNARIA

La transmisión por desplazamiento de fase cuaternaria (QPSK) o en cuadratura PSK, como a veces se le llama es otra forma de modulación digital, de modulación angular de amplitud constante. La QPSK es una técnica de codificación M-ario en donde $M = 4$ (de ahí el nombre de cuaternaria, que significa 4). Con QPSK son posibles 4 fases de salida para una sola frecuencia de la portadora. Debido a que hay 4 fases de salidas diferentes, tiene que haber 4 condiciones de entrada diferentes . Ya que la entrada digital a un modulador de QPSK es una señal binaria (base 2) para producir 4 condiciones diferentes de entrada, se necesita más de un solo bit de entrada. Con 2 bits, hay 4 posibles condiciones : 00, 01, 10 y 11 en consecuencia, con QPSK, los datos de entrada binarios se combinan en grupos de 2 bits llamados *dibits*. Cada código dicit genera una de las 4 fases de entrada posibles. Por tanto, para cada dicit de 2 bits introducidos al modulador, ocurre un solo cambio de salida. Así que, la razón de cambio en la salida (razón de baudio), es la mitad de la razón de bit de entrada.

Transmisor de QPSK

En la figura 5-12 se muestra un diagrama a bloques de un modulador de QPSK. Dos bits (un dicit) se introduce al derivador de bits. Después que ambos bits han sido introducidos en forma serial salen simultáneamente en forma paralela. Un bit se dirige 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" para el canal en "fase"), y el bit "Q" modula una portadora que está a 90° fuera de fase o en cuadratura con la portadora de referencia (de ahí el nombre de "Q" para el canal " en cuadratura").

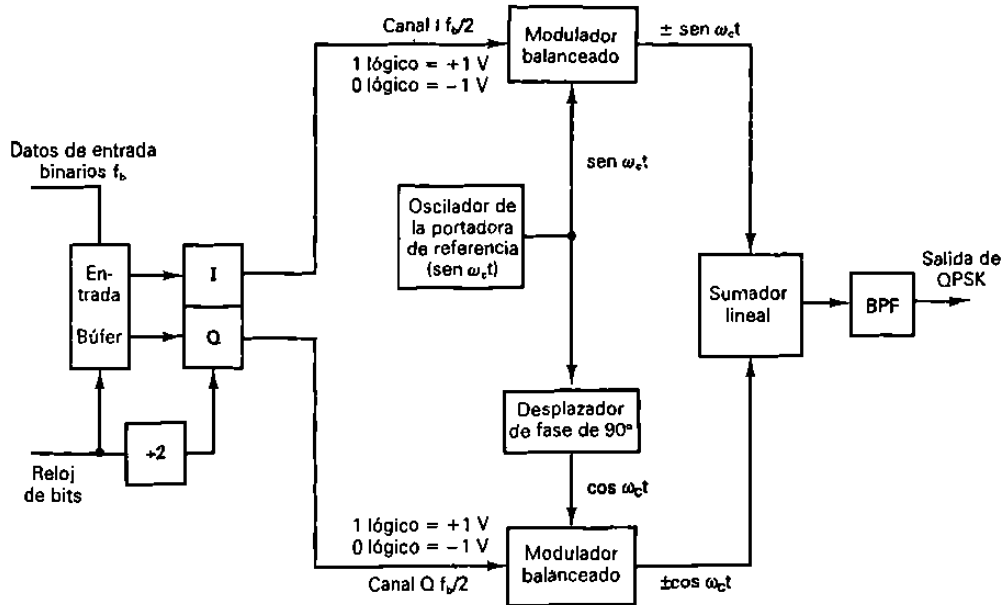


Figura 5-12 Modulador de QPSK

Puede verse que una vez que un díbit ha sido derivado en los canales “I” y “Q”, la operación es igual que en el modulador de BPSK. En esencia de un modulador de QPSK son dos moduladores, de BPSK, combinados en paralelo. De nuevo, para un 1 lógico = 1 V y un 0 lógico = -1V, 2 fases son posibles a la salida del modulador balanceado “I” ($+ \text{sen } \omega_c t$ y $- \text{sen } \omega_c t$); dos fases son posibles a la salida del modulador balanceado “Q” ($+ \text{cos } \omega_c t$ y $- \text{cos } \omega_c t$). Cuando el sumador lineal combina las dos señales de cuadratura (90° fuera de fase), hay 4 posibles fases resultantes, mostrados por estas expresiones: $+ \text{sen } \omega_c t + \text{cos } \omega_c t$, $+ \text{sen } \omega_c t - \text{cos } \omega_c t$, $- \text{sen } \omega_c t + \text{cos } \omega_c t$, y $- \text{sen } \omega_c t - \text{cos } \omega_c t$.

Ejemplo 5-3

Para el modulador de QPSK mostrado en la figura 5-12 construya una tabla de verdad, diagrama fasorial y diagrama de constelación.

Solución:

Para una entrada de datos binaria de $Q = 0$ e $I = 0$ las 2 entradas del modulador balanceado I son -1 y $\text{sen } \omega_c t$ y las 2 entradas al modulador balanceado Q son -1 y $\text{cos } \omega_c t$. En consecuencia la salidas son :

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

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

y la salida del sumador lineal es

$$-1 \text{cos } \omega_c t - 1 \text{sen } \omega_c t = 1.414 \text{sen } (\omega_c t - 135^\circ)$$

Para los códigos dibit que quedan (01, 10 y 11) el procedimiento es el mismo. Los resultados se muestran en la figura 5-13.

En la figura 5-13b puede verse que, con QPSK, cada una de las 4 posibles fases de salida tiene, exactamente, la misma amplitud. En consecuencia la información binaria tiene que ser codificada por completo en la fase de la señal de salida. Esta particularidad de amplitud constante es la característica más importante de PSK que la distingue de QAM, la cual se explica más adelante en este capítulo. Además, de la figura 5-13b puede verse que la separación angular entre cualquiera de dos fasores adyacentes, en QPSK, es de 90° . Por tanto, una señal de QPSK puede experimentar un cambio de fase, de $+45^\circ$ o de -45° , durante la transmisión y, todavía, retener la información correcta codificada al demodular en el receptor. La figura 5-14 muestra la fase de salida contra la relación de tiempo para un modulador de QPSK.

Consideraciones de ancho de banda para el QPSK

Con QPSK, ya que los datos de entrada se dividen en 2 canales, la tasa de bits en el canal I, o en el canal Q es igual a la mitad de la tasa de datos de entrada ($fb/2$) (En esencia, el derivador de bits estira los bits, I y Q, al doble de su longitud de bits de entrada). En consecuencia, la frecuencia fundamental más alta presente en la entrada de datos al modulador balanceado, I o Q, es igual a un cuarto de la tasa de datos de entrada (la mitad de $fb/2 = fb/4$). Como resultado, la salida de los moduladores balanceados, I y Q, requiere de un mínimo ancho de banda de Nyquist de doble lado, igual a la mitad de la tasa de bits que están entrando ($f_N = \text{doble } fb/4 = fb/2$). Por tanto con QPSK, se realiza una compresión de ancho de banda (el ancho de banda mínimo es menor a la tasa de bits que están entrando). Además, ya que la señal de salida QPSK no cambia de fase, hasta que 2 bits han sido introducidos al derivador de bits, la tasa de cambio más rápido de salida (baudio) es igual a la mitad de la tasa de bits de entrada. Así como con BPSK, el mínimo de ancho de banda y el baudio son iguales. Esta relación se muestra en la figura 5-15.

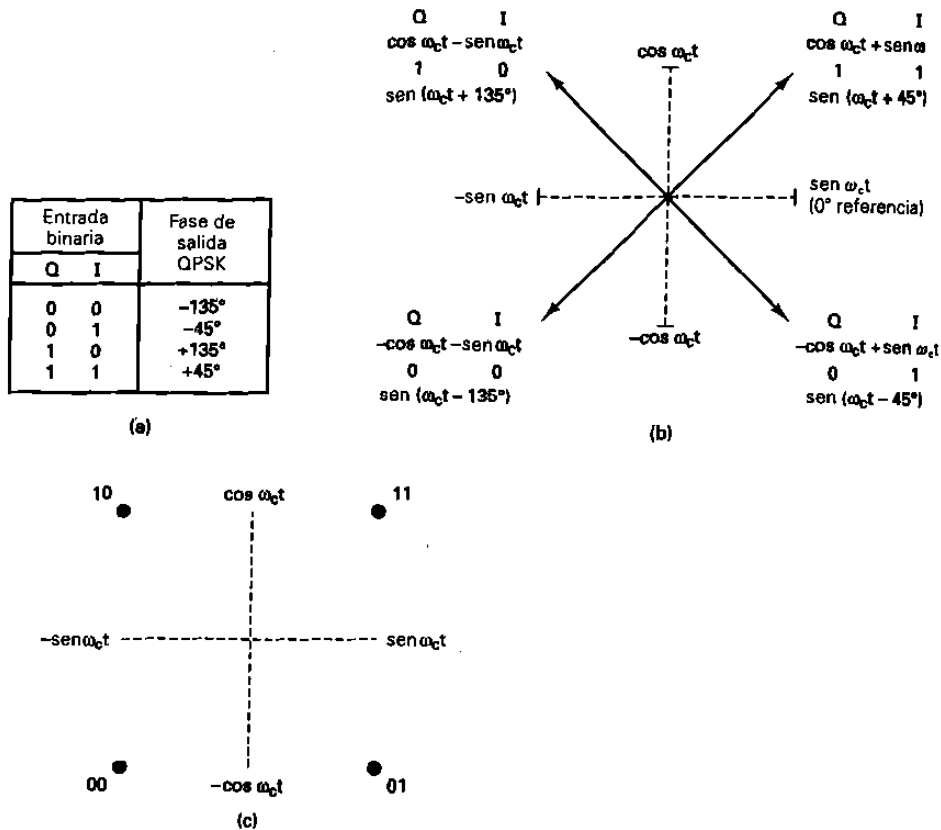


Figura 5-13 Modulador de QPSK: (a) tabla de verdad; (b) diagrama fasorial; (c) diagrama de constelación

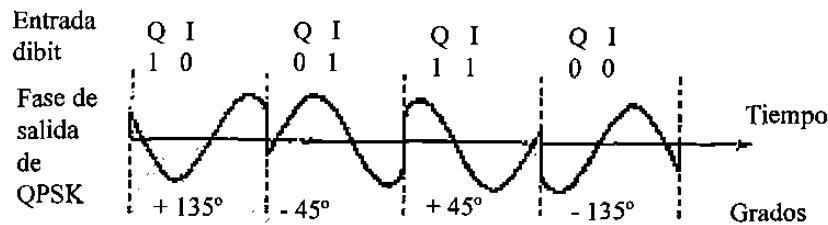


Figura 5-14 Relación de la fase de salida contra tiempo para un modulador de QPSK

En la figura 5-15 puede verse que la condición de entrada del peor caso al modulador balanceado, de I o Q, es un patrón 1/0 alterno que ocurre cuando los datos de entrada binarios tienen un patrón repetitivo de 1100. Un ciclo de la transición binaria más rápida (una secuencia de 1/0), en el canal I o Q, toma el mismo tiempo que 4 bits de entrada de datos. En consecuencia, la frecuencia fundamental más alta a la entrada y la razón de cambio más rápida a la salida de los moduladores balanceados es igual a un cuarto de la tasa de bits de entrada binarios.

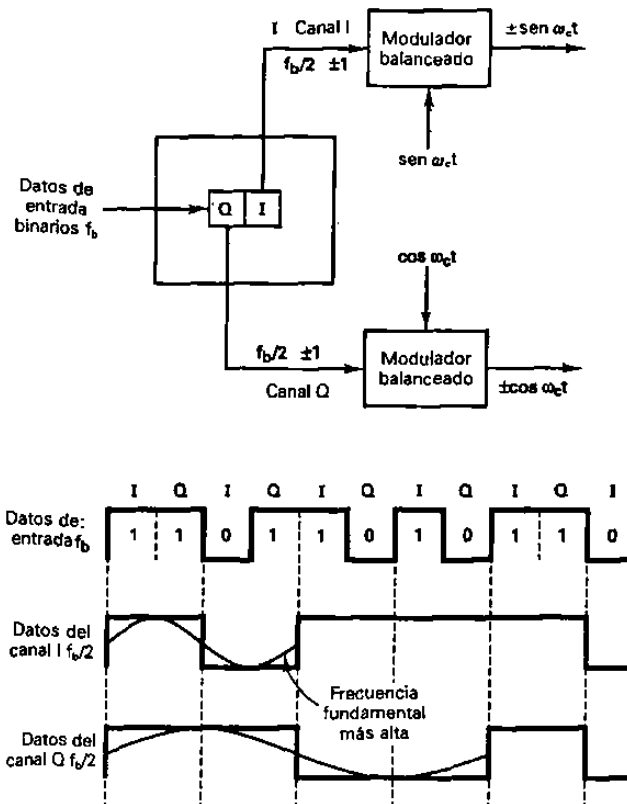


Figura 5-15 Consideraciones del ancho de banda de un modulador de QPSK

La salida de los moduladores balanceados puede expresarse matemáticamente como:

$$\text{salida} = (\text{sen } \omega_a t) (\text{sen } \omega_c t) \quad \text{donde:}$$

$$\omega_a t = 2 (\pi) f_b / 4 t$$

Fase modulada

y

$$\omega_c t = 2 (\pi) f_c t$$

Fase de la portadora.
demodulada

en consecuencia

$$\begin{aligned} \text{salida} &= (\text{sen } 2\pi (f_b/4) t) (\text{sen } 2\pi f_c t) \\ &= \frac{1}{2} \cos 2\pi (f_c - f_b/4) t - \frac{1}{2} \cos 2\pi (f_c + f_b/4) t \end{aligned}$$

El espectro de frecuencia de salida se extiende desde $f_c + f_b/4$ a $f_c - f_b/4$ y el mínimo ancho de banda (f_N) es $(f_c + f_b/4) - (f_c - f_b/4) = f_b/2$

Ejemplo : 5-4

Para un modulador de QPSK con una tasa de datos de entrada (f_b) igual a 10Mbps y una frecuencia de portadora de 70 Mhz. Determine el mínimo ancho de banda de Nyquist de doble lado (f_n) y el baudio. Además compare los resultados con aquellos alcanzados con el modulador BPSK, en el ejemplo 5-2. Utilice el diagrama a bloques de QPSK, mostrado en la figura 5-12 como modelo para el modulador.

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

$$f_{b_Q} = f = f_b/2 = 10\text{Mbps}/2 = 5\text{Mbps}$$

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

$$f_a = f_{b_Q}/2 \text{ ó } f_{b_I}/2 = 5\text{Mbps}/2 = 2.5 \text{ Mhz}$$

La onda de salida de cada modulador balanceado es

$$\begin{aligned} & (\text{sen } 2\pi f_a t) (\text{sen } 2\pi f_c t) \\ & \frac{1}{2} \cos 2\pi (f_c - f_a) t - \frac{1}{2} \cos 2\pi (f_c + f_a) t \\ & \frac{1}{2} \cos 2\pi [(70 - 2.5)\text{Mhz}] t - \frac{1}{2} \cos 2\pi [(70 + 2.5)\text{Mhz}] t \\ & \frac{1}{2} \cos 2\pi (67.5\text{Mhz}) t - \frac{1}{2} \cos 2\pi (72.5 \text{ Mhz}) t \end{aligned}$$

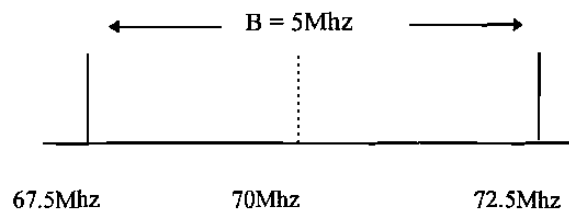
El mínimo ancho de banda de Nyquist es

$$f_N = (72.5 - 67.5) \text{ Mhz} = 5 \text{ Mhz}$$

La tasa de símbolo es igual al ancho de banda; en consecuencia

$$\text{tasa de símbolos} = 5 \text{ Megabaudios}$$

El espectro de salida es como sigue :



(suprimida)

$$f_N = 5\text{MHz}$$

Puede verse que para la misma tasa de bits de entrada el mínimo ancho requerido para permitir la salida del modulador de QPSK, es igual a la mitad del requerido para el

modulador de BPSK en el ejemplo 5-2. Además, la tasa o velocidad de baudio para el modulador de QPSK es la mitad del modulador de BPSK.

Receptor de QPSK

El diagrama a bloques de un receptor QPSK se muestra en la figura 5-16. El derivador de potencia dirige la señal QPSK de entrada a los detectores de producto, I y Q y al circuito de recuperación de la portadora. El circuito de recuperación de la portadora reproduce la señal original del oscilador de la portadora de transmisión. La portadora recuperada tiene que ser coherente, en frecuencia y fase, con la portadora de referencia transmisora. La señal QPSK se demodula en los detectores de producto, I y Q, que generan los bits de datos, I y Q, originales. La salida de los detectores de productos alimentan al circuito para combinar bits, donde se convierten de canales de datos, I y Q, paralelos, a un solo flujo de datos de salidas binarios.

La señal de QPSK que está entrando puede ser cualquiera de las 4 posibles fases de salida mostrada en la figura 5-13. Para ilustrar el proceso de demodulación deje que la señal de QPSK que está entrando sea $-\sin \omega_c t + \cos \omega_c t$. Matemáticamente, el proceso de demodulación es como sigue.

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

$$\begin{aligned}
 I &= \underbrace{(-\sin \omega_c t + \cos \omega_c t)}_{\text{señal de entrada QPSK}} \underbrace{(\sin \omega_c t)}_{\text{portadora}} \\
 &= (-\sin \omega_c t)(\sin \omega_c t) + (\cos \omega_c t)(\sin \omega_c t) \\
 &= -\sin^2 \omega_c t + (\cos \omega_c t)(\sin \omega_c t) \\
 &= -\frac{1}{2}(1 - \cos 2\omega_c t) + \frac{1}{2} \sin(\omega_c + \omega_c)t + \frac{1}{2} \sin(\omega_c - \omega_c)t \\
 I &= -\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_c t + \frac{1}{2} \sin 2\omega_c t + \frac{1}{2} \sin 0 \\
 &= -\frac{1}{2} V \text{ (0 lógico)}
 \end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned}
 Q &= \underbrace{(-\sin \omega_c t + \cos \omega_c t)}_{\text{señal de entrada QPSK}} \underbrace{(\cos \omega_c t)}_{\text{portadora}} \\
 &= -\cos^2 \omega_c t - (\sin \omega_c t)(\cos \omega_c t) \\
 &= -\frac{1}{2}(1 + \cos 2\omega_c t) - \frac{1}{2} \sin(\omega_c + \omega_c)t - \frac{1}{2} \sin(\omega_c - \omega_c)t \\
 Q &= \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_c t - \frac{1}{2} \sin 2\omega_c t - \frac{1}{2} \sin 0 \\
 Q &= \frac{1}{2} V \text{ (1 lógico)}
 \end{aligned}$$

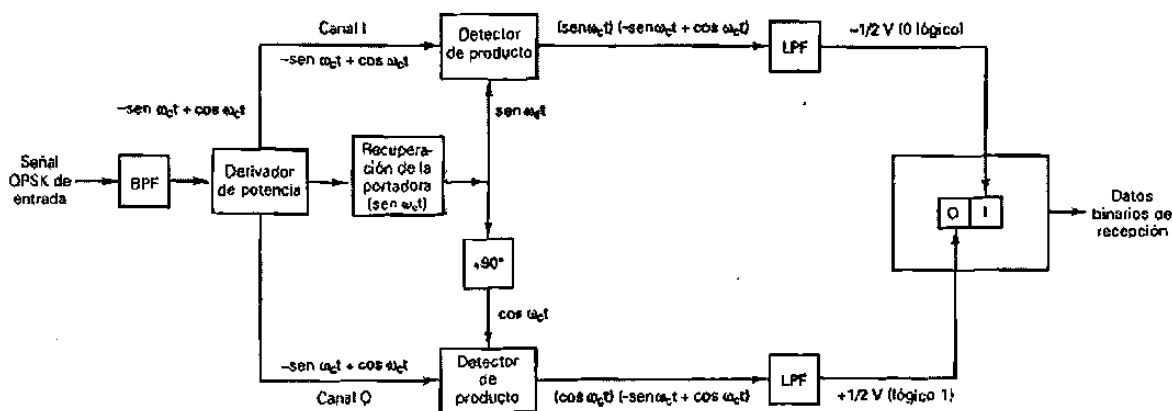


Figura 5-16 Receptor de QPSK

Los bits I y Q demodulados (0 y 1, respectivamente) corresponden al diagrama de constelación y tabla de verdad para el modulador de QPSK que se muestra en la figura 5-13.

PSK DE OCHO FASES

Un *PSK de ocho fases* (8-PSK), es una técnica para codificar M -ario en donde $M = 8$. Con un modulador de 8-PSK, hay ocho posibles fases de salida. Para codificar ocho fases diferentes, los bits que están entrando se consideran en grupos de tres bits, llamados *tribits* ($2^3 = 8$).

Transmisor PSK de ocho fases

Un diagrama a bloques de un modulador de 8-PSK se muestra en la figura 5-17. El flujo de bits seriales que están entrando se introduce al desplazador de bits, en donde se convierte a una salida paralela de tres canales (el canal I, o en fase; el canal Q, o en cuadratura y el canal C, o de control). En consecuencia, la tasa de bits, en cada uno de los tres canales, es $fb/3$. Los bits en los canales I y \bar{C} , entran al convertidor de los niveles 2 a 4 del canal I, y los bits del canal Q y \bar{C} , entran al convertidor de los niveles 2 a 4 del canal Q. En esencia, los convertidores de los niveles 2 a 4 son *convertidores digital a analógico* (DAC) de entrada paralela. Con dos bits de entrada, son posibles 4 voltajes de salida. El algoritmo para los DAC es bastante sencillo. El bit I o Q determina la polaridad de la señal analógica de salida (1 lógico = +V y 0 lógico = -V), mientras que la C o el bit \bar{C} determina la magnitud (1 lógico = 1.307 V y 0 lógico = 0.541V). En consecuencia, con dos magnitudes y dos polaridades, son posibles cuatro condiciones de salida diferentes.

La figura 5-18 muestra la tabla de verdad y condiciones de salida correspondientes para los convertidores de niveles 2 a 4. Debido a que la C y los bits \bar{C} nunca pueden ser del mismo estado lógico, la salida de los convertidores de los niveles 2 a 4, I y Q, nunca pueden tener la misma magnitud, aunque pueden tener la misma polaridad. La salida de un convertidor de niveles, de 2 a 4, es una señal de *modulación en amplitud de pulsos (PAM) M-ario*, en donde $M = 4$.

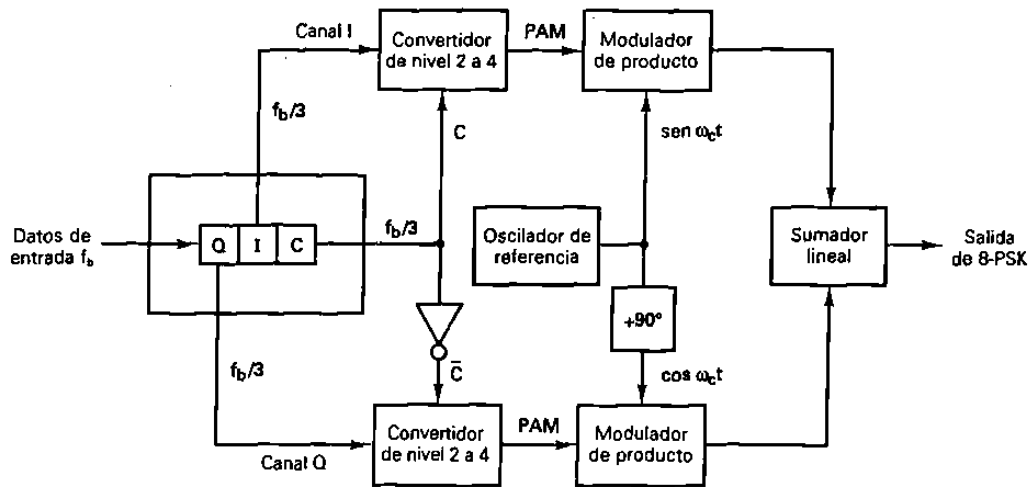


Figura 5-17 Modulador de 8-PSK

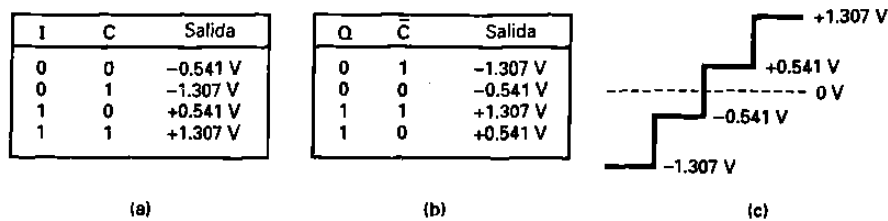


Figura 5-18 Convertidores de nivel 2 a 4 de los canales I y Q: a) Tabla de verdad del canal I; b) Tabla de verdad del canal Q; c) Niveles PAM

Ejemplo 5-5

Para una entrada tribit de $Q = 0$, $I = 0$, y $C = 0$ (000), determine la fase de salida para un modulador de 8 PSK mostrado en la figura 5-17

Solución

Las entradas al convertidor de nivel 2 a 4 canal I, son $I = 0$ y $C = 0$. De la figura 5-18 la salida es -0.541 V. Las entradas al convertidor de nivel 2 a 4 canal Q son $Q = 0$ y $\bar{C} = 1$. Nuevamente de la figura 5 - 18, la salida es -1.307V.

Por lo tanto las dos entradas a los moduladores de producto canal I son -0.541 y $\text{sen } \omega_c t$. La salida es

$$I = (-0.541) (\text{sen } \omega_c t) = -0.541 \text{ sen } \omega_c t$$

Las dos entradas al modulador de producto canal Q son $-1.307V$ y $\text{cos } \omega_c t$. La salida es

$$Q = (-1.307) (\text{cos } \omega_c t) = -1.307 \text{ cos } \omega_c t$$

Las salidas de los moduladores de producto, canal I y Q, están combinadas en el sumador lineal y producen una salida modulada de

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

Para los códigos tribit que quedan (001, 010, 011, 100, 110, y 111), el procedimiento es el mismo. Los resultados se muestran en la figura 5-19.

En la figura 5-19 puede verse que la separación angular, entre cualquiera de dos fasores adyacentes, es de 45° , la mitad de lo que es con QPSK. Por tanto, una señal 8-PSK puede experimentar un cambio de fase de casi $\pm 22.5^\circ$, durante la transmisión, y todavía retener su integridad. Además, cada faser es de igual magnitud; la condición tribit (información actual) se contiene, de nuevo, solo en la fase de la señal. Los niveles de PAM, de 1.307 y 0.541, son valores relativos. Se puede utilizar cualquier nivel, siempre y cuando su relación sea de 0.541/1.307 y su arcotangente sea igual a 22.5° . Por ejemplo, si sus valores se duplicaran a 2.614 y 1.082, los ángulos de fase que resultan no cambiarían, aunque la magnitud del faser se incrementaría proporcionalmente.

También debe observarse que el código tribit, entre cualquiera de dos fases adyacentes, cambia por un solo bit. Este tipo de código se llama *código Gray* o, a veces, *el código de máxima distancia*. Este código se utiliza para reducir el número de errores de transmisión. Si una señal experimentara cambio de fase, durante la transmisión, tal vez sería cambiada a un faser adyacente. El código Gray resulta en que se reciba en error un solo bit.

La figura 5-20 muestra la relación de la fase de salida contra el tiempo de un modulador de 8-PSK.

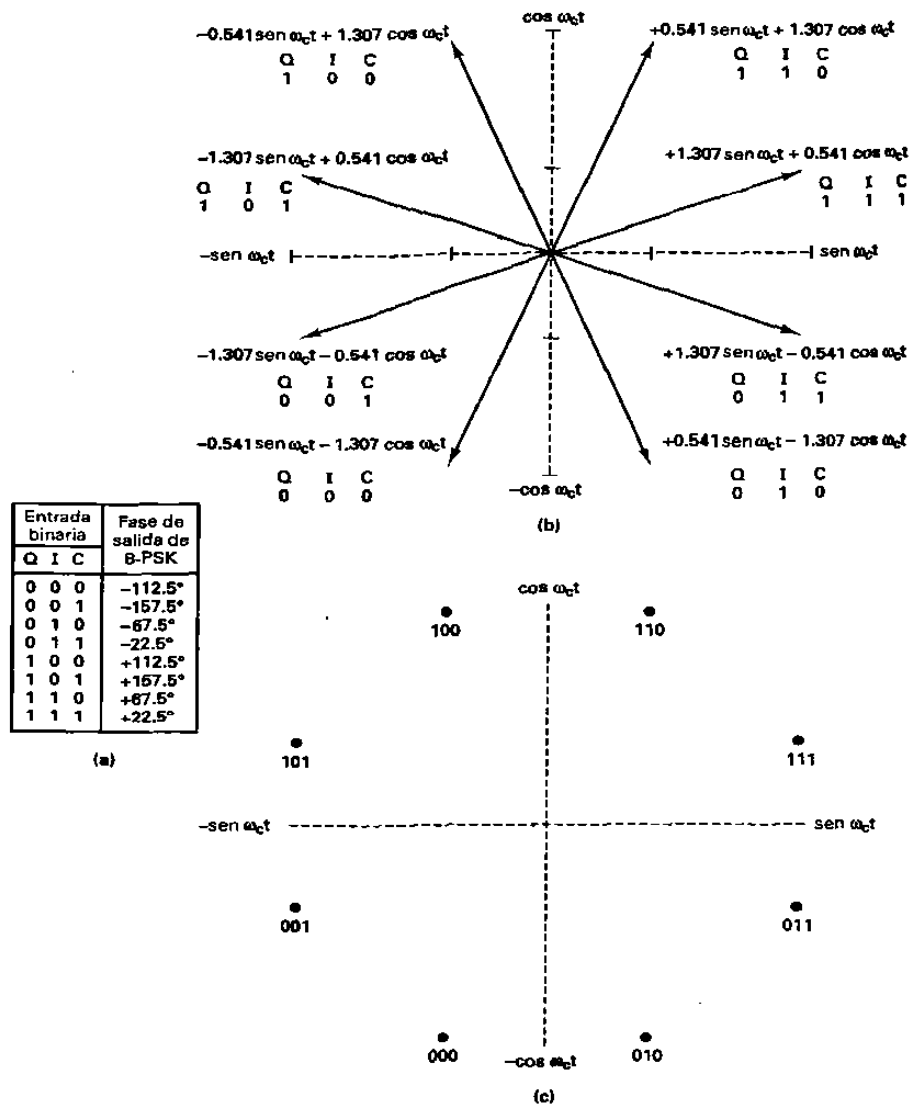


Figura 5-19 Modulador de 8-PSK: a) Tabla de verdad; b) Diagrama fasorial; c) Diagrama de constelación

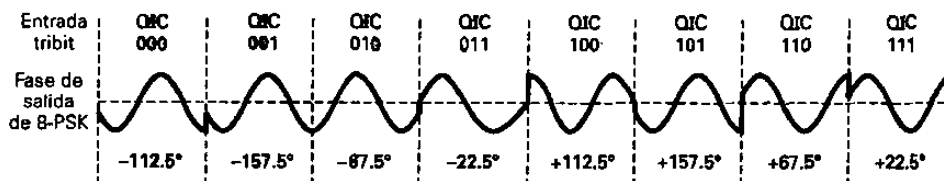


Figura 5-20 Relación de la fase de salida contra tiempo para modulador de 8 PSK

Consideraciones del ancho de banda para el 8-PSK

Con el 8-PSK, ya que los datos se dividen en tres canales, la tasa de bits en el canal I, Q, o C, es igual a un tercio de la tasa de datos de entrada binarios ($fb/3$). (El derivador de bits estira los bits, I, Q y C, a tres veces su longitud de bit de entrada). Debido a que los bits I, Q y C tienen una salida simultánea y en paralelo, los convertidores de niveles de 2 a 4, también ven un cambio en sus entradas (y en consecuencia su salidas) a una tasa igual a $fb/3$.

La figura 5-21 muestra la relación de sincronización de bit entre los datos de entrada binarios ; los datos del canal I, Q y C; y las señales PAM I y Q. Puede verse que la frecuencia fundamental más alta en el canal I, Q o C, es igual a la sexta parte de la tasa de bit de entrada binaria (un ciclo en el canal I, Q o C, toma la misma cantidad de tiempo que seis bit de entrada). Además, la frecuencia fundamental más alta, en cualquiera de las señales PAM, es igual a la sexta parte de la tasa de bits de entrada.

Con un modulador de 8- PSK, hay un cambio en fase en la salida, por cada tres bits de entrada de datos. En consecuencia, el baudio para 8 - PSK es igual a $fb/3$, al igual que el ancho de banda mínimo. Nuevamente, los moduladores balanceados son moduladores de producto; sus salidas son el producto de la portadora y de la señal PAM. Matemáticamente, la salida de los moduladores balanceados es:

$$\theta = (X \text{ sen } \omega_a t) (\text{sen } \omega_c t) \quad (5-10)$$

en donde

$\omega_a t = 2 \pi (fb/6) t$	y	$\omega_c t = 2 \pi f_c t$
<hr style="width: 100%;"/>		<hr style="width: 100%;"/>
señal moduladora		portadora
$y \quad X = \pm 1.307$	o	± 0.541

En consecuencia

$$\begin{aligned} \theta &= [X \text{ sen } 2\pi (fb/6) t] [\text{sen } 2\pi f_c t] \\ &= X/2 \cos 2\pi (f_c - fb/6) t - X/2 \cos 2\pi (f_c + fb/6) t \end{aligned}$$

El espectro de frecuencia de salida se extiende desde $f_c + fb/6$ a $f_c - fb/6$ y el mínimo ancho de banda (f_N) es

$$(f_c + fb/6) - (f_c - fb/6) = 2fb/6 = fb/3$$

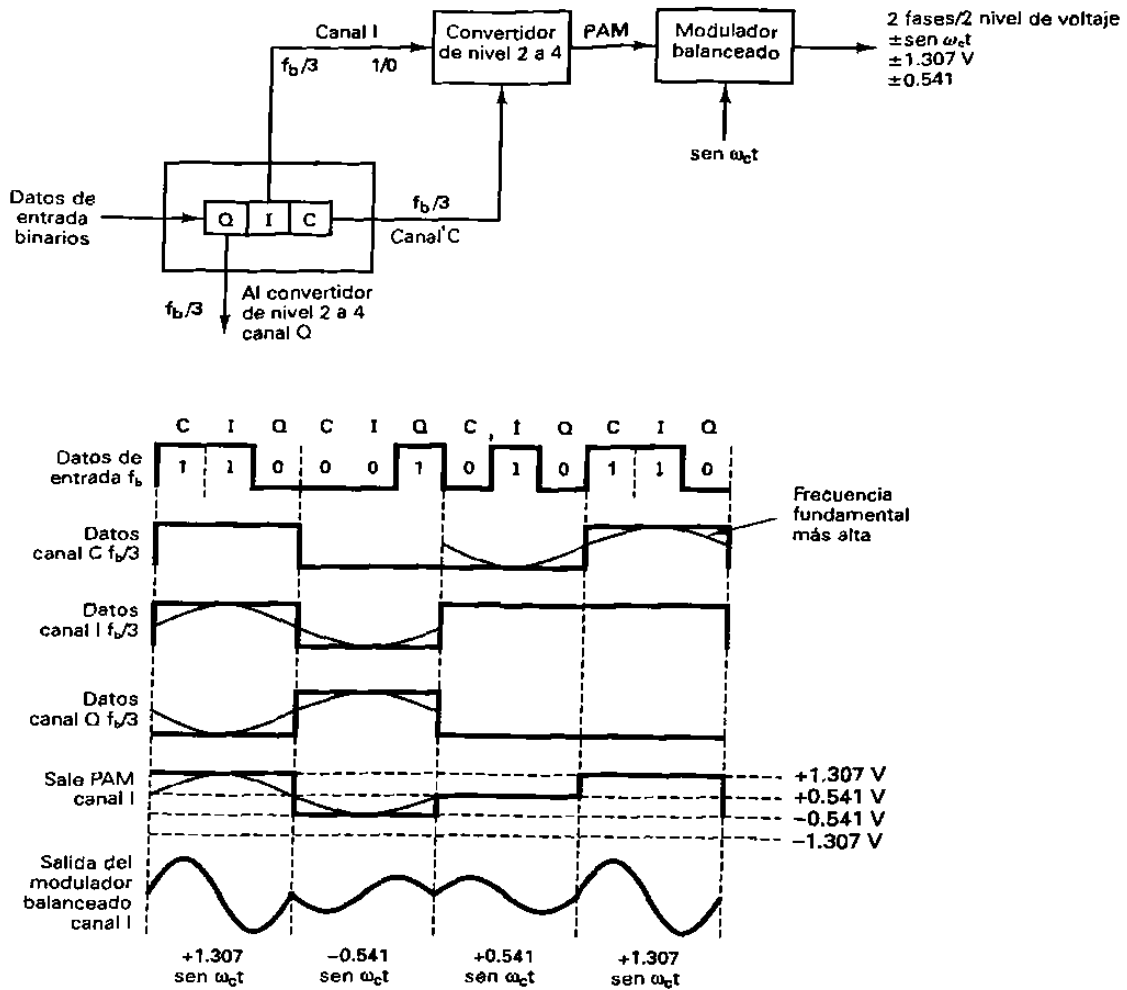


Figura 5-21 Consideraciones de los anchos de banda de un modulador de 8-PSK.

Ejemplo 5-6

Para un modulador de 8-PSK con una tasa de datos de entrada (f_b) igual a 10 Mbps y una frecuencia de portadora de 70 MHz, determine el mínimo ancho de banda de Nyquits de doble lado (f_N) y el baudio. Además, compare los resultados con aquéllos alcanzados con los moduladores de BPSK y de QPSK en los ejemplos 5-2 y 5-4. Utilice el diagrama a bloques de 8-PSK, mostrado en la figura 5-17, como el modulador modelo.

Solución

La tasa de bits en los canales I, Q y C, es igual a un tercio de la tasa de bits de entrada, o

$$f_{bc} = f_{bQ} = f_{bI} = 10 \text{ Mbps} / 3 = 3.33 \text{ Mbps}$$

En consecuencia, la razón de cambio más rápida y la frecuencia fundamental más alta, presentada para cualquiera de los moduladores balanceados es

$$f_a = f_{bc}/2 \quad \text{o} \quad f_{b_Q}/2 \quad \text{o} \quad f_{b_1}/2 = 3.33 \text{ Mbps}/2 = 1.667 \text{ Mbps}$$

La onda de salida de los moduladores balanceados es

$$(\text{sen } 2 \pi f_a t) (\text{sen } 2 \pi f_c t)$$

$$\frac{1}{2} \cos 2 \pi (f_c - f_a) t - \frac{1}{2} \cos 2 \pi (f_c + f_a) t$$

$$\frac{1}{2} \cos 2 \pi [(70 - 1.667) \text{ MHz}] t - \frac{1}{2} \cos 2 \pi [(70 + 1.667) \text{ MHz}] t$$

$$\frac{1}{2} \cos 2 \pi (68.333 \text{ MHz}) t - \frac{1}{2} \cos 2 \pi (71.667 \text{ MHz}) t$$

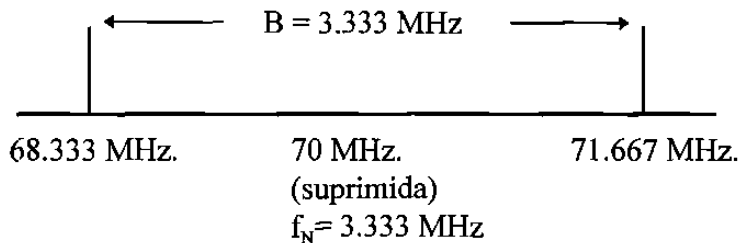
El mínimo ancho de banda de Nyquist es

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

Nuevamente, el baudio es igual al ancho de banda ; por tanto

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

El espectro de salida es como sigue:



Puede verse que para la misma tasa de bits de entrada el mínimo ancho de banda requerido para permitir la salida de un modulador de 8-PSK, es igual a un tercio del modulador BPSK, del ejemplo 5-2, y 50% menos que el requerido para el modulador de QPSK en el ejemplo 5-4. Además, en cada caso el baudio ha sido reducido por las mismas proporciones.

Receptor 8-PSK

La figura 5-22 muestra un diagrama a bloques de un receptor de 8-PSK. El derivador de potencia dirige la señal de 8-PSK de entrada, a los detectores de producto I y Q y el circuito de recuperación de la portadora. El circuito de recuperación de la portadora reproduce la señal original del oscilador de referencia. La señal de 8-PSK que está

entrando se mezcla con la portadora recuperada, en el detector de productos I y con una portadora de cuadratura en el detector de producto Q. Las salidas de los detectores de producto son señales PAM, de nivel 4, que alimentan a los convertidores analógico a digital (ADC), de nivel 4 a 2. Las salidas del convertidor de nivel 4 a 2, canal I son los bits I y C, mientras que las salidas del convertidor de nivel 4 a 2, canal Q, son los bits Q y \bar{C} . El circuito lógico de paralelo a serial convierte los pares de bit, I/C y Q/ \bar{C} , a flujos de datos de salida serial I, Q y C.

PSK DE DIECISEIS FASES

El PSK de dieciséis fases (16-PSK) es una técnica de codificación M-ario, en donde $M = 16$; hay dieciséis diferentes fases de salida posibles. Un modulador de 16-PSK actúa en los datos que están entrando en grupos de 4 bits ($2^4 = 16$); llamados *quadbits* (bits en cuadratura). La fase de salida no cambia, hasta que 4 bits han sido introducidos al modulador. Por tanto, la razón de cambio de salida (baudio) y el mínimo ancho de banda son iguales a un cuarto de la tasa de bits que están entrando ($fb/4$). La tabla de verdad y el diagrama de constelación para un transmisor de 16-PSK se muestran en la figura 5-23.

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

(a)

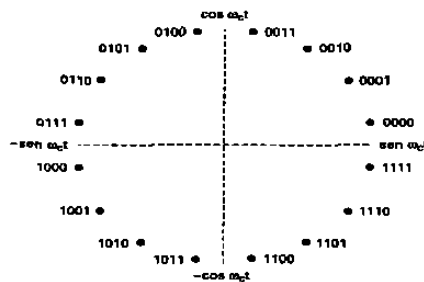


Figura 5-23 16 PSK: (a) tabla de verdad; (b) diagrama de constelación

Con el 16-PSK, la separación angular entre fases de salida adyacentes es solo de 22.5° . Por tanto, una señal de 16-PSK puede experimentar casi un cambio de fase de $\pm 11.25^\circ$, durante la transmisión, y todavía retener su integridad. Debido a esto, el 16-PSK es altamente susceptible a deterioros, en la fase, introducidos en el medio de transmisión y, en consecuencia, rara vez se utiliza.

MODULACION EN AMPLITUD EN CUADRATURA

La modulación en amplitud en cuadratura (QAM), es una forma de modulación digital en donde la información digital esta contenida, tanto en la amplitud como en la fase de la portadora transmitida.

QAM DE OCHO

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

Transmisor QAM de ocho

La figura 5-24 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, mostrado en la figura 5-17, es la omisión del inversor entre el canal C y el modulador de producto Q.

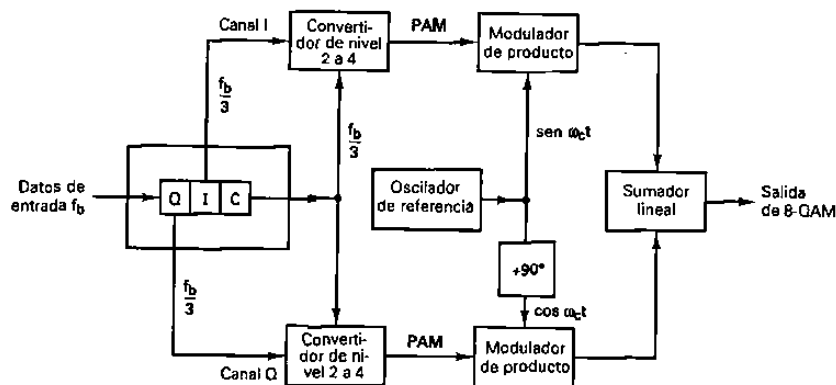


Figura 5-24 Diagrama de bloques de un transmisor de 8-QAM.

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 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, la magnitud 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. La figura 5-25 muestra la tabla de verdad para los convertidores de niveles 2 a 4, canal I y Q; son iguales.

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

Figura 5-25 La tabla de verdad para los convertidores de nivel 2 a 4 canal I/Q

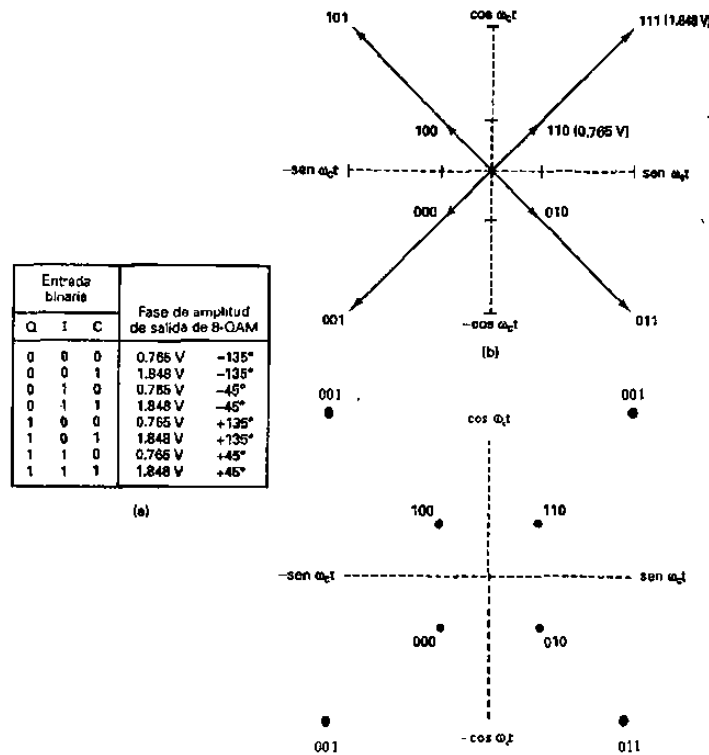
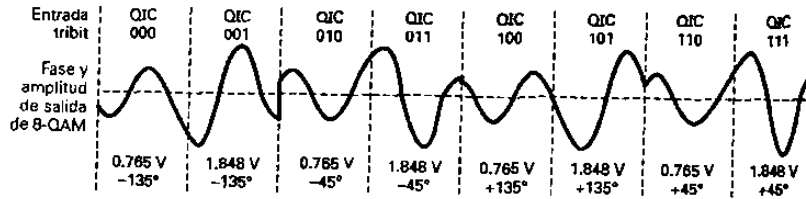


Figura 5-26 Modulador de 8-QAM: (a) tabla de verdad; (b) diagrama fasorial; (c) diagrama de constelación.

Para los códigos tribit que quedan (001, 010, 011, 100, 101, 110 y 111), el procedimiento es el mismo. Los resultados se muestran en la figura 5-26.



La figura 5-27 muestra la relación de la fase de salida contra el tiempo para un modulador de 8-QAM. Observe que hay dos amplitudes de salida y solo son posibles cuatro fases.

Consideraciones del ancho de banda para el QAM de ocho

En el 8-QAM, la tasa de bits, en los canales I y Q, es un tercio de la tasa binaria de entrada, al igual que con el 8-PSK. Como resultado, la frecuencia de modulación fundamental más alta y la razón de cambio de salida más rápida en 8-QAM, son iguales que para el 8-PSK. Por tanto, el mínimo ancho de banda requerido para 8-QAM es $f_b/3$, al igual que en el 8-PSK.

Receptor QAM de ocho

Un receptor de 8-QAM es casi idéntico al receptor de 8-PSK mostrado en la figura 5-22. Las diferencias son los niveles PAM, en la salida de los detectores de producto, y las señales binarias a la salida de los convertidores analógico a digital. Debido a que hay dos amplitudes de transmisión posibles, con 8-QAM, que son diferentes de aquellas factibles con el 8-PSK, los cuatro niveles PAM demodulados son diferentes de aquellos en 8-PSK. En consecuencia, el factor de conversión para los convertidores analógico a digital, también tienen que ser diferentes. Además, con el 8-QAM las señales de salida binarias del convertidor analógico a digital, del canal I, son los bits I y C, y las señales de salida binarias del convertidor analógico a digital, del canal Q, son los bits Q y C.

QAM DE DIECISEIS

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 transmisora son variados.

Transmisor QAM de dieciséis

El diagrama a bloques para un transmisor de 16-QAM se muestra en la figura 5-28. 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 de 2 a 4 (un 1 lógico = positivo y un 0 lógico = negativo). Los bits I y Q determinan la magnitud (un 1 lógico = 0.821V y un 0 lógico = 0.22V). 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 niveles 2 a 4. Son $\pm 0.22V$ y $\pm 0.821V$. Las señales PAM modulan las portadoras en fase y en cuadratura, en los moduladores de producto. Para el modulador de producto I son $+0.821 \text{ sen } \omega_c t$, $-0.821 \text{ sen } \omega_c t$, $+0.22 \text{ sen } \omega_c t$, y $-0.22 \text{ sen } \omega_c t$. Para el modulador de producto Q son $+0.821 \text{ cos } \omega_c t$, $-0.821 \text{ cos } \omega_c t$, $+0.22 \text{ cos } \omega_c t$, y $-0.22 \text{ cos } \omega_c t$. Son posibles cuatro salidas para cada modulador de producto, el sumador lineal combina las salidas de los moduladores de producto de canal I y Q y produce las 16 condiciones de salida necesaria para el 16-QAM. La figura 5-29 muestra la tabla de verdad para los convertidores de nivel 2 a 4 y canales I y Q.

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

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

Figura 5-29 Las tablas de verdad para los convertidores de nivel 2 a 4 canal Q:
a) canal I ;b) canal Q

Ejemplo 5-8

Para una entrada de quadbits de $I = 0$, $I' = 0$, $Q = 0$, y $Q' = 0$ (0000), determine la amplitud de fase de salida para el modulador de 16-QA, mostrado en la figura 12-31.

Solución

Las entradas al convertidor de nivel 2 a 4 canal I, son $I = 0$ e $I' = 0$. De la figura 5-29 la salida es $-0.22 V$. Las entradas al convertidor de nivel 2 a 4 Q son: $Q = 0$ y $Q' = 0$. Nuevamente de la figura 5-29, la salida es de $-0.22V$. es consecuencia las dos entradas al modulador de producto canal I, son: $-0.22V$ y $\text{sen } \omega_c t$.

La salida es

$$I = (-0.22)(\text{sen } \omega_c t) = -0.22 \text{ sen } \omega_c t$$

las dos entradas del modulador de producto canal Q son -0.22 y $\text{cos } \omega_c t$. La salida es

$$Q = (-0.22)(\text{cos } \omega_c t) = -0.22 \text{ cos } \omega_c t$$

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

$$\begin{aligned} \text{salida de sumador} &= -0.22 \text{ sen } \omega_c t - 0.22 \text{ cos } \omega_c t \\ &\approx 0.311 \text{ sen } (\omega_c t - 135^\circ) \end{aligned}$$

Consideraciones del ancho de banda para el QAM de dieciséis

Con el 16-QAM, ya que los datos de entrada se dividen en cuatro canales, la tasa de bits en el canal I, I', Q y Q' es igual a un cuarto de la tasa de datos de entrada binarios ($f_b/4$). (El derivador de bits estira los bits I, I', Q y Q', a cuatro veces su longitud de bits de entrada). Además, debido a que los bits I, I', Q y Q' tienen salidas de manera simultánea y en paralelo los convertidores de nivel 2 a 4 ven un cambio en sus entradas y salidas a una tasa igual a un cuarto de la tasa de datos de entrada.

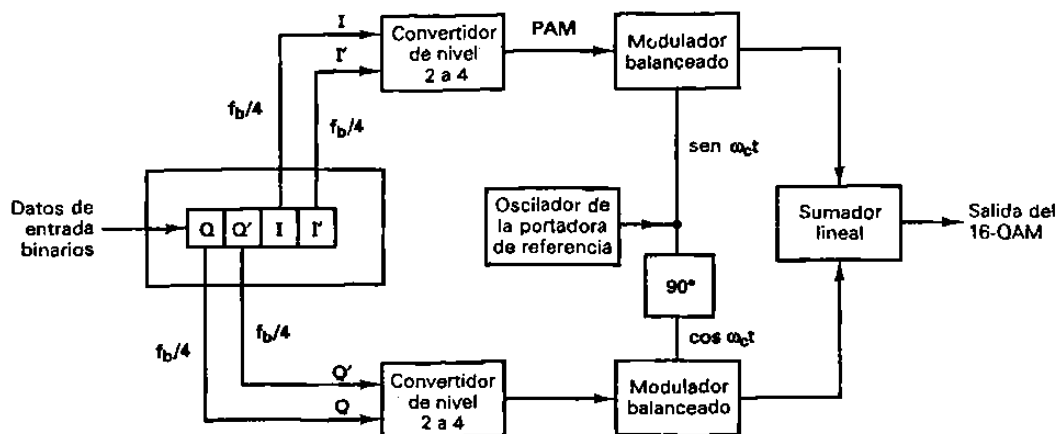
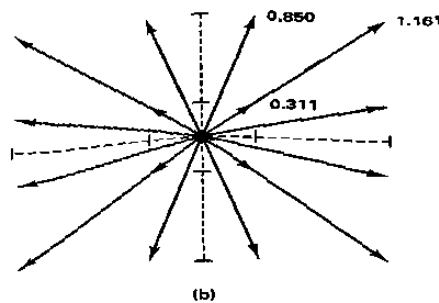


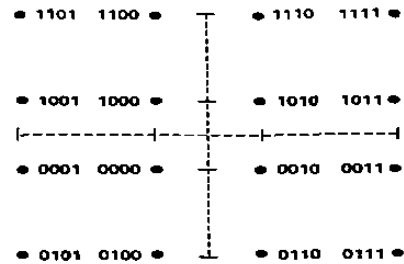
Figura 5-28 Diagrama a bloques para el transmisor de 16-QAM

Entrada binaria				Salida de 16-QAM	
Q	Q'	I	I'		
0	0	0	0	0.311 V	-135°
0	0	0	1	0.850 V	-165°
0	0	1	0	0.311 V	-45°
0	0	1	1	0.850 V	-15°
0	1	0	0	0.850 V	-105°
0	1	0	1	1.161 V	-135°
0	1	1	0	0.850 V	-75°
0	1	1	1	1.161 V	-45°
1	0	0	0	0.311 V	135°
1	0	0	1	0.850 V	175°
1	0	1	0	0.311 V	45°
1	0	1	1	0.850 V	15°
1	1	0	0	0.850 V	105°
1	1	0	1	1.161 V	135°
1	1	1	0	0.850 V	75°
1	1	1	1	1.161 V	45°

(a)



(b)



(c)

Figura 5-30 Modulador de 16-QAM (a) tabla de verdad (b) diagrama fasorial; (c) diagrama de constelación.

La figura 5-31 muestra la relación de la sincronización de bits entre los datos de entrada binarios; los datos de los canales I, I', Q y Q'; y la señal PAM I. Puede verse que la frecuencia fundamental más alta en los canales I, I', Q o Q', es igual a un octavo de la tasa de bits de los datos de entrada binarios (un ciclo en los canales de I, I', Q o Q' toma la misma cantidad de tiempo que 8 bits de entrada). Además, la frecuencia fundamental más alta de cualquiera de las señales PAM es igual a un octavo de la tasa de bits de entrada binarios.

Con un modulador de 16-QAM, hay un cambio en la señal de salida (ya sea su fase, amplitud, o ambos), para cada 4 bits de datos de entrada. En consecuencia, el baudio es igual a $f_b/4$, al igual que el mínimo ancho de banda.

Nuevamente, los moduladores balanceados son moduladores de producto y sus salidas se pueden representar matemáticamente como

$$\text{salida} = (X \sin \omega t)(\sin \omega t) \quad (5-11)$$

en donde

$$\omega t = 2\pi f_b t / 8$$

fase de señal
modulada

y

$$\omega t = 2\pi f_c t$$

fase portadora

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

$$\begin{aligned} \text{Por tanto} \quad \text{salida} &= (X \text{ sen } 2\pi f_b t/8) (\text{sen } 2\pi f_c t) \\ &= (X/2) \cos 2\pi [f_c - (f_b/8)] t - (X/2) \cos 2\pi [f_c + (f_b/8)] t \end{aligned}$$

El espectro de frecuencia de salida se extiende desde $f_c + (f_b/8)$ a $f_c - (f_b/8)$ y el mínimo ancho de banda (f_N) es

$$[f_c + (f_b/8)] - [f_c - (f_b/8)] = 2f_b/8 = f_b/4$$

EJEMPLO 5-9

Para un modulador de 16-QAM con una tasa de datos de entrada (f_b) igual a 10 Mbps y una frecuencia de portadora de 70 MHz, determine la mínima frecuencia de Nyquist de doble lado (f_N) y el baudio. Además, compare los resultados con aquellos alcanzados con los moduladores de BPSK, de QPSK y de 8-PSK en los ejemplos 5-2, 5-4 y 5-6. Utilice el diagrama de bloques del 16-QAM, mostrado en la figura 5-28, como el modulador modelo.

Solución

La tasa de bits en los canales I, I', Q y Q', es igual a un cuarto de la tasa de bits de entrada o

$$f_b I = f_b I' = f_b Q = f_b Q' = 10 \text{ Mbps} / 4 = 2.5 \text{ Mbps}$$

Por tanto, la razón de cambio más rápida y la frecuencia fundamental más alta presentada para cualquiera de los moduladores balanceados es

$$f_a = f_b I/2 \text{ o } f_b I'/2 \text{ o } f_b Q/2 \text{ o } f_b Q'/2 = 2.5 \text{ Mbps} / 2 = 1.25 \text{ Mhz}$$

La onda de salida del modulador balanceado es

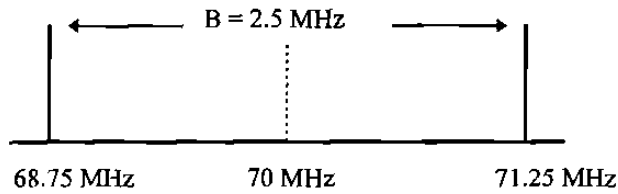
$$\begin{aligned} &(\text{sen } 2\pi f_a t)(\text{sen } 2\pi f_c t) \\ &\frac{1}{2} \cos 2\pi(f_c - f_a)t - \frac{1}{2} \cos 2\pi(f_c + f_a)t \\ &\frac{1}{2} \cos 2\pi[(70 - 1.25)\text{Mhz}]t - \frac{1}{2} \cos 2\pi[(70 + 1.25)\text{Mhz}]t \\ &\frac{1}{2} \cos 2\pi(68.75 \text{ Mhz})t - \frac{1}{2} \cos 2\pi(71.25 \text{ Mhz})t \end{aligned}$$

El mínimo ancho de banda de Nyquist es

$$f_N = (71.25 - 68.75)\text{Mhz} = 2.5 \text{ Mhz}$$

La tasa de símbolos es igual al ancho de banda; por consiguiente

tasa de símbolos = 2.5 megabaudios
el espectro de salida es como sigue:



(suprimida)
 $f_N = 2.5 \text{ MHz}$

Para la misma tasa de bits de entrada, el mínimo ancho de banda requerido, para pasar la salida de un modulador de 16-QAM, es igual a la cuarta parte del modulador de BPSK, la mitad del QPSK, y 25% menos que para el 8-PSK. Para cada técnica de modulación, el baudio también se reduce en las mismas proporciones.

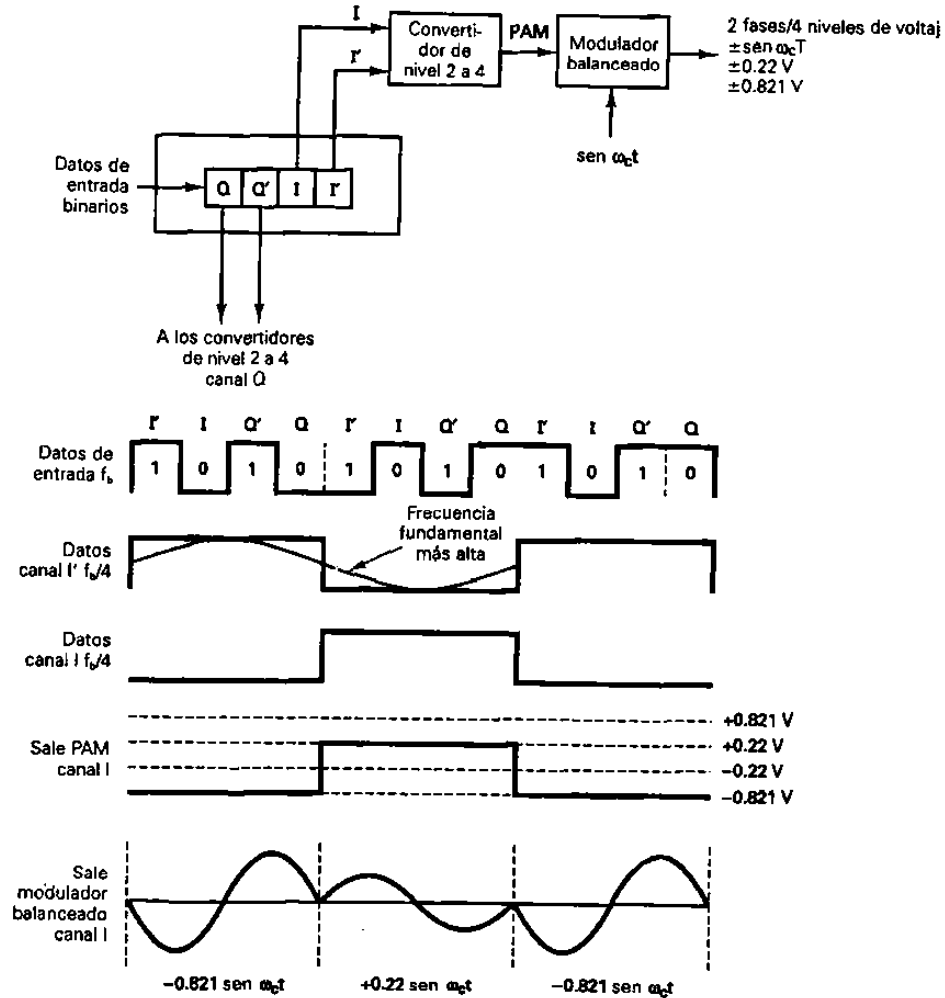


Figura 5-31 Consideraciones del ancho de banda de un modulador de 16 QAM.

Para la misma tasa de bits de entrada, el mínimo ancho de banda requerido, para pasar la salida de un modulador de 16-QAM, es igual a la cuarta parte del modulador de BPSK, la mitad del QPSK, y 25% menos que para el 8-PSK. Para cada técnica de modulación, el baudio también se reduce en las mismas proporciones.

EFICIENCIA DEL ANCHO DE BANDA

La eficiencia del ancho de banda (o densidad de información, como a veces se llama) a menudo se utiliza para comparar el rendimiento de una técnica de modulación digital con otra. En esencia, es la relación de la tasa de bits de transmisión al mínimo ancho de banda requerido, para un esquema de modulación en particular. La eficiencia del ancho de banda por lo general se normaliza a un ancho de banda de 1 Hz, en consecuencia, indica el número de bits que pueden propagarse a través de un medio por cada hertz de ancho de banda. Matemáticamente, la eficiencia del ancho de banda es

$$\begin{aligned} \text{Eficiencia BW} &= \frac{\text{tasa de transmisión (bps)}}{\text{mínimo ancho de banda (Hz)}} && (5-12) \\ &= \frac{\text{bits/segundo}}{\text{hertz}} = \frac{\text{bits/segundo}}{\text{ciclos/seg}} = \frac{\text{bits}}{\text{ciclo}} \end{aligned}$$

Ejemplo 5-10

Determine las eficiencias de los anchos de banda, para los siguientes esquemas de modulación : BPSK, QPSK, 8-PSK y 16-QAM

Solución

Recuérdese en los ejemplos 5-2, 5-4, 5-6 y 5-9, los mínimos anchos de banda requeridos para propagar una velocidad de transmisión de 10 Mbps con los siguientes esquemas de modulación:

MÍNIMO ANCHO DE BANDA	ESQUEMA DE MODULACIÓN (Mhz)
BPSK	10
QPSK	5
8-PSK	3.33
16-QAM	2.5

Sustituyendo en la ecuación 5-12, las eficiencias del ancho de banda se determina como sigue:

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

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

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

$$\text{16-QAM: Eficiencia BW} = \frac{10 \text{ Mbps}}{2.5 \text{ Mhz}} = \frac{4 \text{ bps}}{\text{Hz}} = \frac{4 \text{ bits}}{\text{ciclo}}$$

Los resultados indican que BPSK es el menos eficiente y el 16-QAM es el más eficiente. El 16-QAM requiere de un cuarto del ancho de banda que el BPSK, para la misma tasa de bits de entrada.

RESUMEN DE PSK Y QAM

Las distintas formás de FSK, PSK y QAM se resumen en la tabla 5-2

TABLA 5-2 RESUMEN DE LA MODULACIÓN DIGITAL

Modulación	Codificación	Ancho de banda (Hz)	Baudio	Eficiencia del ancho de banda (bps/Hz)
FSK	Bit sencillo	$\geq fb$	fb	≥ 1
BPSK	Bit sencillo	fb	fb	1
QPSK	Dibit	$fb/2$	$fb/2$	2
8-PSK	Tribit	$fb/3$	$fb/3$	3
8-QAM	Tribit	$fb/3$	$fb/3$	3
16-PSK	Quadbit	$fb/4$	$fb/4$	4
16-QAM	Quadbit	$fb/4$	$fb/4$	4

PROBABILIDAD DE ERROR Y TASA DE ERROR DE BIT

La *probabilidad de error* $P(e)$ y la *tasa de error de bit* (BER), a menudo se utiliza en forma intercambiable, aunque en la práctica si tienen significados un poco distintos. $P(e)$ es una expectativa teórica (matemática) de la tasa de error de bit para un sistema determinado. BER es un registro empírico (histórico) del verdadero rendimiento de error de bit de un sistema. Por ejemplo, si un sistema tiene un $P(e)$ de 10^{-5} , esto significa que, matemáticamente, puede esperar que ocurra un error de bit en cada 100,000 bits transmitidos ($1/10^5 = 1/100,000$). Si un sistema tiene un BER de 10^{-5} , esto

significa que en el pasado hubo un error de bit por cada 100,000 bits transmitidos. Una tasa de error de bit se mide, luego se compara con la probabilidad de error esperada, para evaluar el rendimiento de un sistema.

La probabilidad de error es una función de la relación de *potencia de la portadora* a ruido (o más específicamente, el promedio de la relación de *densidad de potencia* de energía por bit a ruido) y el número de posibles condiciones de codificación utilizadas (M-ario). La relación de potencia de la portadora a ruido es la relación de la potencia promedio de la portadora (la potencia combinada de la portadora y sus bandas laterales asociadas) a la potencia de *ruido térmico*. La potencia de la portadora puede indicarse en watts o en dBm, en donde

$$C(\text{dBm}) = 10 \log \frac{C(\text{watts})}{0.001} \quad (5-13)$$

La potencia de ruido térmico se expresa matemáticamente como

$$N = KTB \text{ (watts)} \quad (5-14a)$$

en donde N = potencia de ruido térmico (W)

K = proporcionalidad de la constante de Boltzmann (1.38×10^{-23} J/K)

T = temperatura (kelvin: 0 kelvin = -273 grados Celsius, temperatura ambiente = 290 K)

B = ancho de banda (Hz)

Indicado en dBm,

$$N(\text{dBm}) = 10 \log \frac{KTB}{0.001} \quad (5-14b)$$

Matemáticamente, la relación de potencia de la portadora a ruido es

$$\frac{C}{N} = \frac{C}{KTB} \quad (\text{relación sin unidades}) \quad (5-15a)$$

en donde C = potencia de la portadora (W)

N = potencia de ruido (W)

Indicado en dB,

$$\begin{aligned} \frac{C}{N} (\text{dB}) &= 10 \log \frac{C}{N} \\ &= C (\text{dBm}) - N (\text{dBm}) \end{aligned} \quad (5-15b)$$

Energía por bit es simplemente la energía de un solo bit de información. Matemáticamente, la energía por bit es

$$E_b = CT_b \text{ (J/bit)} \quad (5-16a)$$

en donde E_b = energía de un solo bit (J/bit)
 T_b = tiempo de un solo bit (s)
 C = potencia de la portadora (W)

Indicado en dBJ.

$$E_b \text{ (dBJ)} = 10 \log E_b \quad (5-16b)$$

y porque $T_b = 1/f_b$, en donde f_b es la tasa de bit, en bits por segundo, E_b se puede describir como

$$E_b = \frac{C}{f_b} \text{ (J/bit)} \quad (5-16c)$$

Indicado en dBJ,

$$E_b \text{ (dBJ)} = 10 \log \frac{C}{f_b} \quad (5-16d)$$

$$= 10 \log C - 10 \log f_b \quad (5-16e)$$

La densidad de potencia de ruido es la potencia de ruido térmico normalizada a un ancho de banda de 1 Hz (por ejemplo, la potencia de ruido presente en un ancho de banda de 1 Hz). Matemáticamente, la densidad de potencia de ruido es

$$N_0 = \frac{N}{B} \text{ (W/Hz)} \quad (5-17a)$$

en donde N_0 = densidad de potencia de ruido (W/Hz)
 N = potencia de ruido térmico (W)
 B = ancho de banda (Hz)

Indicado en dBm,

$$N_0 \text{ (dBm)} = 10 \log \frac{N}{0.001} - 10 \log B \quad (5-17b)$$

$$= N \text{ (dBm)} - 10 \log B \quad (5-17c)$$

Combinando las ecuaciones 5-14a y 5-17a nos da

$$N_0 = \frac{KTB}{B} = KT \quad (\text{W/Hz}) \quad (5-17d)$$

Indicado en dBm,

$$N_0 \text{ (dBm)} = 10 \log \frac{K}{0.001} + 10 \log T \quad (5-17e)$$

La relación de la densidad de potencia de energía por bit a ruido se utiliza para comparar dos o más sistemas de modulación digital que utilizan diferentes tasas (velocidades) de transmisión (tasas de bit), esquemas de modulación (FSK, PSK, QAM), o técnicas de codificación (M-ario). La relación de la densidad de potencia de energía por bit a ruido es simplemente la relación de la energía de un solo bit a la potencia de ruido presente en 1 Hz de ancho de banda. Por tanto, E_b / N_0 normaliza todos los esquemas de modulación multifase, a un ancho de banda común de ruido, permitiendo una comparación más sencilla y más precisa de su rendimiento de error. Matemáticamente, E_b / N_0 es

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{C / f_b}{N/B} = \frac{CB}{Nf_b} \quad (5-18a)$$

en donde E_b / N_0 es la relación de la densidad de potencia de energía por bit a ruido.

Rearreglando la ecuación 5-18a da la siguiente expresión:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{C}{N} \times \frac{B}{f_b} \quad (5-18b)$$

en donde E_b / N_0 = relación de la densidad de potencia de energía por bit a ruido

C / N = relación de potencia de portadora a ruido

B / f_b = relación de ancho de banda de ruido a la tasa de bits

Indicado en dB,

$$\frac{E_b}{N_0} \text{ (dB)} = 10 \log \frac{C}{N} + 10 \log \frac{B}{f_b} \quad (5-18c)$$

$$= 10 \log E_b - 10 \log N_0 \quad (5-18d)$$

De la ecuación 5-18b puede verse que la relación E_b / N_0 es simplemente el producto de la relación de la potencia de la portadora a ruido y la relación de ancho de banda de ruido a tasa de bits. Además, de la ecuación 5-18b, puede verse que cuando el ancho de banda es igual a la tasa de bits, $E_b / N_0 = C / N$.

En general, la relación de la potencia de la portadora a ruido mínimo requerido para sistemas QAM, es menor que el requerido para sistemas PSK comparables. Además, entre más alto sea el nivel de codificación utilizado (más alto es el valor de M), más alta es la relación de la potencia de la portadora a ruido mínimo.

EJEMPLO 5-11

Para un sistema de QPSK y los parámetros dados, determine (a) la potencia de la portadora en dBm, (b) la potencia de ruido en dBm, (c) la densidad de potencia de ruido en dBm, (d) la energía por bit en dBJ, (e) la relación de la potencia de la portadora a ruido en dB, y (f) la relación de E_b / N_0 .

$$C = 10^{-12} \text{ W} \quad f_b = 60 \text{ kbps}$$

$$N = 1.2 \times 10^{-14} \text{ W} \quad B = 120 \text{ KHz}$$

Solución

(a) La potencia de la portadora en dBm se determina sustituyendo en la ecuación 5-13.

$$C = 10 \log \frac{10^{-12}}{0.001} = -90 \text{ dBm}$$

(b) La potencia de ruido en dBm se determina sustituyendo en la ecuación 5-14b.

$$N = 10 \log \frac{1.2 \times 10^{-14}}{0.001} = -109.2 \text{ dBm}$$

(c) La densidad de potencia de ruido se determina sustituyendo en la ecuación 5-17c.

$$N_0 = -109.2 \text{ dBm} - 10 \log 120 \text{ KHz} = -160 \text{ dBm}$$

(d) La energía por bit se determina sustituyendo en la ecuación 5-16d.

$$E_b = 10 \log \frac{10^{-12}}{60 \text{ kbps}} = -167.8 \text{ dBJ}$$

(e) La relación de la potencia de la portadora a ruido se determina sustituyendo en la ecuación 5-15b.

$$\frac{C}{N} = 10 \log \frac{10^{-12}}{1.2 \times 10^{-14}} = 19.2 \text{ dB}$$

(f) la relación de densidad de energía por bit a ruido se determina sustituyendo en la ecuación 5-18c.

$$\frac{E_b}{N_0} = 19.2 + 10 \log \frac{120 \text{ KHz}}{60 \text{ kbps}} = 22.23 \text{ dB}$$

La tabla 5-3 indica las mínimas relaciones de la portadora a ruido y las relaciones de la densidad de potencia de energía por bit a ruido, para una probabilidad de error de 10^{-6} para varios esquemas de modulación PSK y QAM.

TABLA 5-3 COMPARACION DEL RENDIMIENTO DE VARIOS ESQUEMAS PARA MODULACION DIGITAL (BER = 10^{-6})

Técnica de modulación	Relación C/N (dB)	Relación E_b/N_0 (dB)
BPSK	10.6	10.6
QPSK	13.6	10.6
4- QAM	13.6	10.6
8- QAM	17.6	10.6
8- PSK	18.5	14
16-PSK	24.3	18.3
16-QAM	20.5	14.5
32-QAM	24.2	17.4
64-QAM	26.6	18.8

APLICACIONES PARA LA MODULACIÓN DIGITAL

Un transceptor modulado digitalmente (transmisor-receptor) que utiliza FSK, PSK o QAM tiene muchas aplicaciones. Se utilizan en sistemas de radio y satélite modulados digitalmente con frecuencias de portadora, desde decenas de megahertz hasta varios gigahertz, y también se utilizan para módems de datos de banda de voz con frecuencias de portadora entre 300 y 3000 Hz.