

SÍNTESIS

La presente tesis es una investigación sobre los distintos elementos electrónicos que pueden ser utilizados para el diseño de una interfaz eléctrica aplicada a la transmisión de datos.

En la primera parte se investigó cuales son los distintos medios de transmisión por los que puede viajar una señal eléctrica entre dos puntos unidos o conectados a través de un conductor.

En la siguiente sección se mencionan las distintas fuentes de ruido que pueden interferir en una señal digital dependiendo del medio de transmisión que se este utilizando.

Debido a que existen distintos medios de transmisión para una señal en el siguiente tema hablamos sobre los distintos tipos de señales que pueden viajar en cada medio de transmisión.

En el quinto y el sexto tema se mencionan los diferentes modos y las diferentes formas en que puede viajar una señal a través del cualquier medio de transmisión.

El séptimo tema de esta tesis habla sobre diferentes métodos para detectar errores en una transmisión eléctrica de datos y como llevar a cabo la corrección de esos errores.

Después de tomar las consideraciones necesarias en los temas anteriores en el octavo tema se procedió de acuerdo a las especificaciones obtenidas ha implementar el diseño de la interfaz eléctrica.

1. INTRODUCCIÓN

1.1 DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA

Para poder transmitir por una línea de transmisión es preciso convertir en señales eléctricas los dígitos binarios. En la práctica al viajar la señal por el medio de transmisión se atenúa y distorsiona hasta el punto de identificación en el equipo que recibe la señal al no poder interpretar la información que recibe.

El grado de atenuación y distorsión depende de varios factores entre ellos:

- El tipo del medio de transmisión.
- La tasa de bits de los datos transmitidos.
- La distancia entre los dispositivos de comunicación.
- El medio ambiente que rodea al equipo.

1.2 OBJETIVO DE LA TESIS

Diseño de una interfaz eléctrica que sea capaz de acondicionar la señal digital cuando el equipo de transmisión se encuentre ubicado en un lugar con alta densidad de ruido magnético.

1.3 HIPÓTESIS

Conociendo que existen diferencias en las características de operación de los componentes eléctricos que se pueden utilizar para acondicionar una señal eléctrica a transmitir, y que es casi imposible encontrar dos ambientes electrónicos que existen en el mercado es posible bajo estudios específicos para este caso en particular, seleccionar los componentes adecuados para diseñar la interfaz eléctrica.

1.4 JUSTIFICACIÓN DEL TRABAJO

Cuando un equipo electrónico opera bajo las condiciones anteriores, se requiere de una interfaz eléctrica para acondicionar la señal antes de ser enviada con la finalidad de que el equipo receptor de la señal pueda interpretarla satisfactoriamente.

1.5 LÍMITES DE ESTUDIO

El diseño de la interfaz deberá operar satisfactoriamente bajo las siguientes condiciones:

- Transmisión Asíncrona hasta 9600 bps.
- Distancia máxima entre transmisor y receptor de 30 mts.
- Con un alto contenido de ruido magnético en el ambiente de trabajo.

1.6 METODOLOGÍA

- Recopilar información en notas de aplicación de Motorola en Internet.
- Analizar el funcionamiento de diseños ya probados en el centro de diseño y mantenimiento de instrumentos de la FIME.

- Determinar mediante información técnica en manuales y pruebas de laboratorio que tipo de señal es la más adecuada para trabajar en el ambiente requerido.
- Elegir los elementos electrónicos adecuados al tipo de señal seleccionado.
- Generar el prototipo para pruebas con los elementos seleccionados.
- Realizar pruebas de envío y recepción a la máxima velocidad.

1.7 REVISIÓN BIBLIOGRÁFICA

El libro Comunicación de Datos, Redes de Computadoras y Sistemas Abiertos de Fred Halsall, es un texto orientado en sus primeros capítulos a la transmisión de información de ahí se tomó gran parte de la información para los primeros tres temas, así como algunas gráficas.

El libro Comunicación de Datos en los Negocios de Jerry Fitz Gerald, se recopiló información sobre los modos y tipos de transmisión, así como algunas gráficas.

El libro Interfase Line Drivers and Recibers Databook de National Semiconductors, se obtuvo información técnica de algunos elementos electrónicos así como información de algunas notas de aplicación con diseños probados por el fabricante.

Notas de aplicación ANS60 y AN720, obtenidas a través de información proporcionada por Motorola en Internet.

2. MEDIOS DE TRANSMISIÓN

2.1 INTRODUCCIÓN

Para transmitir una señal eléctrica se requiere un medio de transmisión que normalmente es una línea de transmisión. En algunos casos, dicha línea consiste en un par de conductores o alambres (hilos). Las alternativas más comunes son un rayo de luz guiado por una fibra de vidrio y ondas electromagnéticas que se propagan por el espacio libre. El tipo de medio de transmisión es importante, ya que determina el número máximo de bits (dígitos binarios) que es posible transmitir cada segundo (bits por segundo, bps).

2.2 LÍNEAS ABIERTAS DE DOS HILOS

Una línea abierta de dos hilos es el medio de transmisión más simple. Cada uno de los dos alambres está aislado del otro y ambos están abiertos al espacio libre. Este tipo de línea es apropiado para conectar equipo con una separación de hasta 50 m cuando se utilizan tasas de bits moderadas (de menos de 19.2 kbps, digamos). La señal, por lo regular un nivel de voltaje o corriente relativo a cierta referencia de tierra, se aplica a un alambre, y la referencia de tierra se aplica al otro.

Aunque es posible conectar directamente dos computadoras (data terminal equipment) con líneas abiertas de dos hilos, su uso principal es conectar un DTE a un equipo terminal del circuito de datos (DCE: *data circuit-terminating equipment*) local,

por ejemplo un módem. En este tipo de conexiones por lo regular se emplean líneas múltiples, y la disposición más generalizada es un alambre aislado individual para cada señal y un solo alambre para la referencia de tierra común. Por ello, el conjunto de alambres se encierra en un solo cable multihilo protegido o se moldea para producir un cable plano, como se ilustra en la figura 2 (a).

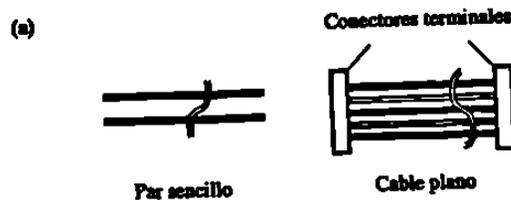


Figura 2(a)

Con este tipo de línea, hay que tratar de evitar que en el mismo cable haya un acoplamiento cruzado de las señales eléctricas entre alambres adyacentes. A esta interferencia se le conoce como diafonía, y es provocada por el acoplamiento capacitivo entre los dos hilos. Además, su estructura abierta lo hace susceptible de captar señales de ruido de otras fuentes de señales eléctricas, producidas por alguna radiación electromagnética. El problema principal con las señales de este tipo es que podrían ser captadas en un solo alambre —por ejemplo, el alambre de señal— y crear una diferencia de señal adicional entre ambos alambres. Puesto que el receptor normalmente funciona basándose en la diferencia de señal entre los dos alambres, esto puede conducir a una interpretación errónea de la señal recibida combinada (señal más ruido). Todos estos factores contribuyen a limitar la longitud de las líneas y las tasas de bits con las que obtenemos resultados confiables.

2.3 LÍNEAS DE PAR TRENZADO

Es posible lograr un mayor grado de inmunidad a las señales de ruido con una línea de par trenzado, en la que dos alambres están entrelazados. La proximidad de los alambres de señal y de referencia de tierra asegura que cualquier señal de interferencia

será captada por ambos alambres, con lo que su efecto sobre la señal diferencial será reducido. Además, si varios pares trenzados están contenidos en el mismo cable, el trenzado de cada par dentro del cable limitará la diafonía. En la figura 2 (b) se muestra un esquema de una línea de par trenzado.

Si se emplean circuitos controladores de línea y receptores apropiados —que aprovechen las ventajas potenciales de utilizar una geometría como ésta—, las líneas de par trenzado son convenientes para tasas de bits del orden de 1 Mbps a distancias cortas (de menos de 100 m), y para tasas de bits más bajas a distancias más largas. Con circuitos controladores y receptores más avanzados es posible alcanzar tasas de bits similares, o incluso superiores, a distancias mucho más largas. Estas líneas, denominadas pares trenzados no blindados (UTP: *unshielded twisted pairs*), tienen un uso masivo en redes telefónicas y (con circuitos integrados especiales) en muchas aplicaciones de comunicación de datos. Los pares trenzados blindados (STP: *shielded twisted pairs*) se valen de una malla o blindaje protector para reducir aún más los efectos de las señales de interferencia (véase la Fig. 2 (c)).

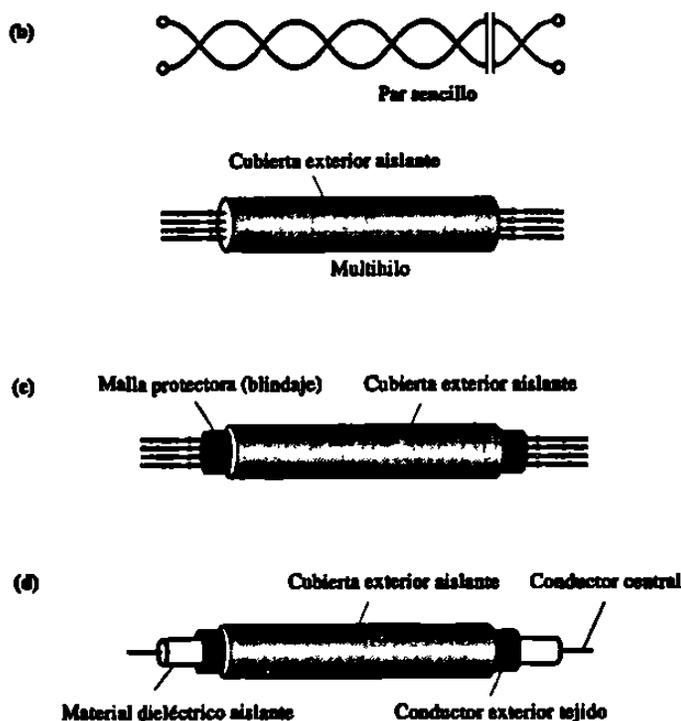


Figura 2 Medios de Transmisión

2.4 CABLE COAXIAL

Los principales factores limitantes de las líneas de par trenzado son su capacidad y un fenómeno conocido como **conducción superficial**. Conforme aumenta la tasa de bits (y por tanto la frecuencia) de la señal transmitida, la corriente que corre por los alambres tiende a fluir sólo por la superficie exterior del alambre, de modo que no aprovecha la totalidad del área transversal disponible. Ello incrementa la resistencia eléctrica de los alambres cuando las señales son de frecuencia más alta, lo que ocasiona una atenuación mayor. También, a frecuencias más altas se pierde más potencia de la señal por causa de los efectos de radiación. Por todo lo anterior, si una aplicación exige una tasa de bits mayor que 1 Mbps se necesitarán circuitos controladores y receptores más avanzados o bien otro tipo de medio de transmisión.

El cable coaxial minimiza estos dos efectos. En la figura 2 (d) se ilustran los hilos de señal y de referencia de tierra como un conductor central sólido que corre en forma concéntrica (coaxial) dentro de un conductor circular externo sólido (o tejido). Lo ideal sería que el espacio entre los dos conductores estuviera ocupado por aire, pero en la práctica suele estar ocupado por un material dieléctrico aislante con una estructura sólida o de panal.

Efectivamente, el conductor exterior aísla al conductor central de las señales de interferencia externas; y las pérdidas por radiación electromagnética y por la conducción superficial son mínimas gracias a la presencia del conductor externo. Los cables coaxiales se pueden usar con varios tipos de señal distintos, pero por lo regular no hay problema para alcanzar 10.Mbps a distancias de varios cientos de metros —o más si se emplea modulación—.

2.5 FIBRA ÓPTICA

Si bien con la geometría del cable coaxial se reducen en buena medida los diversos efectos limitantes, la frecuencia de señal máxima —y por ende la velocidad con que puede transmitirse información a través de un conductor sólido (casi siempre de cobre)—, a pesar de ser muy alta, es limitada. Lo mismo sucede con las líneas de par trenzado. A diferencia de estos dos modos de transmisión, los cables de fibra óptica transportan los datos transmitidos en forma de un haz de luz fluctuante dentro de una fibra de vidrio, y no como una señal eléctrica en un alambre. Las ondas de luz tienen un ancho de banda muy superior al de las ondas eléctricas, lo que permite al cable de fibras ópticas alcanzar tasas de transmisión de cientos de megabits por segundo. Además, las ondas de luz son inmunes a la interferencia electromagnética y a la diafonía. Los cables de fibra óptica también son muy útiles para transmitir señales con menor tasa de bits en entornos eléctricamente ruidosos —como una planta siderúrgica, por ejemplo— que tienen muchos equipos de alto voltaje y conmutación de corrientes. Así mismo, cada vez más se emplean estos cables en situaciones en las que la seguridad es crucial, ya que no es fácil intervenirlos físicamente.

Un cable de fibra óptica consta de una fibra de vidrio individual por cada señal que se va a transmitir, encerrada por el recubrimiento protector del cable, que también protege a la fibra de cualesquiera fuentes de luz externas. En la figura 3 (a) se presenta el diagrama de un cable de este tipo. Un transmisor óptico genera la señal luminosa, convirtiendo las señales eléctricas normales que se emplean en un DTE. La función inversa en el extremo receptor la efectúa un receptor óptico. Por lo regular, el transmisor se vale de un diodo emisor de luz (LED: *light-emitting diode*) o un diodo láser (LD: *laser diode*) para realizar la operación de conversión, mientras que el receptor utiliza un fotodiodo o fototransistor sensible a la luz.

La fibra en sí consta de dos partes: el núcleo de vidrio y un revestimiento de vidrio con un índice de refracción menor. La luz se propaga a lo largo del núcleo de fibra

óptica de una de tres maneras, según el tipo y la anchura del material empleado para el núcleo. Estos modos de transmisión se ilustran en la figura 3 (b).

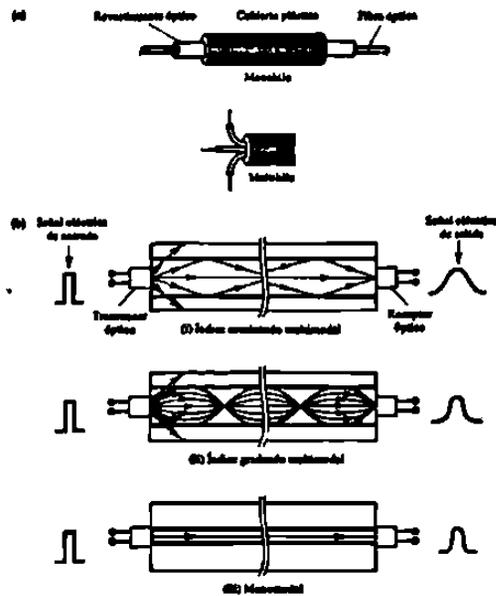


Figura 2.3 Principios de las Fibras ópticas

En una fibra de índice escalonado multimodal, los materiales del revestimiento y del núcleo tienen un índice de refracción distinto pero uniforme dentro de cada material. Toda la luz que el diodo emita con un ángulo menor que el ángulo crítico se reflejará en la interfaz del revestimiento y se propagará a lo largo del núcleo por medio de múltiples reflexiones (internas). Dependiendo del ángulo con que el diodo la emita, la luz tardará un tiempo variable en propagarse por el cable; por tanto, la señal recibida tendrá un ancho de pulso mayor que el de la señal de entrada, con una disminución correspondiente en la tasa de bits máxima permisible. Lo más común es que este tipo de cable se use con tasas de bits moderadas y con unidades de LED relativamente económicas, en comparación con los diodos láser.

Es posible reducir la dispersión con un material de núcleo cuyo índice de refracción sea variable (no uniforme). Como se aprecia en la figura 3 (b), en una fibra de índice graduado multimodal la luz se refracta cada vez más conforme ésta se aleja del centro. El efecto de ello es que el ancho de pulso de la señal recibida se angosta, en

comparación con las fibras de índice escalonado, con el correspondiente incremento en la tasa de bits máxima.

Para obtener mejoras adicionales puede reducirse el diámetro del núcleo al tamaño de una sola longitud de onda a fin de que toda la luz emitida se propague por un solo camino (sin dispersión). En consecuencia, la señal recibida tiene un ancho de pulso comparable al de la señal de entrada. Esta fibra monomodal, que suele utilizarse con los LD, puede operar a razón de cientos de megabits por segundo. Todos los medios de transmisión vistos hasta ahora se valen de una línea física para transportar la información transmitida. Sin embargo, los datos también pueden transmitirse por medio de ondas electromagnéticas (de radio) a través del espacio libre, como en los sistemas por satélite. Un haz de microondas colimado, sobre el cual se modulan los datos, se transmite al satélite desde la superficie terrestre. Este haz se recibe y retransmite (reenvía) al destino o destinos previamente determinados mediante un circuito a bordo del satélite denominado transpondedor. Cada satélite tiene muchos transpondedores, cada uno de los cuales cubre una banda de frecuencias determinada. Un canal de satélite representativo tiene un ancho de banda extremadamente alto (500 MHz) y puede enlazar centenas de datos con alta tasa de bits mediante una técnica llamada multiplexión. La capacidad total disponible del canal se divide en varios subcanales, que pueden sustentar, cada uno, un enlace de alta tasa de bits.

Por lo regular, los satélites dedicados a las comunicaciones son geostacionarios; esto quiere decir que el satélite completa una órbita terrestre cada 24 horas, en sincronía con la rotación del planeta, así que desde la superficie parece mantener una posición estacionaria. La órbita del satélite se escoge de modo que haya un camino de comunicación en línea recta entre la o las estaciones transmisoras y la o las estaciones receptoras. El grado de colimación del haz de microondas retransmitido por el satélite puede ser grueso, para que la señal se pueda captar en un área geográfica extensa, o finamente enfocado, para que sólo pueda captarse en un área limitada. En el segundo caso la potencia de la señal es más alta, lo que permite usar receptores de diámetro más pequeño, llamados antenas o parabólicas —también conocidos como terminales de

abertura muy pequeña (VSAT: *very small aperture terminals*)—. Es muy común utilizar los satélites para aplicaciones de transmisión de datos que van desde la interconexión de diferentes redes nacionales de comunicación de computadores hasta el suministro de caminos de alta tasa de bits para enlazar redes de comunicación en diferentes áreas del mismo país.

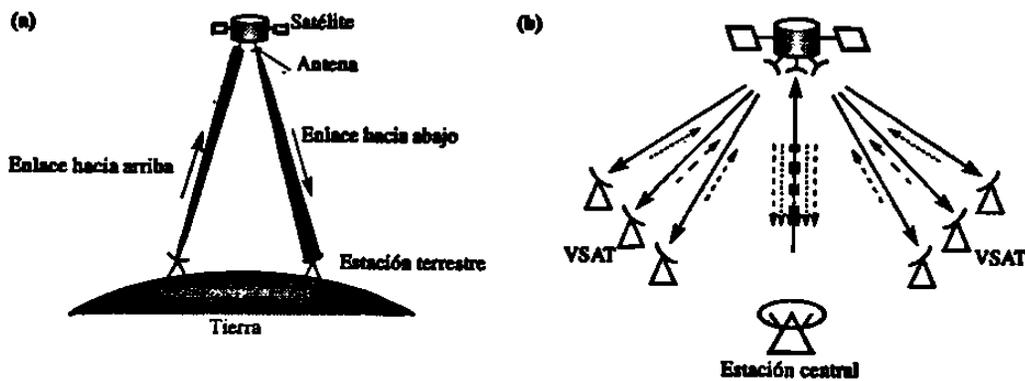


Figura 3 Transmisión por satélite

En la figura 3 (a) se ilustra un sistema de satélite representativo. Sólo se muestra un camino de transmisión unidireccional, pero en casi todas las aplicaciones prácticas se emplea un camino dúplex en el que los canales ascendente y descendente asociados a cada estación terrena operan a distinta frecuencia. Otras configuraciones comunes tienen una estación terrestre central que se comunica con varias estaciones terrestres de VSAT distribuidas en todo el país. Por lo regular, un computador está conectado a cada VSAT y puede comunicarse con un computador central conectado a la estación central, como se aprecia en la figura 3 (b). Lo más común es que el sitio central transmita a todas las VSAT en una misma frecuencia, pero cada VSAT transmite en la dirección opuesta en una frecuencia distinta.

Para lograr la comunicación con una VSAT específico el sitio central transmite el mensaje incluyendo, como cabecera, la identidad de la VSAT de destino. En aplicaciones que requieren una comunicación VSAT-VSAT, todos los mensajes se envían primero al sitio central —vía satélite—, el cual, a continuación, los transmite a su

destinatario. Con la siguiente generación de satélites de alta potencia se podrá realizar el enrutamiento a bordo del satélite sin pasar por un sitio central. Esto hará posible la comunicación directa entre dos VSAT.

3. FUENTES DE ATENUACIÓN Y DISTORSIÓN

3.1 INTRODUCCIÓN

En la figura 5 se ilustran los diversos efectos de atenuación y distorsión que pueden degradar una señal durante su transmisión. Cualquier señal transportada por un medio de transmisión acusa efectos de atenuación, ancho de banda limitado, distorsión de retardo y ruido. Aunque todos estos factores se presentan y producen un efecto combinado, consideraremos cada uno de estos deterioros por separado.

3.2 ATENUACIÓN

Conforme una señal se propaga por un medio (línea) de transmisión, su amplitud disminuye. A esto, se le llama atenuación de la señal. En condiciones normales para corregir la atenuación, se establece un límite a la longitud del cable que puede usarse, para así garantizar que los circuitos receptores podrán detectar e interpretar con confiabilidad la señal atenuada recibida. Si el cable es más largo, se inserta uno o más amplificadores —también llamados repetidores— a intervalos a lo largo del cable a fin de restablecer la señal recibida a su nivel original.

La atenuación de la señal aumenta con la frecuencia, y como una señal comprende un intervalo de frecuencias, también se distorsiona. Para resolver este problema, se diseñan

los amplificadores de modo que amplifiquen las señales de distintas frecuencias en grados diferentes. Como alternativa, se pueden usar los dispositivos llamados ecualizadores para igualar la atenuación dentro de una banda de frecuencias definida.

La atenuación y la amplificación —también llamada ganancia— se miden en decibeles (dB). Si denotamos con P_1 el nivel de potencia de la señal transmitida, y con P_2 el de la señal recibida, entonces

$$\text{Atenuación} = 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_2} \text{ dB}$$

y

$$\text{Amplificación} = 10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1} \text{ dB}$$

Como tanto P_1 como P_2 se expresan en watts, los decibeles son adimensionales y sirven sólo como una medida de la magnitud relativa de los dos niveles de potencia. El empleo de logaritmos significa que la atenuación/amplificación global de un canal de transmisión de varias secciones puede determinarse con sólo sumar las atenuaciones / amplificaciones de las secciones individuales.

EJEMPLO 1

Un canal de transmisión entre dos DTE en comunicación consta de tres secciones. La primera introduce una atenuación de 16 dB, la segunda una amplificación de 20 dB y la tercera una atenuación de 10 dB. Si suponemos un nivel medio de potencia transmitida de 400 mW, calcule el nivel de potencia de salida medio del canal.

Podemos calcular:

$$\text{Para la primera sección, } 16 = 10 \log_{10} \frac{400}{P_2} \quad \text{Por tanto } P_2 = 10.0475 \text{ mW}$$

$$\text{Para la segunda sección, } 20 = 10 \log_{10} \frac{P_2}{10.0475} \quad \text{Por tanto } P_2 = 1004.75 \text{ mW}$$

$$\text{Para la tercera sección, } 10 = 10 \log_{10} \frac{1004.75}{P_2} \quad \text{Por tanto } P_2 = 100.475 \text{ mW}$$

Esto es, el nivel de la potencia de salida media = 100.475 mW,
o bien:

$$\text{Atenuación global del canal} = (16 - 20) + 10 = 6 \text{ dB.}$$

$$\text{Por tanto, } 6 = 10 \log_{10} \frac{400}{P_2} \quad \text{y} \quad P_2 = 100.475 \text{ mW.}$$

En términos más generales, cuando nos ocuparemos de transmitir información binaria por un canal de ancho de banda limitado como la PSTN, a menudo podremos usar más de dos niveles de señal. Esto significa que cada elemento de señal puede representar más de un solo dígito binario. En general, si el número de niveles de señal es M , el número de bits por elemento de señal, m está dado por:

$$m = \log_2 M.$$

Por ejemplo, si transmitimos un flujo de bits de datos con cuatro niveles de señal. Cada elemento de señal servirá para transmitir dos dígitos binarios.

A la tasa de cambio de la señal se le llama tasa de señalización (R_s), y se mide en bauds. Esta tasa se relaciona con la tasa de bits de datos, R , con la siguiente expresión:

$$R = R_s \log_2 M.$$

3.3 ANCHO DE BANDA

Todo canal de comunicación/medio de transmisión -alambre de par trenzado, cable coaxial, radio, etc.- tiene un ancho de banda definido asociado a él que especifica la banda de componentes de frecuencia senoidal que el canal transmitirá sin atenuación. Por ello, al transmitir datos por un canal, necesitaremos cuantificar el efecto que tendrá el ancho de banda del canal sobre la señal de datos transmitida.

Podemos valernos de la técnica matemática denominada análisis de Fourier para demostrar que cualquier señal periódica —es decir, una señal que se repite a intervalos de tiempo regulares (el periodo)— está formada por una serie infinita de componentes de frecuencia senoidales. El periodo de la señal determina la componente de frecuencia fundamental: el recíproco del periodo en segundos da la frecuencia en ciclos por segundo (Hz). Las demás componentes tienen frecuencias que son múltiplos de ésta y se denominan armónicas de la fundamental. En términos matemáticos, podemos expresar cualquier forma de onda periódica como sigue:

ECUACIÓN 1

$$v(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\omega_0 t + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \operatorname{sen} n\omega_0 t,$$

donde:

$v(t)$ es la representación de la señal de voltaje en función del tiempo;

ω_0 es la componente de frecuencia fundamental en radianes por segundo, y

$T = 2\pi/\omega_0$ es el periodo de la forma de onda en segundos.

Los términos a_0 , a_n y b_n , llamados **coeficientes de Fourier**, se pueden derivar para una forma de onda específica a partir del siguiente conjunto de integrales:

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) dt.$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T v(t) \cos(n\omega_0 t) dt.$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T v(t) \operatorname{sen}(n\omega_0 t) dt.$$

De la primera integral podemos deducir que a_0 es la media de la señal a lo largo del periodo T , y la llamaremos componente de cc.

En términos de la transmisión de datos, las señales que nos interesan son secuencias binarias y, si bien en la práctica un mensaje binario transmitido puede estar constituido por secuencias que varían aleatoriamente, para fines de análisis consideraremos secuencias periódicas seleccionadas como 101010 110110 . . . 11101110, etc. En el primer ejemplo la secuencia 10 se repite con un periodo de dos intervalos de celda de bit; en el segundo ejemplo la secuencia 110 se repite con un periodo de tres intervalos, y así sucesivamente. Podemos deducir de esto que la secuencia 101010 . . . tiene el periodo más corto y va a producir la componente de frecuencia fundamental más alta. Esto significa que otras secuencias van a producir frecuencias menores y es por ello que, para fines de análisis, la secuencia con el periodo más corto suele recibir el nombre de peor secuencia posible.

Para fines de transmisión existen dos tipos de señal binaria básicos: unipolar y bipolar. Con una señal unipolar, la amplitud de la señal varía entre un voltaje positivo (digamos $+V$) y 0 volts. A éstas las llamamos señales con retorno a cero (RZ: *return-to-zero*). Con una señal bipolar, la amplitud de la señal varía entre un nivel de voltaje

positivo y uno negativo (digamos, entre $+V$ y $-V$). Éstas son señales sin retorno a cero (NRZ: *non-return-to-zero*). Una señal unipolar tiene un nivel de señal medio de $V/2$, en tanto que una señal bipolar tiene una media de cero. La variación de amplitud de una señal unipolar es V , y para una bipolar, $2V$. Estas diferencias producen series de Fourier ligeramente distintas que, para los dos tipos de señal, son:

ECUACIÓN 2 Y 3

$$\text{Unipolar } v(t) = \frac{V}{2} + \frac{2V}{\pi} \left\{ \cos \omega_0 t - \frac{1}{3} \cos 3\omega_0 t + \frac{1}{5} \cos 5\omega_0 t - \dots \right\},$$

$$\text{Bipolar } v(t) = \frac{4V}{\pi} \left\{ \cos \omega_0 t - \frac{1}{3} \cos 3\omega_0 t + \frac{1}{5} \cos 5\omega_0 t - \dots \right\},$$

donde:

$v(t)$ es la representación de la señal de voltaje en función del tiempo;

ω_0 es la componente de frecuencia fundamental en radianes por segundo;

$f_0 = \omega_0 / 2\pi$ es la frecuencia fundamental en Hz, y

$T = 1/f_0$ es el periodo de la frecuencia fundamental en segundos.

A partir de estas expresiones podemos deducir que cualquier secuencia binaria periódica se compone de una serie infinita de señales senoidales, que constan de la componente de frecuencia fundamental, f_0 , una tercera componente armónica, $3 f_0$, una quinta armónica, $5 f_0$, y así sucesivamente. Observe que en el caso de secuencias binarias sólo están presentes las componentes armónicas impares y que su amplitud disminuye cuando aumenta su frecuencia. Para ilustrar este efecto, en la figura 4 (a) se muestra en forma diagramática la fundamental y la tercera y quinta armónicas de una señal bipolar.

Puesto que un canal de comunicación tiene un ancho de banda limitado, de lo anterior podemos deducir que, cuando una señal de datos binaria se transmite por un canal, sólo se recibirán las componentes de frecuencia que están dentro del ancho de banda del canal. En la figura 4 (b) se muestra en forma diagramática el efecto de ello sobre la señal binaria de ejemplo 101010 . . . Como podemos apreciar, cuanto mayor sea el ancho de

banda del canal, más serán las componentes de alta frecuencia recibidas y más cercana será la señal recibida a la señal original (transmitida).

Como por lo regular el ancho de banda de un canal se mide en hertz, en la figura 4 (c) lo representamos como una función de la frecuencia. En esa figura hay tres alternativas de ancho de banda: la primera permite el paso sin atenuación de señales senoidales con frecuencias de hasta f_0 ; la segunda, hasta $3 f_0$, y la tercera, hasta $5 f_0$. En la práctica, empero, si sólo se transmite una señal de dos niveles (binaria), el receptor se limita a muestrear la señal recibida en el centro de cada intervalo de celda de bit. Esto significa que el receptor sólo necesita distinguir entre los niveles de 1 y 0 binarios en el instante del muestreo, y la forma exacta de la señal fuera de estos instantes tendrá poca importancia. Como ya vimos, la secuencia 101010 . . . genera las componentes de más alta frecuencia, en tanto que una secuencia sólo de unos o de ceros equivale a una frecuencia de cero con la amplitud apropiada. Así pues, a menudo puede ser satisfactorio el rendimiento de un canal con un ancho de banda desde 0 Hz hasta una frecuencia (en Hz) igual a la mitad de la tasa de bits (en bps) —esto es, un canal que deja pasar sólo componentes de frecuencia hasta la frecuencia fundamental de la secuencia binaria 101010. . .

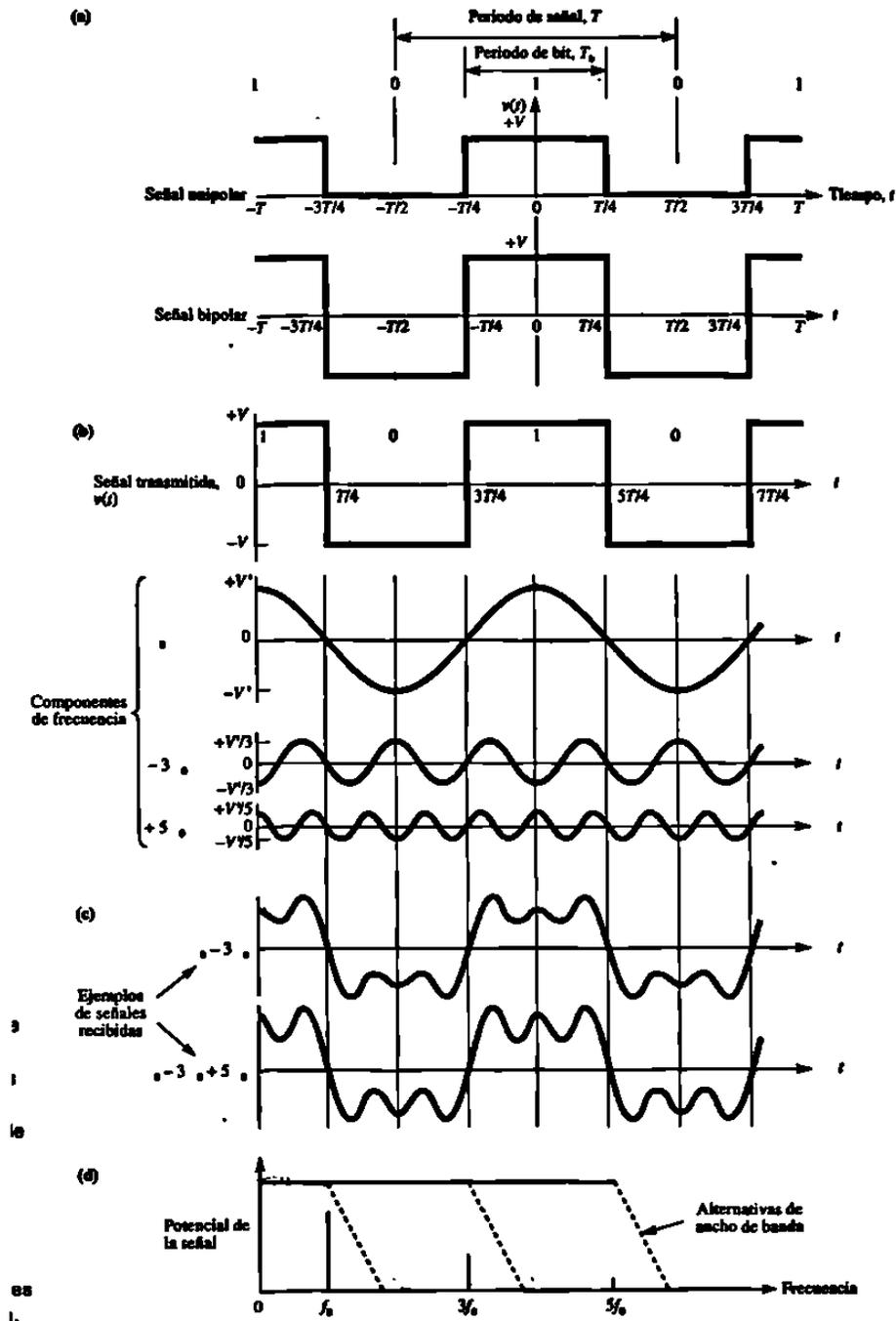


Figura 4 Efecto del ancho de banda limitado

EJEMPLO 2

Una señal binaria con tasa de 500 bps se va a transmitir por un canal de comunicación. Calcule el ancho de banda mínimo requerido suponiendo que se va a recibir (a) sólo la frecuencia fundamental, (b) la fundamental y la tercera armónica, y (c) la fundamental, la tercera y la quinta armónicas de la peor secuencia posible.

La peor secuencia posible 101010 . . . a 500 bps tiene una componente de frecuencia fundamental de 250 Hz. Por tanto, la tercera armónica es 750 Hz, y la quinta, 1250 Hz. El ancho de banda requerido en cada caso es como sigue:

(a) 0 - 250 Hz; (b) 0 - 750 Hz; (c) 0 - 1250 Hz.

También es posible transmitir más de un bit con cada cambio en la amplitud de la señal, con lo que se incrementa la tasa de bits de datos. No obstante, el ancho de banda del canal siempre limita la tasa de datos máxima que se puede lograr. Una fórmula derivada por Nyquist para determinar la tasa máxima de transferencia de información por un canal de transmisión sin ruido, C , está dada por la expresión:

$$C = 2W \log_2 M,$$

donde W es el ancho de banda del canal en Hz y M es el número de niveles por elemento de señalización. En la práctica, el hecho de que al transmitir datos binarios se agreguen bits adicionales que tienen funciones de control de la transmisión hace que muchas veces la tasa de datos útil sea menor que la tasa de bits real. Por tanto, cuando se transmite información por un canal intervienen tres tasas -la tasa de señalización, la tasa de bits y la tasa de datos- que pueden ser iguales o distintas.

La duración de cada bit (en segundos), T_b , es el recíproco de la tasa de bits (en bits por segundo), R . Por consiguiente, R se relaciona con el periodo del elemento de señalización, T_s , mediante la siguiente expresión:

$$R = \frac{m}{T_s} = \frac{\log_2 M}{T_s} \text{ bps.}$$

Puesto que T_b es el recíproco de R , la duración efectiva de cada bit, T_b , se relaciona con T_s por medio de la siguiente expresión:

$$T_b = \frac{1}{R} = \frac{T_s}{m}$$

Podemos combinar estas dos expresiones para derivar lo que se conoce como eficiencia de ancho de banda de un canal de transmisión, B . Ésta se define como:

$$B = \frac{R}{W} = \frac{m}{WT_s} = \frac{1}{WT_b} \text{ bps Hz}^{-1}$$

De esta expresión podemos deducir que cuanto más alta sea la tasa de bits en relación con el ancho de banda disponible, mayor será la eficiencia de ancho de banda. Los valores representativos de B están entre 0.25 y 3.0 bps Hz⁻¹. El valor bajo corresponde a una tasa de bits baja en relación con el ancho de banda disponible, y el valor alto, a una tasa de bits alta que requiere una tasa de señalización relativamente alta. En general, pues, cuanto mayor sea la eficiencia del ancho de banda, más estrictos serán los parámetros de diseño del equipo asociado, y mayor también su costo.

EJEMPLO 3

Se van a transmitir datos por la PSTN a través de un esquema de transmisión con ocho niveles por elemento de señalización. Si el ancho de banda de la PSTN es de 3000 Hz, deduzca la tasa de transferencia de datos de Nyquist máxima.

$$\begin{aligned}
 C &= 2W \log_2 M \\
 &= 2 \times 3000 \times \log_2 8 \\
 &= 2 \times 3000 \times 3 \\
 &= 18000 \text{ bps.}
 \end{aligned}$$

En la práctica de transferencia de datos como el ruido.

Cuando queremos transmitir datos a través de las líneas de transmisión de PSTN analógicas ya existentes, tendremos que convertir las señales eléctricas producidas por el DTE de origen a una forma aceptable para la PSTN. Esta última fue diseñada para comunicaciones de voz, suponiendo que se componen de una mezcla de frecuencias (de audio) en el intervalo de 400 a 3400 Hz, como se ilustra en la figura 5.

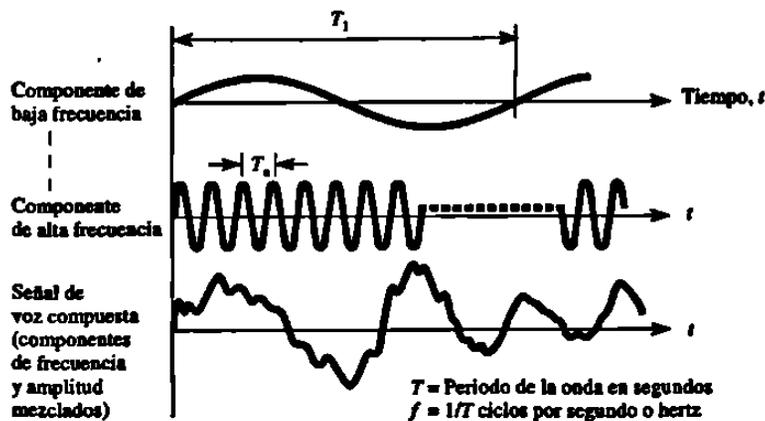


Figura 5 Componentes de frecuencia de una forma de onda de voz

El intervalo de frecuencias de señal que deja pasar la PSTN es de 400 a 3400 Hz, o simplemente 3000 Hz. Esto significa que una línea telefónica no dejará pasar las señales de baja frecuencia que podrían presentarse si, por ejemplo, el flujo de datos por transmitir consistiera en una cadena continua de unos o ceros binarios. Por ello, no basta aplicar dos niveles de voltaje a la línea telefónica, pues se obtendría una salida nula en ambos niveles si el flujo de datos binarios fuera exclusivamente de unos o ceros. En cambio, debemos convertir los datos binarios a una forma que sea compatible con una señal de voz en el extremo transmisor de la línea y convertir esta señal de vuelta a su

forma binaria en el receptor. El circuito que realiza la primera operación se denomina modulador, y el que se encarga de la función inversa, demodulador. Como cada uno de los extremos de un enlace normalmente envía y recibe datos, el dispositivo combinado se llama módem (modulador-demodulador).

Con un módem, los datos pueden transmitirse por la PSTN bien sea marcando un número y estableciendo así un camino conmutado a través de la red, como se hace en una llamada telefónica normal, o alquilando una línea dedicada (o alquilada) de la PTT. Puesto que las líneas alquiladas pasan por alto el equipo de conmutación normal (central) de la red y se establecen en forma permanente o a largo plazo, sólo se justifican económicamente en aplicaciones que tengan un elevado factor de utilización. Una ventaja adicional de las líneas alquiladas es que sus características operativas pueden cuantificarse con mayor precisión que las de un circuito conmutado a corto plazo, lo que permite emplear tasas de señalización (de bits) más altas. A continuación analizaremos varios métodos de modulación alternativos.

Contamos con tres tipos básicos de modulación para convertir una señal binaria en una forma susceptible de transmisión a través de la PSTN: de amplitud, de frecuencia y de fase. Como lo que se transmitirá son datos binarios, sólo se requieren dos niveles de señal. La señal conmuta (cambia) entre estos dos niveles conforme la señal de datos binarios alterna entre un 1 y un 0. Los tres tipos básicos de modulación se denominan modulación de cambio de amplitud (ASK: *amplitude-shift keying*), modulación de cambio de frecuencia (FSK: *frequency-shift keying*) y modulación de cambio de fase (PSK: *phase-shift keying*), respectivamente. Analizaremos los principios generales de cada uno de ellos por separado.

Modulación de cambio de amplitud. El principio de funcionamiento de ASK se muestra en la figura 6 (a), y en la figura 6 (b) se presenta un conjunto de formas de onda. En esencia, la amplitud de un tono de audio monofrecuencia se conmuta entre dos niveles con una tasa determinada por la tasa de bits de la señal de datos binarios transmitida. El tono de audio monofrecuencia se denomina frecuencia portadora ya que,

como veremos, la señal de datos binarios es de hecho transportada por la señal portadora durante su transmisión por el canal. La portadora se escoge de modo que esté dentro de la banda de frecuencias -el ancho de banda- disponible en la PSTN. El ancho de banda requerido para transmitir la señal de datos binarios está determinado por la tasa de bits de la señal: cuanto mayor sea la tasa de bits, más grande será el ancho de banda requerido. En la práctica, los distintos métodos de modulación requieren diferentes magnitudes de ancho de banda para transmitir una señal binaria, por lo que es necesario cuantificar el ancho de banda que requiere cada método.

En términos matemáticos, la operación de modulación ASK equivale a multiplicar la señal portadora por la señal de datos binarios. Puesto que la portadora es un tono de audio monofrecuencia, suponiendo una señal de amplitud unidad, podremos representarla mediante la siguiente expresión:

ECUACIÓN 4

$$V_c(t) = \cos \omega_c t,$$

donde ω_c es la frecuencia portadora en radianes por segundo. Además, podemos representar una señal de datos periódica unipolar, $v_d(t)$, con amplitud unitaria y frecuencia fundamental ω_b , mediante la serie de Fourier:

$$v_d(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \left\{ \cos \omega_b t - \frac{1}{3} \cos 3\omega_b t + \frac{1}{5} \cos 5\omega_b t - \dots \right\}.$$

Así pues, ASK puede representarse matemáticamente con la siguiente expresión:

$$v_{\text{ASK}}(t) = v_c(t) \cdot v_d(t),$$

o sea:

$$v_{\text{ASK}}(t) = \frac{1}{2} \cos \omega_c t + \frac{2}{\pi} \left\{ \cos \omega_c t \cdot \cos \omega_b t - \frac{1}{3} \cos \omega_c t \cdot \cos 3\omega_b t + \dots \right\}.$$

Sin embargo:

$$2 \cos A \cos B = \cos(A - B) + \cos(A + B).$$

De modo que:

$$v_{\text{ASK}}(t) = \frac{1}{2} \cos \omega_c t + \frac{1}{\pi} \left\{ \cos(\omega_c - \omega_b)t + \cos(\omega_c + \omega_b)t - \frac{1}{3} \cos(\omega_c - 3\omega_b)t - \frac{1}{3} \cos(\omega_c + 3\omega_b)t + \dots \right\}.$$

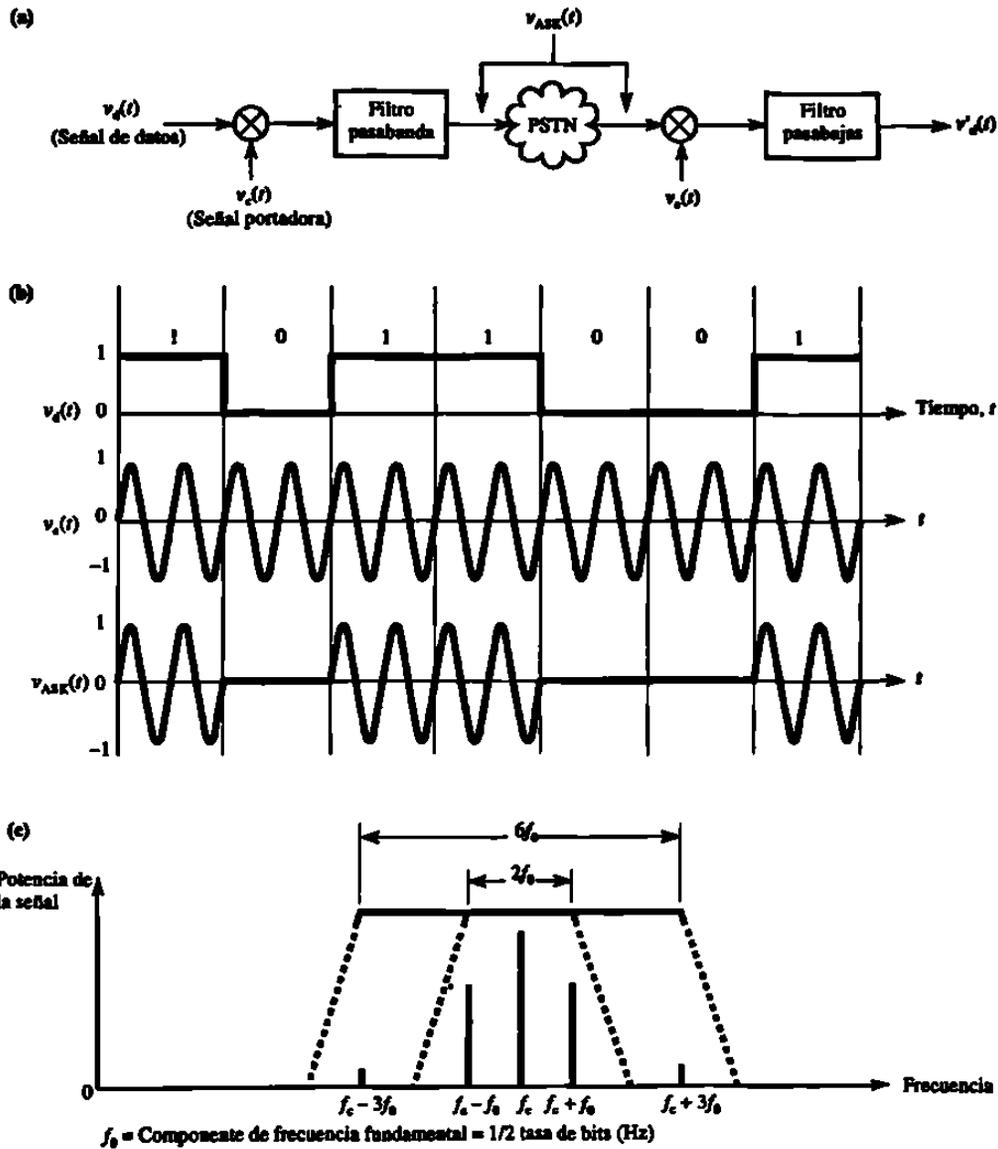


Figura 6 Modulación de cambio de amplitud

Por tanto, podemos deducir que una señal ASK equivale a la señal de datos original trasladada a una frecuencia superior por la señal portadora, ω_c , pero con dos componentes de frecuencia para la fundamental $-(\omega_c - \omega_0)$ y $(\omega_c + \omega_0)$, y dos para las armónicas $-(\omega_c - 3\omega_0)$ y $(\omega_c + 3\omega_0)$. Todas ellas están a distancias iguales a ambos lados de la portadora, y se les llama bandas laterales. Así, el ancho de banda de una señal ASK es como el de la figura 6(c).

Recordemos que, al hablar del ancho de banda, dijimos que cuanto más alto es más cerca está la señal recibida de la transmitida; pero en general es posible lograr un

funcionamiento satisfactorio si con el ancho de banda del canal basta para dejar pasar la componente de frecuencia fundamental de la secuencia 101010..., ya que el ancho de banda requerido para todas las demás secuencias es menor. Esta secuencia tiene una componente de frecuencia fundamental, f_0 (en Hz), igual a la mitad de la tasa de bits (en bps). Por tanto, el ancho de banda mínimo que requiere ASK es igual a la tasa de bits en Hz ($2f_0$) o, si se desea recibir las componentes de tercera armónica, a tres veces la tasa de bits en Hz ($6f_0$).

De la figura 6 (c) podemos deducir que con ASK la señal portadora está presente en la señal recibida aunque no contenga una señal de información $-f_0, 3f_0$ etcétera-. La fórmula de Nyquist, en el caso de una señal binaria la tasa de datos máxima alcanzable en un canal es dos veces el ancho de banda. O bien, suponiendo que el ancho de banda es de $2f_0$, la tasa Nyquist es el doble de la que acabamos de calcular. La razón de ello es que con las dos bandas laterales primarias se está determinando el ancho de banda mínimo requerido. Como se desprende de la figura 6 (c), cualquiera de las dos bandas laterales contiene la señal requerida, f_0 . Por tanto, para utilizar con más eficiencia el ancho de banda, podemos servirnos del filtro pasabanda que se muestra en el esquema del circuito para limitar a $f_c + (f_c+f_0)$ la banda de frecuencias que se deja pasar y eliminar la banda lateral inferior, (f_c-f_0) . Esto reduce el ancho de banda requerido para f_0 y así es igual a la tasa de Nyquist; sin embargo, ello reducirá a la mitad la potencia de la señal de la banda lateral primaria en relación con la señal portadora, como se aprecia en la figura 6 (c). La reducción de potencia, a su vez, baja la razón señal a ruido y da lugar a un incremento en la razón de tasa de errores de bit.

Para recuperar la señal de datos transmitida a partir de la señal recibida, pasamos esta última por un circuito demodulador, en el que la señal recibida se multiplica una vez más por la misma señal portadora. Esto produce dos versiones de la señal recibida: una centrada alrededor de una frecuencia de $2f_c$ ($f_c + f_c$) y la otra centrada alrededor de la frecuencia cero ($f_c - f_c$). Ambas versiones contienen la información requerida en sus bandas laterales, pero nosotros podemos seleccionar esta última haciendo pasar la señal a través de un filtro pasabajas diseñado para dejar pasar únicamente las frecuencias

desde cero hasta f_0 o, si se desea recibir la tercera armónica, desde cero hasta $3f_0$. Así pues, la salida del filtro pasabajos es la versión de la señal de datos transmitida con ancho de banda limitado.

Aunque la tarea de implementar el esquema ASK es relativamente simple, no se usó en los módems de baja tasa de bits de primera generación. En esa época, todos los sistemas de transmisión a larga distancia y de conmutación que se empleaban en la PSTN eran analógicos; es decir, todas las señales fuente de voz -y de datos modulados- se transmitían y conmutaban en su forma analógica original de extremo a extremo. El resultado era a menudo un nivel variable de atenuación de las señales causado, por ejemplo, por cambios en las condiciones de propagación en las diferentes rutas a través de la red, lo que impedía aplicar esquemas de modulación basados en variaciones de la amplitud. En fechas más recientes, empero, todas las transmisiones y conmutaciones dentro de la red se han digitalizado. Esto significa que la señal fuente se transmite en su forma analógica sólo por el circuito que une el equipo del cliente con el punto de conexión local a la red, que puede ser una central telefónica local. En ese punto la señal se convierte a su forma digital y a partir de entonces conserva sus características originales. Esto ha provocado una mejora considerable en las características eléctricas de los circuitos establecidos a través de la PSTN, con el resultado de que ahora el esquema ASK se usa junto con la modulación de cambio de fase en los módems de diseño más reciente con tasa de bits elevada.

EJEMPLO 4

Calcule el ancho de banda que debe tener un canal para transmitir, suponiendo que usa modulación ASK, con tasas de bits de 300 bps, 1200 bps y 4800 bps si hay que recibir (a) la componente de frecuencia fundamental de la secuencia 101010... y (b) la fundamental más la tercera armónica.

Comente sus resultados en relación con la PSTN.

Tasa de bits	300 bps	1200 bps	4800 bps
Componente de frecuencia fundamental	150 Hz	600 Hz	2400 Hz
Componente de tercera armónica	450 Hz	1800 Hz	7200 Hz
Ancho de banda sólo con la fundamental	300 Hz	1200 Hz	4800 Hz
Ancho de banda con la fundamental y la tercera armónica	900 Hz	3600 Hz	14400 Hz

Recordemos que el ancho de banda utilizable de la PSTN es de 3000 Hz; por tanto, sólo es posible alcanzar la tasa de bits de 300 bps con la tercera armónica. Se puede lograr una tasa de 1200 bps, pero sólo con la componente de frecuencia fundamental. Si sólo disponemos de ASK, no es posible transmitir con una tasa de 4800 bps.

Modulación de cambio de frecuencia. La FSK es el método de modulación usado en todos los módems con baja tasa de bits de la primera época. En la figura 7 (a) se ilustra el principio en que se basa su funcionamiento. Para no depender de las variaciones en la amplitud, la FSK utiliza dos señales portadoras de amplitud fija, una para el 0 binario y la otra para el 1 binario. A la diferencia entre las dos portadoras se le llama cambio de frecuencia y, como se aprecia en la figura 7, la operación de modulación equivale a sumar las salidas de dos moduladores ASK independientes: uno que opera sobre la primera portadora con la señal de datos original y otro que opera sobre la segunda portadora con el complemento de la señal de datos. Podemos calcular en términos matemáticos el ancho de banda que requiere la FSK con la siguiente expresión:

ECUACIÓN 5

$$V_{\text{FSK}}(t) = \cos \omega_1 t V_d(t) + \cos \omega_2 t V_d'(t),$$

donde ω_1 y ω_2 son las dos señales portadoras $-(\omega_c - \Delta\omega)$ y $(\omega_c + \Delta\omega)$ y $v_d'(t)$ es el complemento de la señal de datos original, $v_d(t)$. En términos matemáticos, $v_d'(t) = 1 - v_d(t)$.

(t), de modo que si suponemos señales de datos periódicas con una frecuencia fundamental ω_0 .

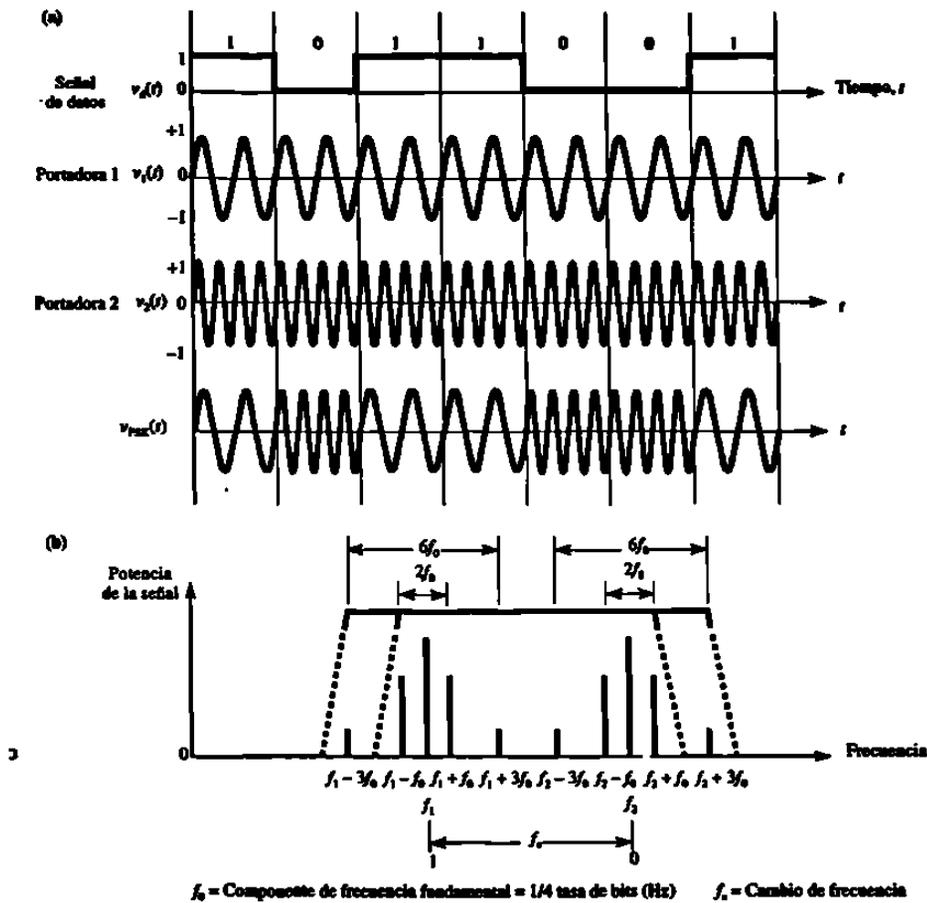


Figura 7 Modulación de cambio de frecuencia

$$v_{FSK}(t) = \cos \omega_1 t \left\{ \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \left(\cos \omega_0 t - \frac{1}{3} \cos 3\omega_0 t + \dots \right) \right\} \\ + \cos \omega_2 t \left\{ \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \left(\cos \omega_0 t - \frac{1}{3} \cos 3\omega_0 t + \dots \right) \right\};$$

es decir:

$$v_{FSK}(t) = \frac{1}{2} \cos \omega_1 t + \frac{1}{\pi} \left\{ \cos(\omega_1 - \omega_0)t + \cos(\omega_1 + \omega_0)t \right. \\ \left. - \frac{1}{3} \cos(\omega_1 - 3\omega_0)t - \frac{1}{3} \cos(\omega_1 + 3\omega_0)t + \dots \right\} \\ + \frac{1}{2} \cos \omega_2 t + \frac{1}{\pi} \left\{ \cos(\omega_2 - \omega_0)t + \cos(\omega_2 + \omega_0)t \right. \\ \left. - \frac{1}{3} \cos(\omega_2 - 3\omega_0)t - \frac{1}{3} \cos(\omega_2 + 3\omega_0)t + \dots \right\}.$$

Podemos deducir que el ancho de banda que requiere la FSK es tan sólo la suma de dos portadoras independientes moduladas por ASK con frecuencias ω_1 y ω_2 . Por tanto, los requerimientos de ancho de banda de una señal FSK son como se muestra en la figura 7 (b).

Las señales de frecuencia más alta son las que genera la secuencia binaria 101010... Con FSK, como cada una de las señales -0 binario y 1 binario- modula una portadora distinta, el ancho de banda mínimo que requiere cada portadora es igual a la mitad de la tasa de bits; es decir, la componente de frecuencia fundamental más alta de cada portadora, f_0 , es la mitad de la de ASK. De ahí que, suponiendo que sólo se va a recibir la componente de frecuencia fundamental (más alta), el ancho de banda total requerido con FSK es de $4f_0$ más el cambio de frecuencia, f_0 . Sin embargo, como f_0 es la mitad de la de ASK, el ancho de banda total requerido es el mismo que en ASK más el cambio de frecuencia. De manera similar, si se va a recibir el tercer par armónico, se necesitará un ancho de banda de $6f_0$ más el cambio de frecuencia.

Por ejemplo, si la tasa de bits máxima es de 600 bps, la tasa de bits máxima por portadora será de 300 bps, que tiene una componente de frecuencia fundamental máxima de 150 Hz. En tal caso, el espectro de frecuencia contendrá bandas laterales primarias a una distancia de 150 Hz a ambos lados de cada portadora. Así pues, si escogemos un cambio de frecuencia entre las dos portadoras de, digamos, 400 Hz, habrá una separación de 100 Hz entre las bandas laterales primarias de ambas portadoras. Esto significa que el ancho de banda total requerido es del orden de 900 Hz. Por supuesto, como el ancho de banda de una conexión en la PSTN analógica es de 3000 Hz, es posible derivar dos de estos canales —uno para cada dirección de transmisión— a partir de una sola conexión de PSTN.

Como ejemplo, la figura 8 ilustra las asignaciones de frecuencia de dos tipos de módem FSK con que se establece un enlace dúplex completo (bidireccional simultáneo) de 300 bps entre dos DTE. Un conjunto de asignaciones de frecuencia está definido por la EIA para el módem Bell 103, y el otro, por la ITU-T para el módem V.21. Cabe señalar que en tales módems la componente de frecuencia fundamental asociada a cada portadora es de 75 Hz; por tanto, el cambio de frecuencia de 200 Hz deja 50 Hz entre las dos bandas laterales primarias.

Modulación de cambio de fase. En la PSK la frecuencia y la amplitud de la señal portadora se mantienen constantes mientras la portadora cambia de fase conforme se transmite cada bit del flujo de datos. El principio de funcionamiento de este esquema se ilustra en la figura 8 (a). Como puede verse, entran en juego dos tipos de PSK. En el primero dos señales portadoras fijas representan un 0 y un 1 binarios, con una diferencia de fase de 180° entre sí. Puesto que cada señal no es más que la inversa de la otra, se llama PSK de fase coherente. La desventaja de este esquema es que requiere una señal portadora de referencia en el receptor con la cual sea posible comparar la fase de la señal recibida. En la práctica, esto requiere circuitos de demodulación más complejos que la alternativa: la PSK diferencial. Con este esquema, hay cambios de fase en cada transición de bit, independientemente de que se esté transmitiendo una cadena de señales de uno o de cero binarios; un cambio de fase de 90° con respecto a la señal actual indica que el siguiente bit es un 0 binario, en tanto que un cambio de fase de 270° indica un 1 binario.

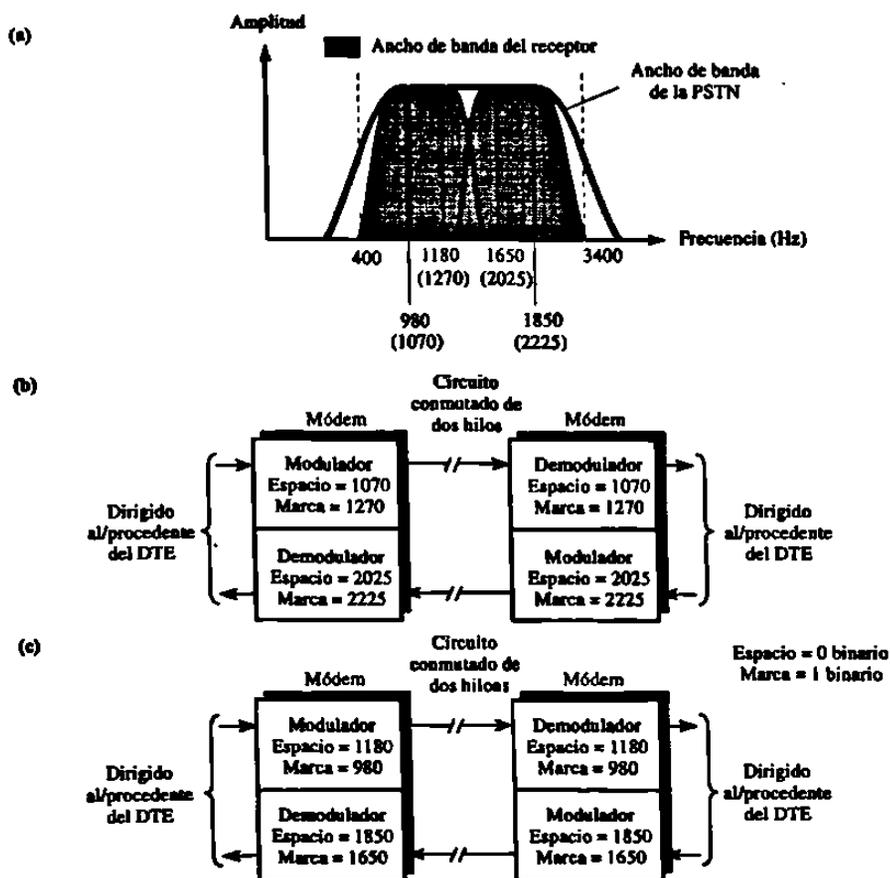


Figura 8 Módem dúplex completo de 300 bps

Así, los circuitos demoduladores sólo deben determinar la magnitud de cada cambio de fase, no su valor absoluto.

Podemos formular en términos matemáticos los requerimientos de ancho de banda de la PSK representando la señal de datos binarios en su forma bipolar ya que entonces el nivel de señal negativo que se emplea con la bipolar produce un cambio de fase de 180° en la portadora. Una señal bipolar de datos periódicos con amplitud unitaria y frecuencia fundamental ω_0 se representa mediante la serie de Fourier:

ECUACIÓN 6

$$v_d(t) = \frac{4}{\pi} \left\{ \cos \omega_0 t - \frac{1}{3} \cos 3\omega_0 t + \frac{1}{5} \cos 5\omega_0 t - \dots \right\}.$$

De ahí que:

$$\begin{aligned} v_{\text{PSK}} &= \frac{4}{\pi} \left\{ \cos \omega_c t \cdot \cos \omega_0 t - \frac{1}{3} \cos \omega_c t \cdot \cos 3\omega_0 t + \dots \right\} \\ &= \frac{2}{\pi} \left\{ \cos(\omega_c - \omega_0)t + \cos(\omega_c + \omega_0)t \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{3} \cos(\omega_c - 3\omega_0)t - \frac{1}{3} \cos(\omega_c + 3\omega_0)t + \dots \right\}. \end{aligned}$$

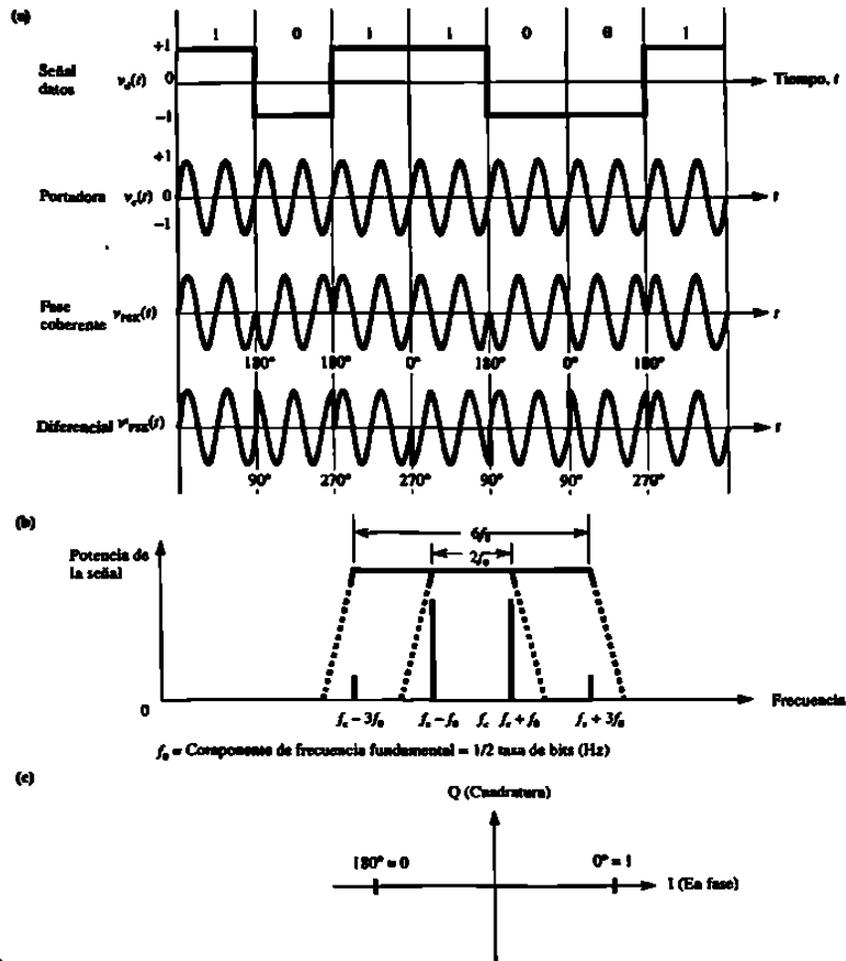


Figura 9 Modulación de cambio de fase

Éste es el mismo espectro de frecuencias del ASK, excepto que no hay componente de portadora. Así pues, el ancho de banda de una señal PSK es como el de la figura 9 (b). Por tanto, suponiendo que sólo se va a recibir la componente de frecuencia fundamental de la secuencia 101010 . . . , el ancho de banda mínimo requerido es igual a $2f_0$, o sea, la tasa de bits en Hz. Sin embargo, la ausencia de una componente de portadora significa que hay más potencia en las bandas laterales -donde están contenidos los datos-, lo cual hace que la PSK sea más inmune al ruido que la ASK o FSK. Además, al limitar la banda de la señal transmitida al intervalo de f_c a $f_c + f_0$, esto es, a un ancho de banda de f_0 , se alcanza la tasa de Nyquist. Una vez más ocurre lo mismo que con la ASK, salvo que en este caso no hay señal portadora y por tanto toda la potencia recibida está en la señal que lleva la información, $f_c + f_0$.

Como en la PSK es una portadora de una sola frecuencia, pero con diferentes cambios de fase, la que representa cada dígito binario, a menudo representamos la PSK en forma de un diagrama de fase como el de la figura 9 (c). Un diagrama de fase representa la portadora senoidal como una sola línea -llamada vector-, cuya longitud es igual a la amplitud de la señal. Esta línea gira en torno al eje en dirección antihoraria a una velocidad constante igual a la frecuencia angular ω . Así pues, un 1 binario se representa como un vector en fase con la portadora, en tanto que un 0 binario es un vector defasado 180° respecto a la portadora. A estos dos ejes se les llama eje I (en fase) y eje Q (cuadratura). Métodos de modulación de múltiples niveles digitales para alcanzar mayores tasas de bits que las disponibles con los esquemas de modulación básicos, se usan métodos de modulación más avanzados. Éstos métodos más avanzados intervienen múltiples niveles de señal o bien una combinación de los esquemas básicos, sobre todo los de amplitud y fase.

En todos los ejemplos hasta ahora analizados, la tasa de bits fue igual a la tasa de señalización, es decir, al número de veces que el nivel de la señal cambia en un segundo. Sin embargo, podemos usar más de dos valores distintos, por lo regular cuatro u ocho. Esto significa que cada elemento de señal puede representar dos bits (cuatro valores) o tres bits (ocho valores) de información binaria. Así, la tasa de bits es el doble o el triple de la tasa de señalización (en bauds). Un ejemplo es un módem de PSK en el que se emplean cuatro cambios de fase distintos (0° , 90° , 180° , 270°) en vez de sólo dos. Esto hace posible comunicar dos bits con cada cambio de fase, lo que se ilustra en dos formas en la figura 10. Como se trata de cuatro fases, se conoce como modulación de cambio de fase en cuadratura (QPSK: *quadrature phase shift keying*) o 4-PSK.

Se alcanzan tasas de bits más altas con 8 e incluso 16 cambios de fase, pero en la práctica existe un límite para el número de fases distintas que podemos usar, ya que al reducir las diferencias entre fases el esquema se hace cada vez más vulnerable al ruido y a deterioros de fase ocasionados durante la transmisión. Por ello cuando se desea incrementar aún más la tasa de bits, lo más común es introducir variaciones tanto de amplitud como de fase en cada vector. De tal modo, a este tipo de modulación se le

llama modulación de amplitud en cuadratura (QAM: *quadrature amplitude modulation*), del cual se muestra un ejemplo en el diagrama de fase de la figura 10 (c). Éste tiene 16 niveles por elemento de señal- y por tanto símbolos de cuatro bits- y se conoce como 16-QAM. Al diagrama de fase también se le denomina constelación de 16 puntos.

Como acabamos de señalar, la inmunidad a errores de todos los esquemas de modulación está determinada por la proximidad de los puntos adyacentes en la constelación. Es por esto que, como se observa en la figura 10, se usan ocho fases, pero los niveles de amplitud asociados a fases adyacentes son distintos.

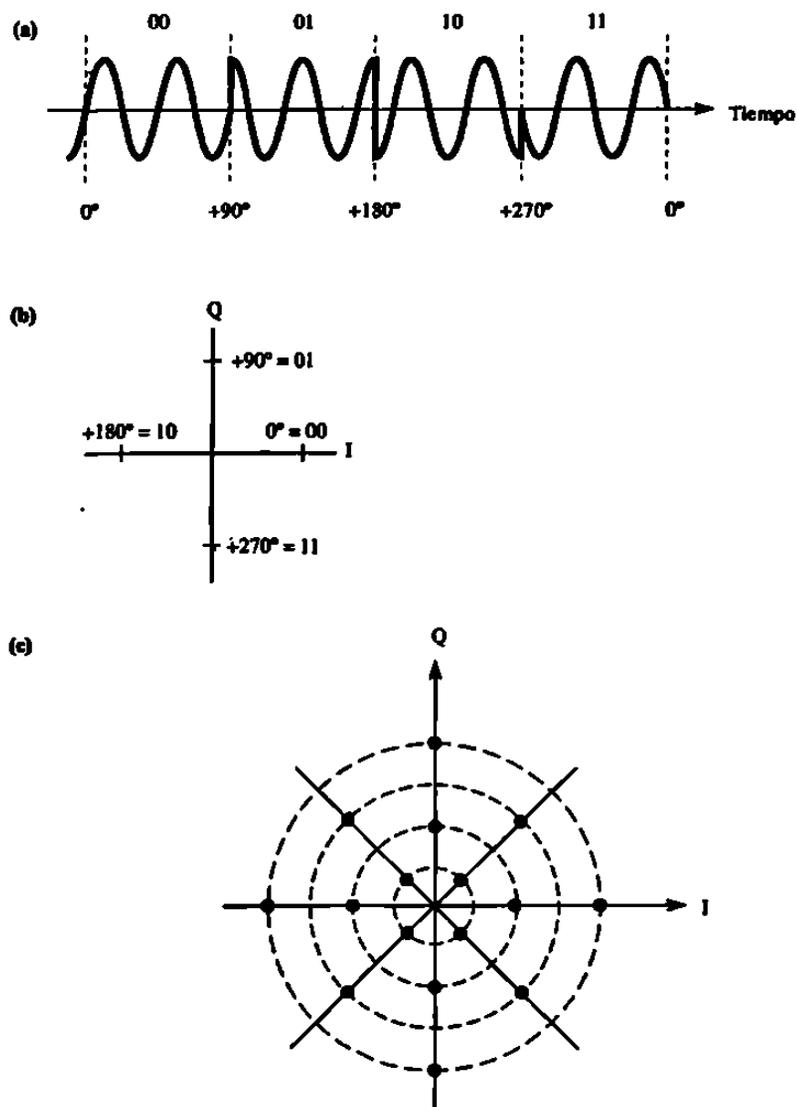


Figura 10 Técnicas de modulación alternativas

En conjunto, esto hace que la operación de discriminación en el receptor sea menos propensa a errores, aunque a expensas de agregar redundancia, ya que no se usan los cuatro niveles de amplitud en cada una de las fases. Como en todos los esquemas de modulación, el flujo de bits es pasado primero por un circuito aleatorizador que lo convierte en una secuencia pseudoaleatoria. Ello tiene el efecto de reducir la probabilidad de que dos bits consecutivos de la secuencia estén en posiciones de bit adyacentes. En el receptor, después del proceso de demodulación, el flujo de bits es pasado por el circuito desaleatorizador correspondiente que restaura la secuencia original de los bits en el flujo. Este tipo de modulación se aplica en los módems V.29 (que se emplean principalmente en la transmisión de facsímiles) y permite alcanzar tasas de bits de hasta 9600 bps.

Otra forma de aprovechar la redundancia es con todas las 32 combinaciones de amplitud-fase posibles, pero los símbolos de cinco bits resultantes sólo contienen cuatro bits de datos; el quinto bit se destina a la corrección de errores y es generado por un codificador convolucional. En esencia, sin embargo, cada símbolo de cuatro bits del flujo de datos fuente se convierte en cinco bits de modo tal que, en el receptor, es posible determinar cuáles son los cuatro bits de datos más probables, incluso si hay errores de bit en la secuencia recibida. Como los codificadores convolucionales identifican cada uno de los posibles símbolos de cinco bits mediante un diagrama de enrejado, al esquema también se le llama modulación codificada por enrejado (TCM: *trellis-coded modulation*). El módem V.32 se vale de este enfoque para lograr una tasa de bits de 9600 bps, y el módem V.32bis, para alcanzar tasas de hasta 14 400 bps. Hoy día se están diseñando tasas de 19 200, 24 000 y 28 800 bps cuya designación general es módems V-Fast.

En la práctica, la tasa de transferencia de datos será menor a ésta a causa de otros efectos, como el ruido.

3.4 DISTORSIÓN POR RETARDO

La tasa de propagación de una señal senoidal a lo largo de una línea de transmisión varía con la frecuencia de la señal. En consecuencia, cuando transmitimos una señal digital, las diversas componentes de frecuencia que la constituyen llegan al receptor con retrasos variables, y esto produce una distorsión por retardo de la señal recibida. La magnitud de la distorsión aumenta conforme se eleva la tasa de bits de los datos transmitidos, por la siguiente razón : conforme se incrementa la tasa de bits, algunas de las componentes de frecuencia asociadas a cada transición de bit se retrasan y comienzan a interferir las componentes de frecuencia asociadas a un bit posterior. La distorsión por retardo también se conoce como interferencia entre símbolos; su efecto consiste en variar los instantes de transición de bit de la señal recibida. Puesto que la señal recibida normalmente se muestrea en el centro nominal de cada celda de bit, al aumentar la tasa de bits esto puede ocasionar una interpretación incorrecta de la señal recibida.

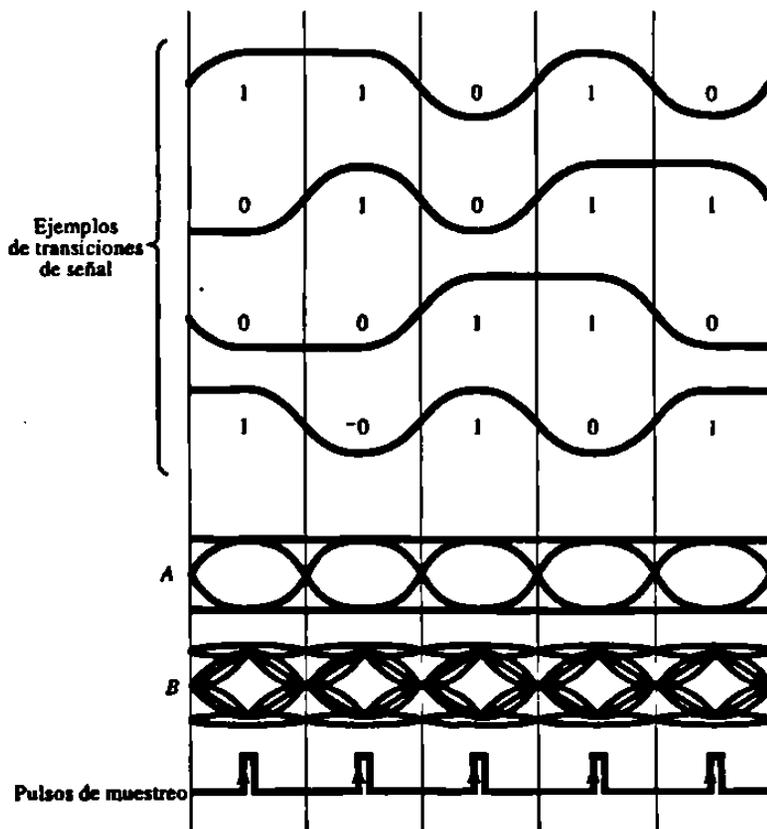


Figura 11 Ejemplos de diagramas binarios

La mejor manera de observar el nivel de interferencia entre símbolos asociada a un canal de transmisión es con un diagrama de ojo, de lo cual se presenta un ejemplo en la figura 11. Este diagrama se obtiene exhibiendo la señal recibida del canal en un osciloscopio activado por las transiciones de la señal. Así pues, suponiendo que la señal recibida contiene transiciones aleatorias de señal binaria 1 y 0, el osciloscopio mostrará todas las posibles señales superpuestas entre sí. En la figura se ilustran dos ejemplos. Si no hay interferencia entre símbolos, la señal tendrá la forma que se muestra en *A*, pero si hay interferencia la señal será como la de *B*. Podemos deducir que cuanto mayor sea el nivel de interferencia, más pequeña será la sección central, a la que llamamos ojo.

3.5 RUIDO

Cuando no hay señal, en condiciones ideales una línea o canal de transmisión presenta una señal eléctrica nula, pero en la práctica la línea exhibe perturbaciones aleatorias, aun cuando no se esté transmitiendo ninguna señal. A ello se le llama nivel de ruido de la línea. En el límite, al atenuarse una señal transmitida, su amplitud se reduce a la del ruido (de fondo) de la línea. Por tanto, uno de los parámetros importantes asociados a los medios de transmisión es la relación entre la potencia media de una señal recibida, *S*, y la potencia del nivel de ruido, *N*. La relación *S/N* se denomina razón señal a ruido (SNR: *signal-to-noise ratio*), que suele expresarse en decibeles; esto es:

ECUACIÓN 7

$$\text{SNR} = 10 \text{ Log}_{10} \frac{S}{N} \text{ db.}$$

Desde luego, una SNR alta indica que la señal tiene una potencia alta en relación con el nivel de ruido prevaleciente, y por tanto tendrá buena calidad. Por otro lado, una SNR

baja implica una señal de baja calidad. La tasa de información (de datos) máxima teórica de un canal de transmisión está relacionada con la SNR, y podemos determinar dicha tasa con una fórmula atribuida a Shannon y Hartley. Esta se conoce como ley de Shannon-Hartley, y afirma que:

ECUACIÓN 8

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \text{ bps,}$$

donde C es la tasa de información (de datos) en bps, W es el ancho de banda de la línea/canal en Hz, S es la potencia media de la señal en watts y N es la potencia del ruido aleatorio en watts.

EJEMPLO 5

Suponiendo que una PSTN tiene un ancho de banda de 3000 Hz y una razón de potencia señal a ruido característica de 20 dB, calcule la tasa de información (datos) máxima teórica que puede obtenerse.

$$\text{SNR} = 10 \log_{10} \left(\frac{S}{N} \right)$$

Por tanto:

$$20 = 10 \log_{10} \left(\frac{S}{N} \right)$$

De ahí que:

$$\frac{S}{N} = 100.$$

Ahora bien,

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right)$$

Por consiguiente:

$$\begin{aligned} C &= 3000 \times \log_2(1 + 100) \\ &= 19\,963 \text{ bps.} \end{aligned}$$

Una fuente de ruido, es la diafonía que se debe a un acoplamiento eléctrico no deseado entre líneas adyacentes. Este acoplamiento provoca que una señal transmitida por una línea sea captada por las líneas adyacentes en forma de una señal (de ruido) pequeña pero finita. Un ejemplo de diafonía es el de las conversaciones que a veces se escuchan en el fondo cuando se habla por teléfono; incluso cuando uno no está hablando, hay una señal presente en la línea.

Hay varios tipos de diafonía, pero en casi todos los casos el deterioro más limitante es el de la diafonía de extremo cercano o NEXT. A ésta también se le llama autodiafonía porque su causa es la fuerte señal de salida producida por un circuito transmisor que se acopla con (y por tanto interfiere) la señal mucho más débil en la entrada del circuito receptor local. La señal recibida suele atenuarse y distorsionarse en un grado significativo, de modo que la amplitud de la señal acoplada de la sección de transmisor puede ser comparable a la de la señal recibida.

En la actualidad se están usando circuitos integrados especiales llamados canceladores de NEXT adaptativos para resolver este tipo de deterioro. En la figura 12 se muestra una disposición representativa. El circuito cancelador forma de manera adaptativa una réplica atenuada de la señal de diafonía del transmisor local que se acopla con la línea de recepción, y la resta de la señal recibida. Este tipo de circuitos se usa hoy en muchas aplicaciones donde se emplea cable de par trenzado sin blindaje, por ejemplo, para transmitir datos con altas tasas de bits.

Otra forma de captación de ruido relacionada con la anterior es el ruido de impulso. Este, como su nombre indica, es causado por impulsos de energía eléctrica asociados a actividades o equipos externos y que son captados por una línea de señal. Ejemplos de esto son las descargas eléctricas atmosféricas o, en el caso de una red telefónica, impulsos eléctricos asociados a los circuitos de conmutación que se emplean en antiguas centrales telefónicas. En este último caso, el ruido se presenta como fuertes chasquidos en la línea que, si bien carecen de importancia en una conversación telefónica, pueden

ocasionar serios problemas cuando lo que se transmite son datos. Un impulso (chasquido) de, digamos, medio segundo podría alterar 1200 bits de datos si la tasa de transmisión es de 2400 bps. Por fortuna, estas fuentes de ruido son relativamente raras.

Tanto la diafonía como el ruido de impulso tienen su origen en alguna actividad eléctrica externa a la línea de transmisión. En contraste, un tercer tipo de ruido, el ruido térmico, se presenta en todos los dispositivos y medios de transmisión electrónicos independientemente de cualquier efecto externo. Se debe a la agitación térmica de los electrones asociados a los átomos del material del dispositivo o línea de transmisión. A cualquier temperatura por encima del cero absoluto, todos los medios de transmisión experimentan ruido térmico, que consiste en componentes de frecuencia aleatoria (en todo lo ancho del espectro de frecuencias) cuya amplitud varía continuamente. Por esta razón se le llama también ruido blanco.

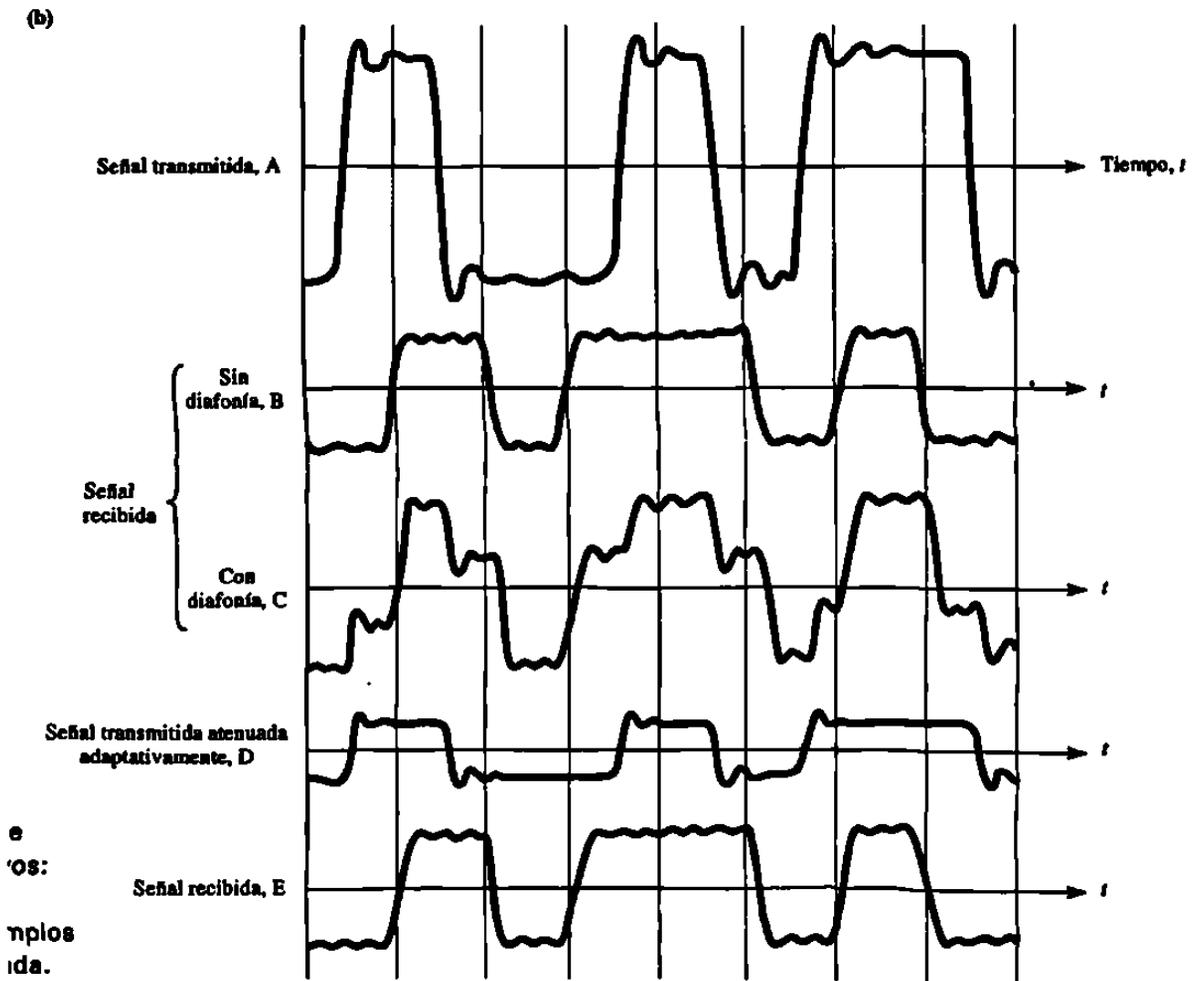
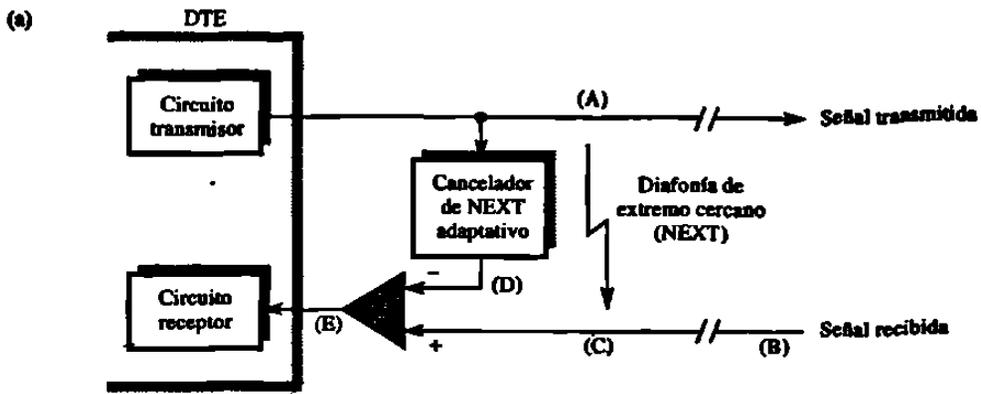


Figura 12 Canceladoras de Next adaptativos

Debemos subrayar que la ley de Shannon-Hartley nos da la tasa de información máxima teórica. Al considerar en la práctica el efecto del ruido, es importante determinar el nivel de señal mínimo que debe usarse, respecto al nivel de ruido, para conseguir una específica razón mínima de tasa de errores de bit; es decir, una probabilidad aceptablemente baja de que el receptor, durante un periodo definido, interprete erróneamente un solo bit. Por ejemplo, una probabilidad de tasa de errores de bit de 10^{-4} significa que, en promedio, uno de cada 10^4 bits recibidos será interpretado erróneamente. La energía por bit de una señal, E_b , se mide en joules (watts x segundo) y está dada por la siguiente fórmula:

$$E_b = ST_b,$$

donde S es la potencia de la señal en watts y T_b es el periodo de un bit en segundos. Como la tasa de transmisión de datos, R , es igual a $1/T_b$,

$$E_b = \frac{S}{R} \text{ watt-segundo.}$$

El nivel de ruido (térmico) dentro de un ancho de banda de 1 Hz en cualquier línea de transmisión está dado por la fórmula:

$$N_0 = kT \text{ watts Hz}^{-1}$$

donde N_0 es la densidad de potencia del ruido en watts Hz^{-1} , k es la constante de Boltzmann (1.3803×10^{-23} joules K^{-1}) y T es la temperatura en kelvin (K).

Para cuantificar el efecto del ruido, la energía por bit E_b se expresa como una razón de la energía de ruido por Hz, N_0 :

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S/R}{N_0} = \frac{S/R}{kT};$$

o, en decibeles:

$$\frac{E_b}{N_0} (\text{dB}) = 10 \log_{10} \left(\frac{S}{R} \right) - 10 \log_{10}(kT).$$

A partir de esto es fácil deducir que el nivel de potencia de señal S requerido para lograr una razón E_b / N_0 aceptable -y por tanto una tasa de errores de bit mínima- aumentará con la temperatura T y la tasa de bits R .

La expresión para E_b / N_0 también puede escribirse en términos del ancho de banda del canal, W . Como N_0 es la densidad de potencia del ruido en watts Hz^{-1} , la potencia del ruido en una señal recibida, N , para un canal con ancho de banda W está dada por:

$$N = WN_0.$$

Por tanto,

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{N} \frac{W}{R};$$

o, en decibeles;

$$\frac{E_b}{N_0} (\text{dB}) = 10 \log_{10} \left(\frac{S}{N} \right) + 10 \log_{10} W - 10 \log_{10} R.$$

Cuando transmitimos datos por la PSTN primero debemos convertir los datos digitales a una forma analógica mediante la técnica llamada modulación. De manera similar, recuperamos los datos digitales en el punto de destino con el proceso inverso, la demodulación. En la práctica son muchos los esquemas de modulación/demodulación, y el valor de E_b / N_0 requerido para lograr una determinada tasa de errores de bit variará según cada esquema. Por ejemplo, si queremos tener una tasa de errores de bit de 10^{-6} con una modulación de cambio de amplitud o una modulación de cambio de frecuencia requeriremos una razón E_b / N_0 de 13 dB, pero con la modulación de cambio de fase la razón E_b / N_0 necesaria será de 10 dB. Por tanto, para obtener una misma tasa de datos en un canal con un ancho de banda dado, la razón de potencia señal a ruido mínima recibida variará con los diferentes esquemas de modulación.

EJEMPLO 6

Hay que transmitir datos por la PSTN, que tiene un ancho de banda de 3000 Hz. Si la razón de potencia señal a ruido media en el receptor debe ser de 12 dB, calcule la tasa de datos máxima que podrá obtenerse suponiendo una razón E_b / N_0 de (a) 13dB y (b) 10 dB. Determine en cada caso la eficiencia de ancho de banda.

$$10 \log_{10} R = \frac{S}{N} \text{ (dB)} + 10 \log_{10} W - \frac{E_b}{N_0} \text{ (dB)}.$$

Eficiencia de ancho de banda, $B = R/W$:

$$(a) \quad 10 \log_{10} R = 12 + 10 \log_{10} 3000 - 13 = 33.77$$

Por tanto:

$$R = 2382.32 \text{ bps} \quad \text{y} \quad B = 0.79.$$

$$(b) \quad 10 \log_{10} R = 12 + 34.77 - 10 = 36.77$$

Por tanto:

$$R = 4753.35 \text{ bps} \quad \text{y} \quad B = 1.58.$$

3.6 RETARDO EN LA PROPAGACIÓN DE SEÑALES

Siempre hay un retardo temporal corto pero finito en la propagación de una señal (eléctrica, óptica o de radio) de un extremo al otro de un medio de transmisión. Es el retardo de propagación de transmisión, T_p , del medio. En el mejor de los casos, las señales se propagan (irradian) por el espacio libre a la velocidad de la luz ($3 \times 10^8 \text{ ms}^{-1}$). La velocidad de propagación en un cable de par trenzado o coaxial es una fracción de este valor, que suele ser del orden de $2 \times 10^8 \text{ ms}^{-1}$ es decir, una señal tardará $0.5 \times 10^{-8} \text{ s}$ en propagarse 1 m por el medio. Aunque parezca que esto carece de importancia, hay situaciones en las que el retardo resultante es relevante.

Los datos suelen ser transmitidos en bloques (que también llamamos tramas) de bits. Cuando se recibe un bloque, se envía un acuse de recepción correcta (o no) al remitente.

Por tanto, un parámetro importante para un enlace de datos es el retardo de ida y vuelta asociado al enlace, es decir, el tiempo transcurrido entre la transmisión del primer bit de un bloque por parte del remitente y la recepción del último bit del reconocimiento correspondiente. Claro está, ello depende no sólo del tiempo requerido para transmitir la trama con la tasa de bits del enlace -llamado retardo de transmisión, T_x , sino también del retardo de propagación del enlace, T_p . La ponderación relativa de los dos tiempos varía según los distintos tipos de enlace de datos, por lo que muchas veces los dos tiempos se expresan como un cociente a tal que:

$$a = \frac{T_p}{T_x}$$

donde:

$$T_p = \frac{\text{separación física } S \text{ en metros}}{\text{velocidad de propagación } V \text{ en metros por segundo}}$$

y:

$$T_x = \frac{\text{número de bits por transmitir } N}{\text{tasa de bits del enlace } R \text{ en bits por segundo}}$$

EJEMPLO 7

Un bloque de datos de 1000 bits va a transmitirse entre dos DTE. Determine la razón entre el retardo de propagación y el retardo de transmisión, a , de los siguientes tipos de enlace de datos.

- (a) 100 m de alambre de par trenzado y una tasa de transmisión de 10 kbps.
- (b) 10 km de cable coaxial y una tasa de transmisión de 1 Mbps.
- (c) 50 000 km de espacio libre (enlace por satélite) y una tasa de transmisión de 10 Mbps.

Suponga que la velocidad de propagación de una señal eléctrica en todos los tipos de cable es de $2 \times 10^8 \text{ ms}^{-1}$ y, en el espacio libre, de $3 \times 10^8 \text{ ms}^{-1}$.

$$(a) \quad T_p = \frac{S}{V} = \frac{100}{2 \times 10^8} = 5 \times 10^{-7} \text{ s}$$

$$T_x = \frac{N}{R} = \frac{1000}{10 \times 10^3} = 0.1 \text{ s}$$

$$a = \frac{T_p}{T_x} = \frac{5 \times 10^{-7}}{0.1} = 5 \times 10^{-6};$$

$$(b) \quad T_p = \frac{S}{V} = \frac{10 \times 10^3}{2 \times 10^8} = 5 \times 10^{-5} \text{ s}$$

$$T_x = \frac{N}{R} = \frac{1000}{1 \times 10^6} = 1 \times 10^{-3} \text{ s}$$

$$a = \frac{T_p}{T_x} = \frac{5 \times 10^{-5}}{1 \times 10^{-3}} = 5 \times 10^{-2};$$

$$(c) \quad T_p = \frac{S}{V} = \frac{5 \times 10^7}{3 \times 10^8} = 1.67 \times 10^{-1} \text{ s}$$

$$T_x = \frac{N}{R} = \frac{1000}{10 \times 10^6} = 1 \times 10^{-4} \text{ s}$$

$$a = \frac{T_p}{T_x} = \frac{1.67 \times 10^{-1}}{1 \times 10^{-4}} = 1.67 \times 10^3.$$

A partir del ejemplo 7 podemos concluir que:

- Si a es menor que 1, el retardo de ida y vuelta está determinado principalmente por el retardo de transmisión.
- Si a es igual a 1, ambos retardos tienen el mismo efecto.
- Si a es mayor que 1, el retardo de propagación domina.

Además, resulta interesante señalar que en el caso (c), suponiendo que los bloques se transmiten en forma contigua, habrá:

$$10 \times 10^6 \times 1.67 \times 10^{-1} = 1.67 \times 10^6 \text{ bits}$$

en tránsito entre los dos DTE en un momento dado; es decir, el DTE de origen habrá transmitido 1.67×10^6 bits antes de que el primer bit llegue al DTE de destino.

4. TIPOS DE SEÑALES

4.1 INTRODUCCIÓN

Cuando dos equipos (DTE) están cercanos entre si y no usamos tasas de bits muy altas, podremos transmitir datos mediante líneas abiertas de dos alambres y circuitos de interfaz sencillos que conviertan los niveles de señal empleados dentro del equipo a un nivel compatible con el cable de interconexión. Pero conforme aumente la separación física entre los DTE y se incremente la tasa de bits, tendremos que usar circuitos y técnicas más avanzados. Además, si los DTE están en diferentes puntos del país (o del mundo) y no se cuenta con recursos de comunicación de datos públicos, la única estrategia que ofrece efectividad de costos será usar las líneas que proporcionan las autoridades encargadas de la prestación de servicios telefónicos y de otros servicios de telecomunicaciones. Estas últimas se conocen como PTT. Con este tipo de medio de comunicación, usualmente es necesario convertir las señales eléctricas que produce el DTE de origen a una forma análoga a las señales empleadas para transmitir la voz. De manera similar, al recibir estas señales, es preciso convertirlas a una forma con la que el DTE de destino pueda trabajar. El equipo que realiza estas funciones se denomina módem.

4.2 V.28

Existe una amplia gama de módems para que los fabricantes de diferentes tipos de equipos puedan usar los recursos de transmisión de la red telefónica conmutada. Estos

módems trabajan con diferentes tasas de transmisión y se valen de diversos métodos de modulación. Hay muchos fabricantes de módems. Para garantizar que dos módems de diferentes fabricantes se puedan comunicar entre sí, se ha estandarizado el funcionamiento preciso de cada tipo de módem. Se ha definido una interfaz estándar con que podemos enlazar todos los tipos de módems y especificar tanto el número como la función de las señales eléctricas, el tamaño físico del conector y el enchufe, y las configuraciones de contactos dentro de ellos. A esta norma se le conoce como interfaz E1A232D (definida por la EIA) o interfaz V.24 (definida por la ITU-T), y es la versión más reciente de las normas RS-232A, B y C, la primera de las cuales apareció a finales de la década de 1950.

Por lo regular, los módems se colocan a corta distancia de los DTE y, como el ancho de banda de un circuito telefónico analógico es relativamente bajo (del orden de 3000 Hz), la tasa de bits máxima empleada también es baja. Así, desde que aparecieron los módems, se ha adoptado la misma interfaz como norma para conectar cualquier dispositivo periférico orientado a los caracteres -por ejemplo, una terminal o una impresora- a un computador, lo que ha permitido conectar periféricos de distintos fabricantes al mismo computador.

Debido a que las distancias entre circuitos integrados vecinos dentro de un DTE son cortas (menos de unos pocos centímetros), a menudo los niveles de señal con que se representan datos binarios son bastante pequeños. Por ejemplo, una familia de lógica muy común en los equipos digitales es la lógica transistor-transistor (TTL: *transistor-transistor logic*), la cual, con una señal de voltaje de entre 2.0 y 5.0 V, representa un 1 binario, y con un voltaje de entre 0.2 y 0.8 V representa un 0 binario. Los voltajes que caen entre estos dos niveles de señal pueden dar lugar a un estado indeterminado y, en el peor de los casos, si el nivel de voltaje está cerca de uno de los límites, incluso una atenuación de la señal o una interferencia eléctrica moderadas pueden provocar una interpretación errónea. Es por ello que cuando se conectan dos equipos los niveles de voltaje suelen ser más altos que los utilizados para conectar circuitos integrados dentro del equipo.

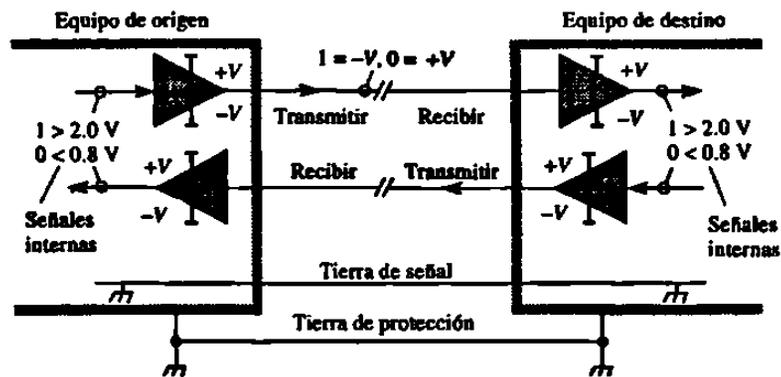


Figura 13 Niveles de señal V.28

4.3 LAZO DE CORRIENTE DE 20m Amp.

El lazo de corriente de 20 mA es una alternativa de la norma EIA-232D/V.28. Este, como indica su nombre, utiliza una señal de corriente, en lugar de un voltaje.

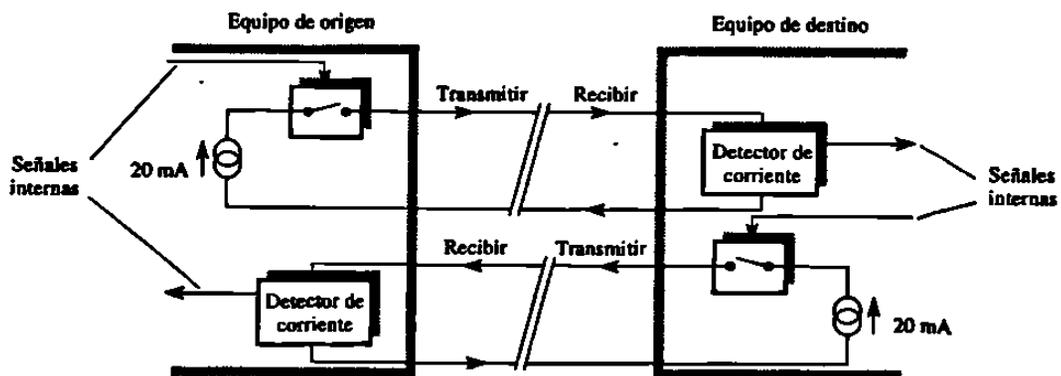


Figura 14 Lazo de corriente de 20mAmp

Aunque no amplía la tasa de bits disponible, sí incrementa de manera sustancial la separación física que puede haber entre los dos dispositivos en comunicación. El enfoque básico se ilustra en la figura 14.

En esencia, el flujo de bits que se va a transmitir controla el estado de un interruptor (un relevador u otro dispositivo similar): el interruptor se cierra con un 1 binario, lo que

deja pasar una corriente (pulso) de 20 mA, y se abre con un 0 binario, lo que interrumpe el flujo de la corriente. En el receptor, es un circuito correspondiente sensible a la corriente el que detecta el flujo de corriente y reproduce la señal binaria transmitida.

Es muy superior la inmunidad al ruido que ofrece una interfaz de lazo de corriente a la de una interfaz básica controlada por voltaje, ya que, como se aprecia en la figura 16 cuenta con un par de hilos para cada señal. Esto significa que, por lo regular, cualesquiera señales de ruido externas son captadas en ambos alambres -lo que suele denominarse ruido o captación en modo común-, lo cual tiene un efecto mínimo sobre el circuito receptor básico sensible a la corriente. En consecuencia, las interfaces de lazo de corriente de 20 mA son especialmente apropiadas para controlar líneas largas (de hasta 1 km), aunque con tasas de bits modestas, debido a la limitada rapidez de operación de los interruptores y de los circuitos sensibles a la corriente. Es por ello que algunos fabricantes suelen incluir dos interfaces independientes en un mismo equipo, una para las señales de salida de voltaje y otra para las señales de corriente de 20 mA. En tales condiciones, el usuario puede decidir cuál interfaz le conviene, dependiendo de la separación física entre los equipos.

4.4 RS-232C

La definición de los niveles de señal eléctrica para la interfaz EIA-232D/V24 se encuentra en la recomendación V.28. En la figura 13 se muestran las señales utilizadas en ambas normas, así como los circuitos de interfaz apropiados. Las señales de voltaje de las líneas son simétricas respecto a la señal de referencia de tierra y son de por lo menos 3 V: +3 V para un 0 binario y -3 V para un 1 binario. En la práctica, los niveles de voltaje que de hecho se usarán están determinados por los voltajes de alimentación aplicados a los circuitos de la interfaz, que en muchos casos son $\pm 12V$ o incluso $\pm 15V$. Los circuitos transmisores convierten los voltajes de señal de bajo nivel empleados dentro del equipo en los voltajes de más alto nivel utilizados en las líneas de transmisión. De manera similar, los circuitos receptores realizan la función inversa. Los

circuitos de interfaz llamados controladores de línea y receptores de línea se encargan de las funciones de conversión de voltaje necesarias.

El que los niveles de voltaje para estas interfaces sean relativamente grandes implica que los efectos de la atenuación de la señal y del ruido serán mucho menos importantes que, digamos, los de los niveles de TTL. Por lo regular, la interfaz EIA-232D/V.24 se vale de un cable plano o un cable multihilo con un solo alambre de referencia de tierra para conectar los equipos, así que el ruido captado en los alambres de señal puede causar problemas. A fin de reducir la diafonía se suele conectar un condensador a través de la salida del circuito transmisor; esto redondea los flancos de transición de las señales transmitidas, lo que a su vez elimina algunas de las componentes de mayor frecuencia de la señal, que llegan a ser problemáticas. Conforme aumenta la longitud de la línea o la tasa de bits de la señal, la atenuación de la línea reduce los niveles de la señal recibida hasta el punto en que incluso señales de ruido externas de baja amplitud producirán un funcionamiento erróneo. Las normas EIA-232D y V.24 especifican una separación física máxima de menos de 15 m y tasas de bits menores que 20 kbps, aunque no es raro encontrar valores más altos cuando se conecta un periférico a un computador.

4.5 RS-422 A/V.11

Si incrementamos tanto la separación física como la tasa de bits, tendremos que optar por la definición de señal alternativa RS-422A/V.11, que se basa en el empleo de un cable de par trenzado y un par de circuitos transmisores y receptores diferenciales (también conocidos como balanceados o de extremo doble). En la figura 15 a) se ilustra una disposición de circuito representativa.

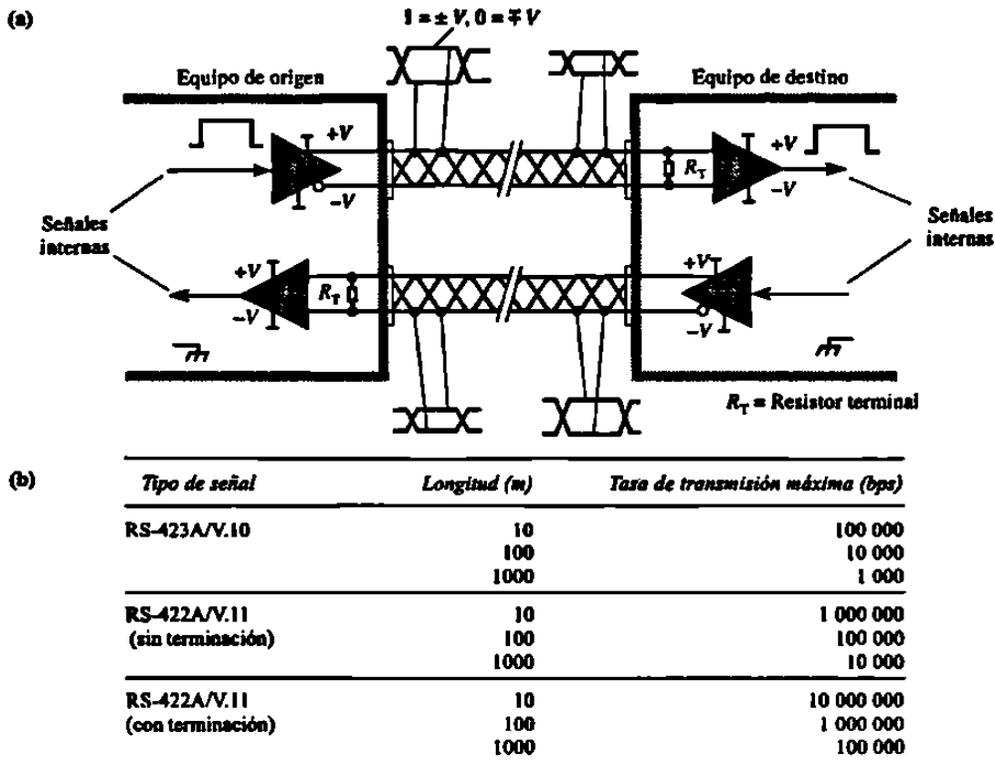


Figura 15 Señales diferenciales

Un transmisor diferencial produce señales gemelas de polaridad igual y opuesta para cada señal de 1 o 0 binario que se va a transmitir. Como el receptor diferencial sólo detecta la diferencia entre ambas señales en sus dos entradas, el ruido captado por ambos alambres no afectará el funcionamiento del receptor. Por ello, se dice que los receptores diferenciales tienen la adecuada propiedad de rechazo en modo común. Puede emplearse una norma derivada de la RS-422A -la RS423A/V. 10- para aceptar, con un receptor diferencial, voltajes de un solo extremo (no balanceados) producidos por una interfaz EIA-232D. La RS-422A es apropiada cuando se utiliza cable de par trenzado a distancias físicas de hasta 10 m con 10 Mbps y de 1000 m con 100 kbps.

Un parámetro importante de toda línea de transmisión es su impedancia característica (Z_0), porque un receptor sólo absorberá la totalidad de la señal recibida si la línea termina con un resistor igual a Z_0 . Si no es éste el caso, habrá reflexiones de la señal que distorsionarán aún más la señal recibida. Por tanto, en general las líneas terminan con un

resistor igual a Z_0 , con valores comunes de 50 a 200 Ω . En la figura 15 (b) se presenta un resumen de las longitudes de cable y tasas de transmisión utilizables con ambos tipos de señal.

4.6 SEÑALES PARA CABLES COAXIALES

A diferencia del bajo ancho de banda disponible en una conexión a través de una red telefónica analógica conmutada, el ancho de banda utilizable en un cable coaxial puede ser de 350 MHz (o incluso mayor). Hay dos formas de aprovechar un ancho de banda potencialmente alto:

- (1) Modo de banda base, en el cual, para alimentar un solo camino (canal) de transmisión con alta tasa de bits (10 Mbps o más), se utiliza todo el ancho de banda disponible.
- (2) Modo de banda ancha, en el cual, para alimentar varios subcanales (y por tanto varios caminos de transmisión) de menor ancho de banda por un solo cable, se divide el ancho de banda disponible.

MODO DE BANDA BASE

En el modo de banda base, lo normal es que el cable sea alimentado por una fuente de voltaje de un solo extremo. No obstante, debido a la geometría del cable coaxial, el efecto de la interferencia externa es muy pequeño. Hay varios circuitos de interfaz de transmisión y recepción correspondientes que se pueden usar con cable coaxial. En la figura 16 (a) se muestra una conexión representativa en la que también se indica el efecto de terminar una línea con la resistencia terminal correcta, Z_0 . Este tipo de disposición es apropiada para transmitir datos con tasas de hasta 10 Mbps a distancias de varios cientos de metros.

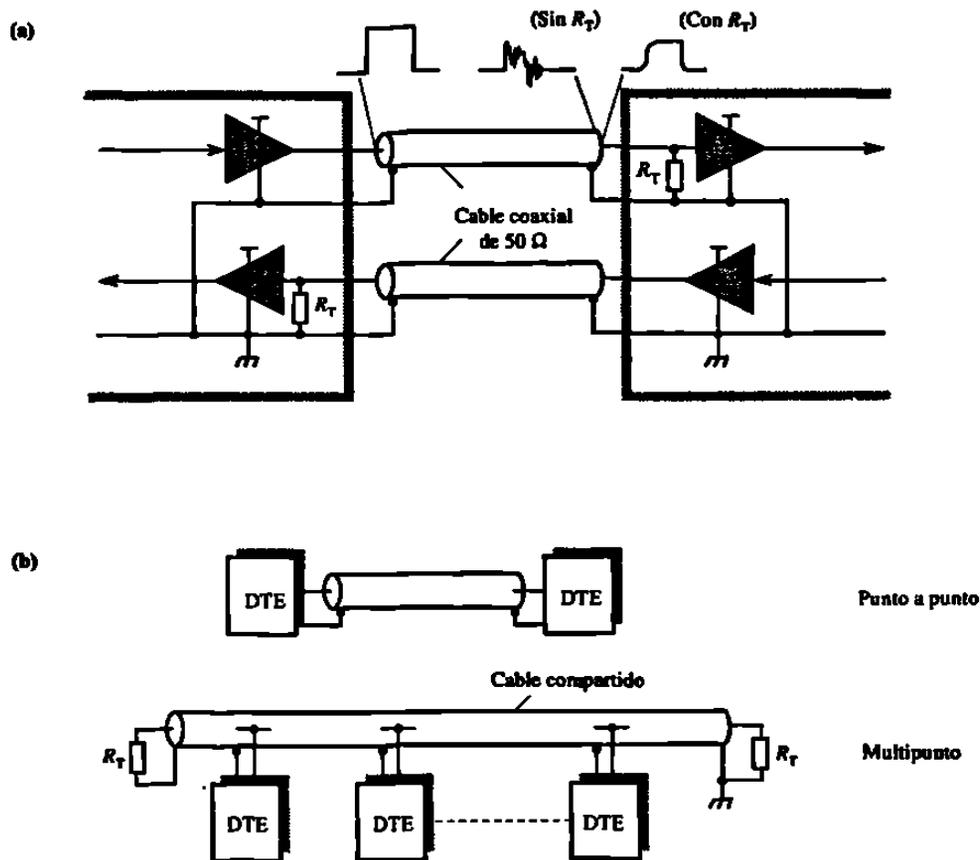


Figura 16 Principios de banda base

Hay algunas aplicaciones en las que el propósito exclusivo del cable es transmitir datos entre dos sistemas -es decir, punto a punto-, mientras que en otras son varios los sistemas que comparten el tiempo del canal de transmisión de alta tasa de bits -lo que se conoce como configuración multipunto o multiextensión-. Ambas disposiciones se ilustran en la figura 16 (b).

La multiplexión por división de tiempo (TDM: *time-division multiplexing*) sirve para compartir la capacidad disponible de un canal de transmisión de banda base. Se usan dos tipos de TDM:

- (1) Síncrona (o de ciclo fijo): Cada usuario tiene acceso al canal en intervalos de tiempo definidos de manera precisa (sincronizados).

- (2) **Asíncrona (o por demanda):** Cada usuario tiene acceso aleatorio al canal y, al obtener el acceso, se convierte en el único usuario del canal mientras dure la transmisión.

En la figura 17 se ilustran en forma de diagrama estos dos tipos de TDM.

Lo normal es que los datos se transmitan entre dos sistemas (DTE) en forma de tramas -bloques de caracteres o bytes- y que, con la TDM síncrona, cada trama tenga una longitud fija. Para garantizar que todos los sistemas conectados al cable (compartido) transmitan datos en el tiempo que les corresponde se transmite un patrón de bits especial, llamado patrón de sincronización (o simplemente sync), al principio de cada trama. A partir de entonces, cada sistema puede determinar tanto dónde comienza cada trama como su posición (número de trama) dentro de un ciclo completo de tramas. Con la TDM asíncrona, además de poder detectar el principio de cada nueva trama (con un patrón de sincronización), se utiliza un mecanismo para asegurar que cada uno de los sistemas pueda obtener acceso al canal de manera equitativa, ya que cada sistema tiene acceso aleatorio a dicho canal. La TDM asíncrona se emplea en ciertos tipos de redes de área local.

MODO DE BANDA ANCHA

Con el modo de banda ancha se derivan múltiples canales de transmisión (independientes y concurrentes) a partir de un solo cable (coaxial) de distribución mediante la técnica denominada multiplexión por división de frecuencias (FDM: *frequency-division multiplexing*).

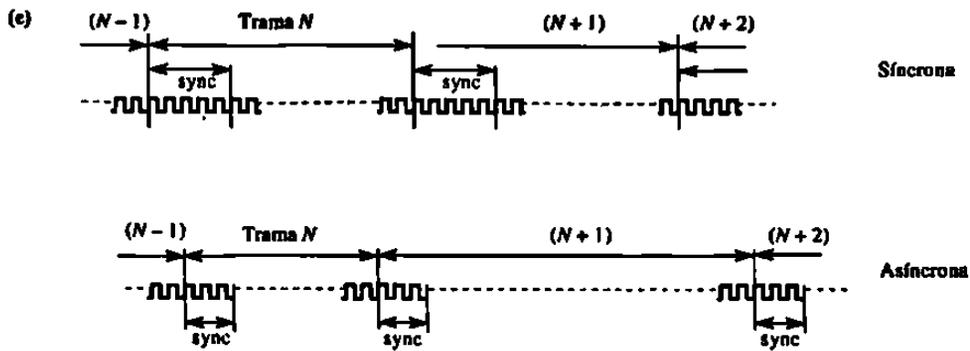


Figura 17 Métodos de TDM

La FDM requiere un dispositivo llamado módem de radiofrecuencia (RF) —similar en principio a los módems de frecuencia de audio propios de la PSTN- entre cada dispositivo conectado y el cable. Nos valemos del término “radiofrecuencia” porque las frecuencias que se usan para cada canal están en el espectro de frecuencias de radio. La frecuencia (portadora) elegida para la dirección de transmisión (directa) se modula con los datos que van a transmitirse, y la frecuencia elegida para la dirección de recepción (inversa) se demodula para obtener los datos recibidos.

El ancho de banda que requiere cada canal depende de la tasa de datos (bits) deseada y del método de modulación. Por lo regular, la eficiencia de ancho de banda de los módems de RF es de 0.25 a 1.0 bits por Hz, y un canal de 10 Mbps, de unos 18 MHz.

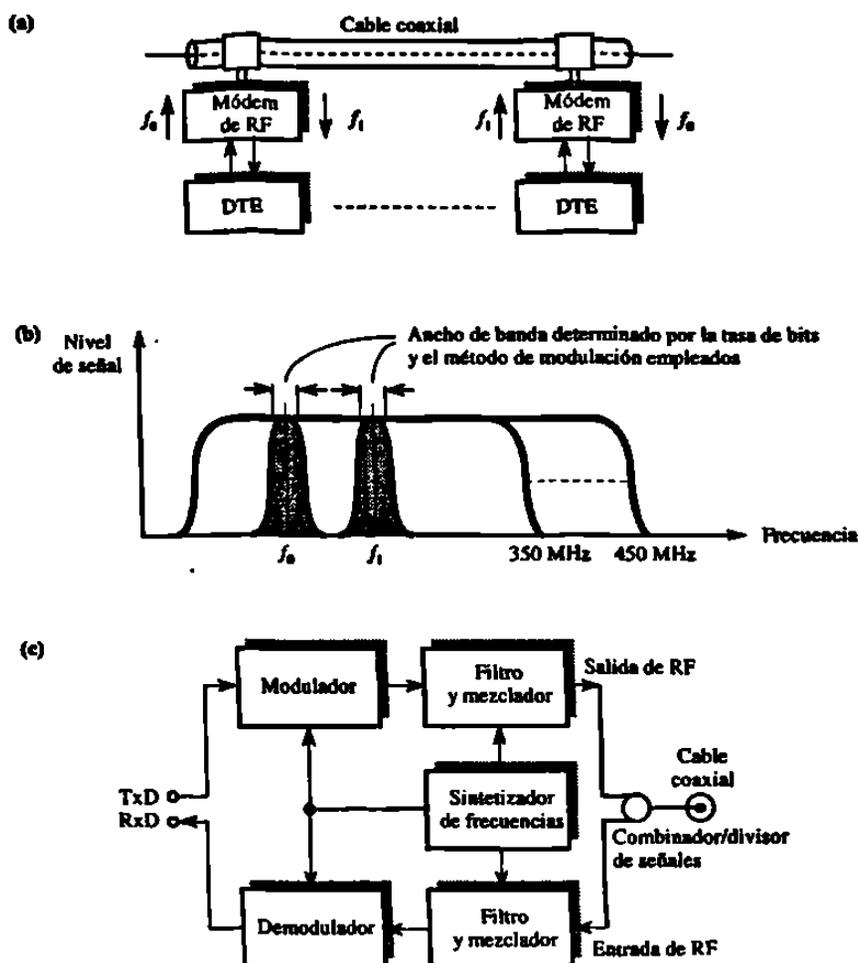


Figura 18 Principios de banda ancha

En la figura 18 se resumen los principios del trabajo con banda ancha y las subunidades que componen un módem de RF. En condiciones normales, la modulación (y la demodulación) dentro de un módem se lleva en dos fases. Primero se modula una señal de la frecuencia escogida con los datos que van a transmitirse mediante la modulación de cambio de frecuencia o de fase. A continuación, la señal modulada se mezcla (multiplica) con una segunda frecuencia de modo que la señal de frecuencia trasladada quede en la banda de frecuencia asignada. Los filtros mostrados en la figura 18 sólo permiten transmitir (en la salida) o procesar (en la entrada) las señales asociadas a la banda de frecuencia asignada.

4.7 SEÑALES PARA FIBRAS ÓPTICAS

Existe una amplia diversidad de codificaciones para las señales ópticas. Una de ellas, basada en un esquema de codificación bipolar, se ilustra en la figura 19. Este tipo de codificación produce una salida óptica de tres niveles que lo hace apropiado para operar el cable desde CC (el equivalente de frecuencia cero producido por una cadena continua de ceros o unos binarios) hasta a 50 Mbps. Los tres niveles de salida de potencia óptica son cero, media potencia máxima y potencia máxima. El módulo de transmisión ejecuta la conversión de los niveles de voltaje binarios internos a la señal óptica de tres niveles que se aplica a la fibra por medio de conectores especiales y un LED de alta velocidad.

En el receptor, la fibra termina con un conector especial en un fotodiodo de alta velocidad instalado en un módulo especial del receptor, el cual contiene el mecanismo electrónico necesario de control para convertir la señal eléctrica producida por el fotodiodo -que es proporcional al nivel de luz- en los niveles de voltaje internos correspondientes a unos y ceros binarios.

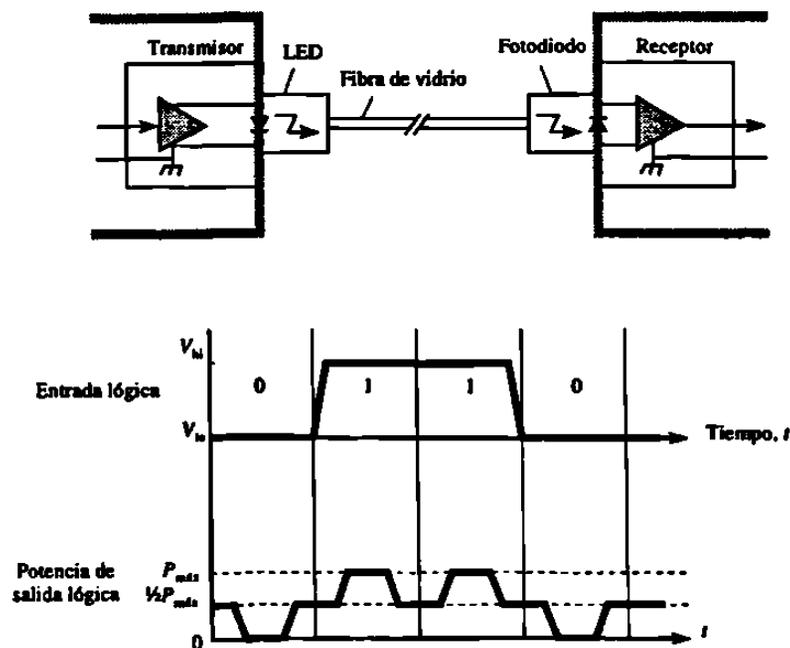


Figura 19 Señales de fibra óptica

Hoy día, el uso principal de las fibras ópticas es el de modo punto a punto pero, al igual que en el cable coaxial de banda base, la capacidad de transmisión disponible se puede aprovechar para un solo canal con alta tasa de bits o bien, mediante TBM (casi siempre síncrona), para derivar múltiples canales con menor tasa de bits en un solo enlace.

5. MODOS DE COMUNICACIÓN

5.1 INTRODUCCIÓN

La comunicación de datos se ocupa del intercambio de información codificada digitalmente entre dos DTE. La separación física de los dos equipos puede variar desde unas cuantas decenas de metros -por ejemplo, entre dos computadores personales- hasta varios cientos de kilómetros -si, por ejemplo, los dos dispositivos están conectados a través de una red de portadora pública-.

En el contexto de la comunicación de datos, normalmente reservamos el término “datos” para describir un conjunto o bloque de uno o más caracteres alfabéticos o numéricos codificados en forma digital que se intercambian entre dos dispositivos. Por lo regular, estos datos representan, por ejemplo, una cadena de números o el contenido de un archivo de computador que mantiene un documento almacenado. Cuando las dos partes (DTE) en comunicación se valen de un recurso de comunicación de datos para transferir este tipo de datos, también deben intercambiar mensajes de control además de los mensajes de datos a fin, por ejemplo, de compensar el efecto de los errores de transmisión dentro del recurso de comunicación. Para distinguir los dos tipos de mensaje, con el término más general de información describimos los datos de usuario reales que se intercambian a través del recurso de comunicación.

En cualquier sistema digital, la pérdida o alteración de un solo bit (dígito binario) de información puede ser crucial. Por tanto, al diseñar un recurso de comunicación de datos debemos asegurarnos de tomar las precauciones adecuadas para detectar -y si es preciso

corregir- cualquier pérdida o alteración de la información que pudiera darse durante la transmisión. Así pues, la comunicación de datos no sólo se ocupa de la forma en que se transmiten los datos por el medio de transmisión físico, sino también de las técnicas que pueden adoptarse para detectar y, en caso necesario, corregir los errores de transmisión. La comunicación de datos también se ocupa del control de la tasa de transferencia de datos, del formato de datos transferidos y de otros aspectos relacionados.

Nos ocuparemos de los conceptos fundamentales asociados a la comunicación de datos y, en particular, a las técnicas con que se logra una transferencia confiable (libre de errores, pérdidas o duplicados) de información a través de un medio de transmisión de bits en serie que conecta dos DTE. El medio de transmisión puede ser un circuito físico - par trenzado, cable coaxial o fibra óptica- o un canal basado en difusión radio. Por esta razón en muchos casos, con el término más general de enlace datos describiremos el enlace que conecta dos DTE. Describiremos las técnicas y circuitos básicos con que se transmiten datos entre dos DTE, y las técnicas básicas con que se controla la transferencia de datos entre las dos partes al entablar una comunicación. Debemos subrayar que sea cual sea el esquema de detección (y corrección) de errores adoptado, es imposible detectar todas las combinaciones posibles de errores de transmisión con certeza del 100%. Es por ello que en la práctica el objetivo de las diversas técnicas para detectar y corregir errores sea reducir a un nivel aceptable la probabilidad que se presenten errores no detectados en un mensaje recibido.

Cuando introducimos datos en un computador a través del teclado, los circuitos electrónicos de este último codifican cada elemento tecleado -un carácter numérico o alfabético, por ejemplo- para obtener un patrón equivalente codificado en binario mediante uno de los esquemas de codificación estándar para intercambiar la información. A fin de representar todos los caracteres de un teclado con un patrón único, se usan siete u ocho bits. El empleo de siete bits implica la posibilidad de representar 128 elementos distintos, en tanto que ocho bits pueden representar 256 elementos. En el caso de los datos de salida se sigue un procedimiento similar, sólo que en este caso la impresora decodificará cada patrón codificado en binario que reciba e imprimirá el

carácter correspondiente. Llamamos palabras de código a los patrones de bits codificados que representan cada carácter.

Los dos códigos de mayor aceptación para esta función son el código de intercambio ampliado decimal codificado en binario (EBCDIC: *Extended Binary Coded Decimal Interchange Code*) y el código del American Standards Committee for Information Interchange (Comité estadounidense de normas para el intercambio de información, ASCII). El EBCDIC es un código de ocho bits empleado en casi todos los equipos fabricados por IBM. Como tal, el EBCDIC es un código propietario pero, en virtud del uso tan generalizado de los equipos IBM en la industria de la computación, se emplea con mucha frecuencia. Las definiciones de palabras de código propias del EBCDIC se ilustran en la figura 20.

El código ASCII es igual al definido por la ITU-T -el Alfabeto Internacional Número 5 (IAS: *International Alphabet Number 5*)- y también al de la Organización Internacional de Normas, que se denomina ISO 645. Todos son códigos de siete bits, y las definiciones de palabras de código empleadas se ilustran en la figura 21.

(a)

Posiciones de bit	4	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1		
	3	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1		
	2	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1		
	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1		
8	7	6	5																
0	0	0	0	NUL	SOH	STX	ETX	PF	HT	LC	DEL		SMM	VT	FF	CR	SO	SI	
0	0	0	1	DLE	DC1	DC2	DC3	RES	NL	BS	IL	CAN	EM	CC		IFS	IGS	IRS	IUS
0	0	1	0	DS	SOS	FS		BYP	LF	EOB	PRE		SM			ENQ	ACK	BEL	
0	0	1	1			SYN		PN	RS	UC	EOT				DC ₄	NAK		SUB	
0	1	0	0	SP									¢	.	<	(+		
0	1	0	1	&									!	\$	*)	;	~	
0	1	1	0	-	/									'	%	.	>	?	
0	1	1	1										:	#	@	,	=	"	
1	0	0	0		a	b	c	d	e	f	g	h	i						
1	0	0	1		j	k	l	m	n	o	p	q	r						
1	0	1	0			s	t	u	v	w	x	y	z						
1	0	1	1																
1	1	0	0		A	B	C	D	E	F	G	H	I						
1	1	0	1		J	K	L	M	N	O	P	Q	R						
1	1	1	0			S	T	U	V	W	X	Y	Z						
1	1	1	1	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9					□	

Figura 20 Código de intercambio estándar EBCDIC

(b)

Posiciones de bit	7	0	0	0	0	1	1	1	1		
	6	0	0	1	1	0	0	1	1		
	5	0	1	0	1	0	1	0	1		
4	3	2	1								
0	0	0	0	NUL	DLE	SP	0	@	P	\	p
0	0	0	1	SOH	DC1	!	1	A	Q	a	q
0	0	1	0	STX	DC2	"	2	B	R	b	r
0	0	1	1	ETX	DC3	#	3	C	S	c	s
0	1	0	0	EOT	DC4	\$	4	D	T	d	t
0	1	0	1	ENQ	NAK	%	5	E	U	e	u
0	1	1	0	ACK	SYN	&	6	F	V	f	v
0	1	1	1	BEL	ETB	'	7	G	W	g	w
1	0	0	0	BS	CAN	(8	H	X	h	x
1	0	0	1	HT	EM)	9	I	Y	i	y
1	0	1	0	LF	SUB	*	:	J	Z	j	z
1	0	1	1	VT	ESC	+	;	K	[k	{
1	1	0	0	FF	FS	.	<	L	\	l	
1	1	0	1	CR	GS	-	=	M]	m	}
1	1	1	0	SO	RS	.	>	N	^	n	~
1	1	1	1	SI	US	/	?	O	_	o	DEL

Figura 21 Código de intercambio estándar ASCII

En ambos esquemas de codificación caben todos los caracteres alfabéticos, numéricos y de puntuación normales -llamados en conjunto caracteres imprimibles-, además de una serie de caracteres de control adicionales, que también se conocen como caracteres no imprimibles. Como ejemplos de caracteres no imprimibles podemos mencionar:

- caracteres para control de formato -BS (retroceso), LF (salto de línea), CR (retorno de carro), SP (espacio), DEL (eliminar), ESC (escape) y FF (salto de página);
- separadores de información -FS (separador de archivos) y RS (separador de registros);

- caracteres para control de transmisión -SOH (inicio de cabecera), STX (inicio de texto), ETX (fin de texto), ACK (confirmación o acuse de recibo), NAK (confirmación o acuse de recibo negativo) y SYN (inactividad síncrona).

Aunque dichos códigos sirven para operaciones de entrada y salida, una vez que los datos numéricos se han introducido en el computador, lo normal es que se conviertan y almacenen en una forma binaria de longitud fija, casi siempre de 8, 16 o 32 bits. Llamamos byte a un patrón binario de ocho bits y palabra a patrones más largos. Debido al número de bits con que se representa cada palabra, lo normal al comunicar datos entre dos DTE es utilizar múltiples elementos de longitud fija, cada uno de ocho bits. Así pues, en algunos casos los ocho bits transmitidos a través de un enlace de datos pueden representar un carácter imprimible codificado en binario (siete bits más un bit adicional para fines de detección de errores), mientras que en otros casos pueden representar un componente de ocho bits de un valor más grande. En este último caso, se dice que el elemento es un byte o, para fines de comunicación, un octeto.

5.2 COMUNICACIÓN DE SERIE

Cuando se transfiere información entre dos equipos separados físicamente, en especial si la separación es de más de unos cuantos metros, por razones de costo más bien se usa un solo par de líneas. Cada octeto que constituye los datos se transmite bit a bit dedicando un intervalo de tiempo fijo para cada bit. Este modo de comunicación se realiza la transmisión de bits en serie.

5.3 COMUNICACIÓN PARALELO

Dentro de un equipo, las distancias entre las subunidades y por tanto las longitudes de los alambres con que se conectan son cortas. Por esta razón, es práctica normal transferir datos entre las subunidades a través de un alambre individual para llevar cada uno de los

bits de una palabra de datos. Esto significa que las unidades se conectan con múltiples alambres, y se dice que los datos se intercambian mediante un modo de comunicación en paralelo. Este modo de operación implica un retardo mínimo en la transferencia de cada palabra.

En la figura 22 se ilustran los dos modos de operación alternativos. Al bit dentro de un equipo electrónico lo representamos por lo regular como un nivel de voltaje específico relativo a un nivel de referencia. En la figura 22, una señal alta relativa a la referencia indica la transmisión de un 1 binario, en tanto que un nivel de señal bajo, igual a la referencia, representa un 0 binario. En contraste, cuando se transmiten bits en serie las señales de alto y bajo nivel suelen ser voltajes positivos y negativos relacionados con la referencia.

Cuando una persona dicta una conferencia o pronuncia un discurso, la información básicamente se dirige en un solo sentido. En cambio, durante una conversación entre dos personas, por lo regular se intercambian mensajes hablados (información) en ambas direcciones. Estos mensajes suelen intercambiarse en forma alternada, pero, desde luego, se pueden intercambiar simultáneamente. De manera similar, cuando se transmiten datos entre dos equipos, es posible usar tres modos de operación análogos:

5.4 COMUNICACIÓN SIMPLEX

Éste se emplea cuando los datos se van a transmitir sólo en una dirección; por ejemplo, en un sistema de asentamiento de datos en el que un dispositivo de vigilancia devuelve una lectura a intervalos regulares a la instalación de recolección de datos.

5.5 COMUNICACIÓN SEMIDÚPLEX

Éste se da cuando los dos dispositivos interconectados desean intercambiar información (datos) en forma alternada; por ejemplo, si uno de los dispositivos devuelve datos sólo en respuesta a una solicitud del otro.

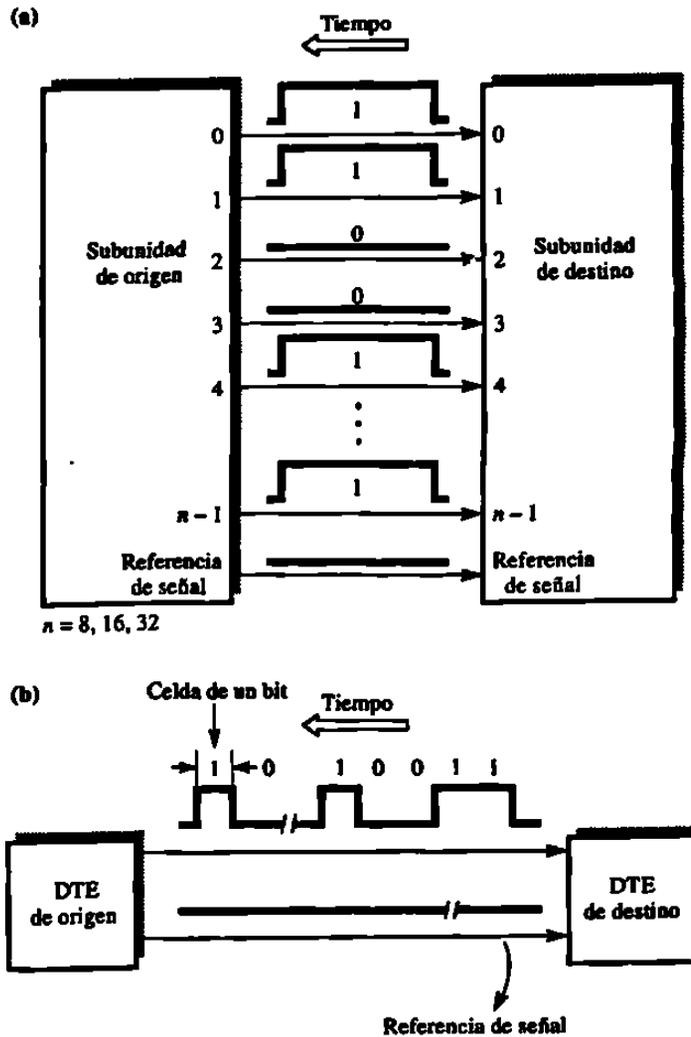


Figura 22 Métodos de Transmisión

Claro está, los dos dispositivos deben ser capaces de conmutar entre los modos de enviar y recibir después de cada transmisión.

5.6 COMUNICACIÓN DÚPLEX

Éste se conoce también como dúplex completo y se usa cuando los datos deben intercambiarse entre los dos dispositivos conectados en ambas direcciones al mismo tiempo; por ejemplo, cuando por razones de rendimiento los datos pueden fluir en ambas direcciones de manera independiente.

Los distintos modos de comunicación son importantes porque en muchos sistemas distribuidos los circuitos (líneas) de comunicación son arrendadas de las autoridades de telecomunicaciones (PTT), y resulta más económico alquilar un solo circuito y no dos si, por ejemplo, sólo se requiere una operación símplex.

6. TIPOS DE TRANSMISIÓN

6.1 TRANSMISIÓN PARALELO

Entre dos DTE los datos suelen ser transmitidos en múltiplos de una unidad de longitud fija, por lo regular de ocho bits. En algunos casos -por ejemplo, si un computador está transfiriendo un archivo de datos como podría ser un programa fuente- los datos consisten en un bloque de caracteres de ocho bits codificados en binario. En otros -por ejemplo, si el archivo es el código objeto (compilado) del programa- los datos consistirán en un bloque de bytes de ocho bits.

6.2 TRANSMISIÓN SERIE

Como cada carácter o byte se transmite como una serie de bits, el DTE receptor recibirá uno de dos niveles de señal que variarán según el patrón de bits (y, por tanto, la cadena de caracteres) que compone el mensaje. Si el dispositivo receptor ha de decodificar e interpretar este mensaje, deberá poder establecer lo siguiente:

- (1) dónde comienza cada periodo de celda de bit (para poder muestrear la señal de entrada a la mitad de cada celda);
- (2) dónde comienza y dónde termina cada elemento (carácter o byte), y

- (3) dónde comienza y dónde termina cada bloque de mensaje completo (denominado también trama).

Estas tres tareas se conocen como sincronización de bit o de reloj, sincronización de carácter o de byte, y sincronización de bloque o de trama, respectivamente.

En general, podemos lograr la sincronización de una de dos formas, dependiendo de que los relojes del transmisor y del receptor sean independientes (asíncronos) o estén sincronizados (síncronos). En la transmisión asíncrona, cada carácter (byte) se trata de manera independiente para fines de sincronización de reloj (bit) y de carácter (byte), y el receptor se resincroniza al principio de cada carácter recibido. En la transmisión síncrona, toda la trama (bloque) de caracteres se transmite en forma de una cadena de bits contiguos, y el receptor trata de mantener la sincronía con el flujo de bits de llegada hasta que recibe la trama (bloque) completa.

6.3 TRANSMISIÓN SÍNCRONA

Para transmitir bloques grandes de datos con tasas de bits más altas, se opta por la transmisión síncrona.

En la transmisión síncrona, el bloque o trama de datos completo se transmite como un flujo de bits contiguos sin ningún retardo entre cada elemento de ocho bits. Para lograr que el dispositivo receptor realice los distintos niveles de sincronización:

- (1) El flujo de bits transmitido se codifica de manera tal que el receptor se pueda mantener en sincronía de bits.
- (2) Todas las tramas van precedidas por uno o más bytes o caracteres reservados con el fin de asegurar que el receptor interprete de manera confiable los

límites de carácter o byte correctos dentro del flujo de bits recibido (sincronización de carácter o byte).

- (3) El contenido de cada trama se encapsula entre un par de caracteres o bytes reservados para la sincronización de tramas.

En el caso de la transmisión síncrona, durante el periodo entre la transmisión de tramas sucesivas, o bien se transmiten continuamente caracteres (o bytes) de inactividad síncrona para que el receptor pueda mantener la sincronía de bit y byte, o bien se antepone a cada trama dos o más bytes o caracteres de sincronización especiales que permitan al receptor recuperar la sincronía. Ello se ilustra en la figura 23.

Describiremos los métodos alternativos de codificación de bits con que se logra la sincronización de bits. Debemos asegurar que los caracteres (bytes) de inicio de trama y de fin de trama sean únicos, es decir, que no aparezcan en el contenido de la trama que se está transmitiendo. Es obvio que si la trama contiene, por ejemplo, un archivo en código binario, esto no podrá garantizarse y habrá que tomar medidas adicionales para contemplar esta posibilidad.

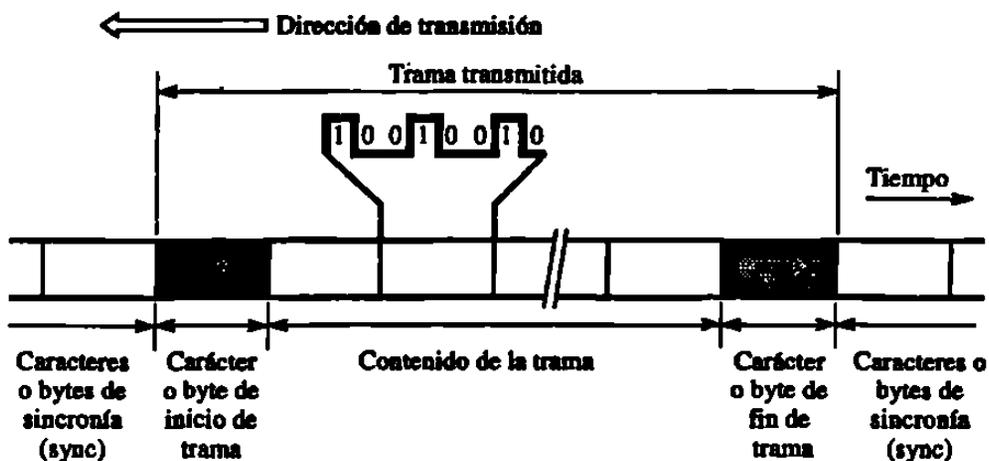


Figura 23 Fundamentos de la transmisión síncrona

EJEMPLO 8

Deduzca el número de bits adicionales requeridos para transmitir por un enlace de datos un mensaje que comprende cien caracteres de ocho bits, a partir de los siguientes esquemas de control de transmisión:

- (a) Asíncrono con un bit de inicio y dos bits de paro por carácter, un carácter de inicio de trama y un carácter de fin de trama.
 - (b) Síncrono con dos caracteres de sincronización, un carácter de inicio de trama y un carácter de fin de trama por mensaje.
- (a) Número de bits por carácter = $1 + 2 = 3$; por tanto, se requieren $(3 \times 100) + 2 \times (3 + 8) = 322$ caracteres adicionales.
- (b) Con transmisión síncrona, el número de bits adicionales se reduce a los dos caracteres de sincronización, el carácter de inicio de trama y el carácter de fin de trama; es decir, $4 \times 8 = 32$ bits.

6.4 TRANSMISIÓN ASÍNCRONA

Cuando los datos que se van a transmitir se generan a intervalos aleatorios, éste es el método de elección, por ejemplo, cuando un usuario se comunica con un computador a través de un teclado. Desde luego, en este tipo de comunicación el usuario introduce cada carácter a una tasa indeterminada, con intervalos de tiempo aleatorios y posiblemente largos entre cada digitación sucesiva. Esto significa que la señal en la línea de transmisión estará en el estado inactivo (llamado de marca) durante largos intervalos de tiempo entre caracteres. Con este tipo de comunicación, entonces, el receptor debe ser capaz de resincronizarse al principio de cada nuevo carácter que reciba. Para ello, cada

carácter o byte transmitido debe encapsularse entre un bit de inicio y uno o más bits de paro adicionales, como se ilustra en la figura 24.

Aunque se emplea sobre todo para transmitir caracteres entre un teclado (o más generalmente una terminal) y un computador, la transmisión asíncrona también puede servir para transmitir bloques de caracteres (o bytes) entre dos computadores. En tal caso, el bit de inicio de cada carácter subsecuente sigue de inmediato al o los bits de paro del carácter previo, ya que los caracteres de un bloque se transmiten, uno tras otro, sin ningún retardo entre sí.

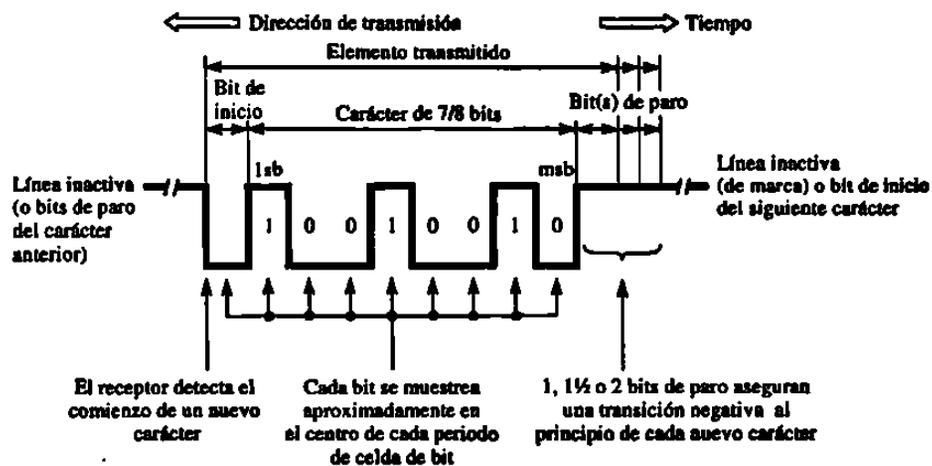


Figura 24 Fundamentos de la transmisión asíncrona

Como se aprecia en la figura 24, la polaridad de los bits de inicio y de paro es distinta. Esta diferencia asegura que siempre habrá por lo menos una transición ($1 \rightarrow 0 \rightarrow 1$) entre dos caracteres sucesivos, sin importar qué secuencias de bits tengan los caracteres transmitidos. Así, con la primera transición $1 \rightarrow 0$ posterior a un periodo inactivo el dispositivo receptor podrá determinar dónde comienza cada nuevo carácter. Además, al usar un reloj cuya frecuencia es N veces mayor que la frecuencia de la tasa de bits transmitidos ($N = 16$ es representativa), el dispositivo receptor podrá determinar (con una aproximación satisfactoria) el estado de cada bit del carácter transmitido al muestrear la señal recibida aproximadamente en el centro de cada periodo de celda de bit.

Podemos deducir que para transmitir cada elemento de datos del usuario se necesitan 10 bits (uno de inicio y uno de paro) o posiblemente 11 bits (uno de inicio y dos de paro). Suponiendo que hay un solo bit de inicio y dos bits de paro por cada elemento de ocho bits, y una tasa de transmisión de datos de, digamos, 1200 bps, la tasa de datos será de $1200/11$ o aproximadamente de 110 bytes por segundo.

Cuando los ingenieros de comunicación definen la tasa de transmisión de una línea, a menudo emplean el término baud. Según su uso correcto, sin embargo, este término indica el número de transiciones de señal de la línea por segundo. Así pues, si cada señal transmitida puede estar en uno de dos estados, los términos baud y bits por segundo (bps) serán equivalentes. No obstante, en algunos casos la señal de la línea puede adoptar más de dos estados, con lo cual cada celda transmitida puede servir para comunicar más de un solo bit de información. Es por ello que, para no crear confusión, empleamos el término tasa de señalización para definir el número de transiciones de la señal de la línea por segundo (en bauds), en tanto que la tasa de transferencia de información representa el número de bits de datos por segundo (bps). Por ejemplo, una tasa de señalización de 300 bauds con cuatro bits por elemento de señalización daría una tasa de datos de 1200 bps. Las tasas de señalización más comunes en las líneas asíncronas son de 110, 300, 1200, 4800, 9600 y 19 200 bps, aunque también hay tasas más altas para distancias cortas.

Por último, cuando se están transmitiendo bloques de caracteres (o bytes), cada bloque se encapsula entre un par de caracteres reservados (de control de transmisión) para obtener la sincronización de bloque (trama). Esto garantiza que el receptor, al recibir el primer carácter (byte) después de un periodo inactivo, pueda determinar que se está transmitiendo una nueva trama. De manera similar, al recibir el último carácter (byte), sabrá que ha llegado el final de la trama.

En la transmisión asíncrona, el reloj del receptor (con el cual se desplaza la señal recibida hacia el registro de desplazamiento SIPO), trabaja en forma asíncrona respecto a la señal recibida. Si queremos que el proceso de recepción se lleve a cabo sin fallos,

debemos contar con un esquema para que el reloj local (asíncrono) del receptor muestree (y luego desplace hacia el registro SIPO) la señal recibida lo más cerca posible del centro de cada celda de bit.

Para lograrlo, en el receptor, nos valemos de un reloj local con una frecuencia de N veces la tasa de bits transmitida ($N = 16$ es común), y cada nuevo bit se desplaza hacia el registro SIPO después de N ciclos de este reloj. La primera transición $1 \rightarrow 0$ asociada al bit de inicio de cada carácter sirve para iniciar el proceso de conteo. Cada bit (incluido el bit de inicio) se muestrea (aproximadamente) en el centro de cada celda de bit. Una vez detectada la primera transición, la señal (el bit de inicio) se muestrea después de $N/2$ ciclos de reloj y subsecuentemente cada N ciclos de reloj por cada bit del carácter. El esquema general se ilustra en la figura 25 (a), los principios de sincronización en la parte (b) y tres ejemplos de diferentes razones de tasa de reloj en la figura 26.

Como el reloj del receptor (RxC) está funcionando en forma asíncrona respecto a la señal recibida (RxD), las posiciones relativas de las dos señales pueden estar a una distancia máxima de un solo ciclo del reloj del receptor; las que se muestran en la figura 26 (c) son posiciones arbitrarias. No obstante, a partir de estos ejemplos podemos deducir que cuanto más alta sea la razón de tasa del reloj, más cercano estará el instante de muestreo al centro nominal de la celda de bit. Debido a este modo de operación, la tasa de bits máxima de uso más general con la transmisión asíncrona es de 19.2 kbps.

EJEMPLO 9

Hay que transmitir un bloque de datos por un enlace de datos en serie. Si el receptor cuenta con un reloj de 19.2 kHz, deduzca las razones de tasa de reloj apropiadas y estime las desviaciones para el peor caso respecto a los centros nominales de las celdas de bit, expresadas como un porcentaje de periodo de bit, para cada una de las siguientes tasas de transmisión de datos:

- (a) 1200 bps;
 (b) 2400 bps;
 (c) 9600 bps.

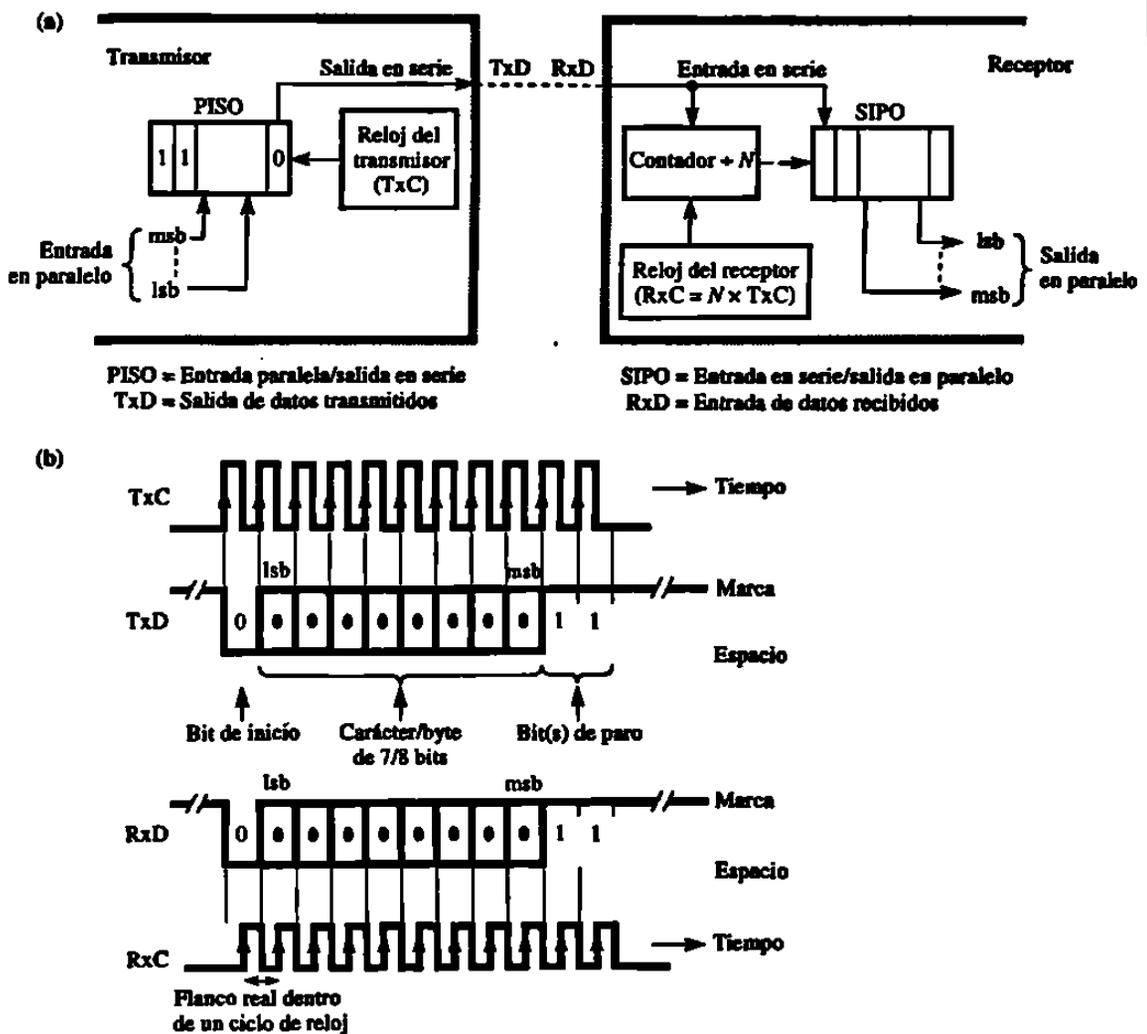


Figura 25 Transmisión asíncrona

A partir de la figura 26 es fácil deducir que la desviación para el peor caso respecto a los centros nominales de las celdas de bit es aproximadamente un ciclo del reloj del receptor. Por tanto:

- (a) A 1200 bps, la razón RxC máxima puede ser $\times 16$. En consecuencia la desviación máxima es de 6.25%.
- (b) A 2400 bps, la razón RxC máxima puede ser $\times 8$. En consecuencia, desviación máxima es de 12.5%.
- (c) A 9600 bps, la razón RxC máxima puede ser $\times 2$. En consecuencia, la desviación máxima es de 50%.

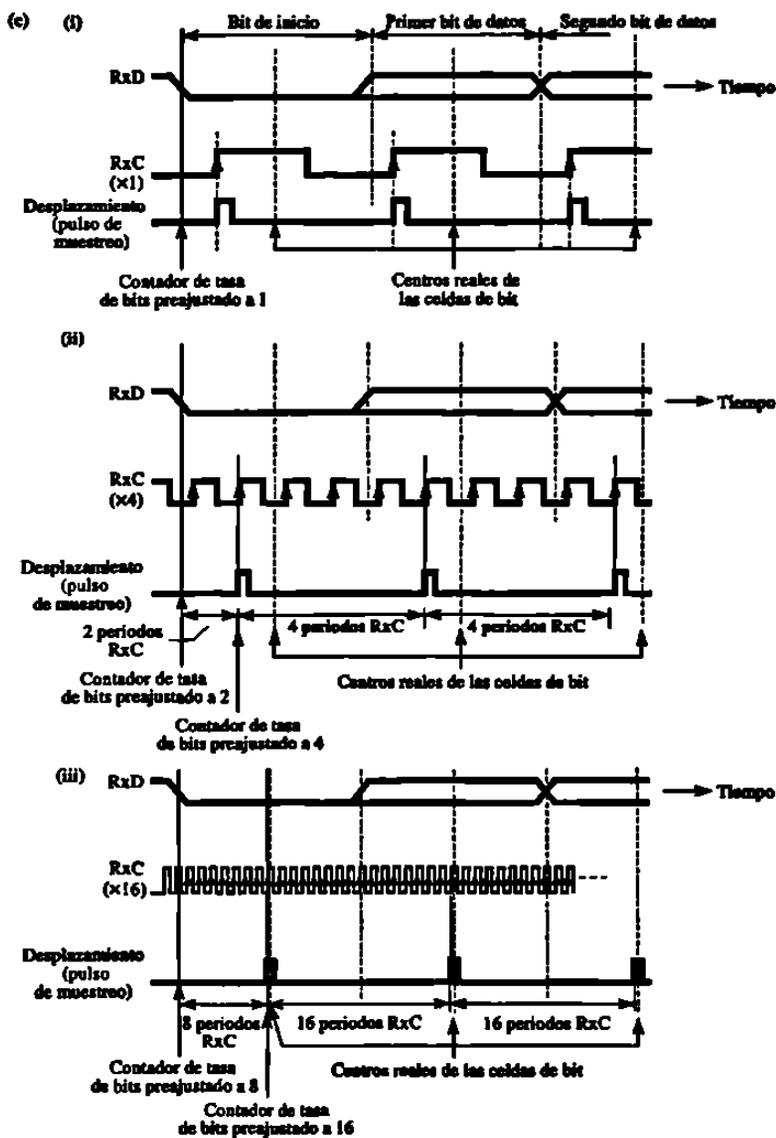


Figura 26 Ejemplos de distintas tasas de reloj

Claro está, el último caso es inaceptable. Si la línea es de baja calidad, y sobre todo si tiene una distorsión excesiva de retardo, incluso el segundo puede ser inaceptable. Por esta razón, siempre que sea posible se usará una razón de tasa de reloj de $x 16$.

6.5 TRANSMISIÓN ISÓCRONA

En la transmisión Isócrona se combinan los elementos de la transmisión de datos síncrona y la asíncrona. Al igual que la asíncrona se requiere que cada carácter tenga un bit de inicio y un bit de paro sin embargo al igual que en la síncrona el transmisor y el receptor se sincronizan.

El intervalo de sincronía entre dos bits consecutivos se especifica cómo un múltiplo entero de la longitud de un bit de código es decir todos los períodos en que no hay transmisión consiste en uno o mas intervalos de tiempo de carácter. Con esta sincronización se obtiene mayor precisión entre el equipo de transmisión y el de recepción que cuando se utiliza la transmisión asíncrona.

7. MÉTODOS DE DETECCIÓN DE ERRORES

7.1 INTRODUCCIÓN

Durante la transmisión de datos entre dos DTE es muy común, en especial si las líneas de transmisión están en un entorno eléctricamente ruidoso como la PSTN, que las señales eléctricas que representan el flujo de bits transmitido sufran cambios a causa de la interferencia electromagnética que los dispositivos eléctricos cercanos inducen en las líneas. Esto significa que el receptor podría interpretar señales que representan un 1 binario como señales de 0 binario, y viceversa. Para asegurar que la información recibida por un DTE de destino tenga una alta probabilidad de ser idéntica a la que envió el DTE transmisor, el receptor debe contar con algún mecanismo que le permita deducir, con suficiente probabilidad, cuando la información recibida contiene errores. Además, si se detectan errores se requerirá un mecanismo para obtener una copia de la información correcta.

Son dos las estrategias que se emplean para lograr esto:

- (1) El control de errores hacia adelante, en el que cada carácter o trama transmitido contiene información adicional (redundante) que permite al receptor no sólo detectar la presencia de errores, sino además determinar en qué punto del flujo de bits recibido están dichos errores. Así, los datos correctos se obtienen invirtiendo los bits en cuestión.

- (2) El control de errores por retroalimentación (retrospectivo), en el que cada carácter o trama incluye sólo suficiente información adicional para que el receptor pueda saber si se presentan errores, pero no su ubicación exacta. Se emplea un esquema de control de retransmisión para solicitar el envío de otra copia de la información que, se espera, será correcta.

En la práctica, el número de bits requeridos para lograr un control de errores hacia adelante confiable crece rápidamente conforme aumenta el número de bits de información. Por ello, el control de errores por retroalimentación es el método predominante en los sistemas de comunicación de datos y redes.

El control de errores por retroalimentación se puede dividir en dos partes:

- (1) las técnicas que se usan para lograr una detección de errores confiable, y
- (2) los algoritmos de control con que se realizan los esquemas de control de retransmisión asociados.

Técnicas de detección de errores más comunes en la actualidad. Examinaremos algunos de los algoritmos de control de retransmisión alternativos.

Los dos factores que determinan el tipo de esquema para la detección de errores son la tasa de errores de bit (BER: *bit error rate*) de la línea o circuito y el tipo de errores, es decir, si los errores ocurren aleatoriamente en bits aislados o en grupos contiguos de bits erróneos. A los segundos se les conoce como ráfagas de errores. La BER es la probabilidad P de que un solo bit esté alterado en un intervalo de tiempo definido. Así pues, una BER de 10^{-3} significa que, en promedio, un bit de 10^3 se alterará durante un periodo de tiempo definido.

Si estamos transmitiendo caracteres individuales empleando transmisión asíncrona (digamos ocho bits por carácter más un bit de inicio y otro de paro), la probabilidad de que un carácter esté alterado es de $1 - (1 - P)^8$, que es aproximadamente de 10^{-2} . O bien, si estamos transmitiendo bloques de caracteres por transmisión síncrona (digamos 125 caracteres por bloque, con ocho bits por carácter), la probabilidad de que un bloque (trama) contenga un error es aproximadamente de 1. Ello significa que, en promedio, cada bloque contendrá un error y habrá que retransmitirlo. Desde luego, esta longitud de trama es demasiado grande para este tipo de línea, y deberá ser reducido para que su rendimiento sea aceptable.

Tiene su importancia el tipo de errores presentes porque, como veremos, los distintos tipos de esquemas para detectarlos identifican diferentes tipos de errores. Además, el número de bits empleados en algunos esquemas determina la longitud de las ráfagas que se detectan. Los tres esquemas más utilizados son los de paridad, verificación de suma de bloque y verificación de redundancia cíclica. Consideraremos estos tres métodos por separado.

7.2 PARIDAD

El método de bit de paridad es el más común para detectar errores de bit con transmisión asíncrona y transmisión síncrona orientada a caracteres. En este esquema, el transmisor agrega un bit adicional -el de paridad- a cada carácter antes de transmitirlo. El bit de paridad empleado depende de los bits que constituyen el carácter transmitido. Al recibir cada carácter, el receptor realiza la misma función con él y compara el resultado con el bit de paridad recibido. Si son iguales, se supone que no hubo ningún error; si son distintos se supone que hubo un error de transmisión.

Para calcular el bit de paridad de un carácter, se suman todos los bits 1 del código correspondiente al carácter, y se escoge el bit de paridad de modo que el número total de bits 1 (incluido el bit de paridad mismo) sea par -en el caso de la paridad par- o bien impar -en la paridad impar-. Los principios del esquema se ilustran en la figura 27.

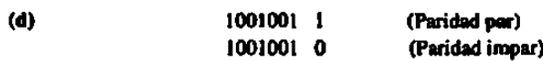
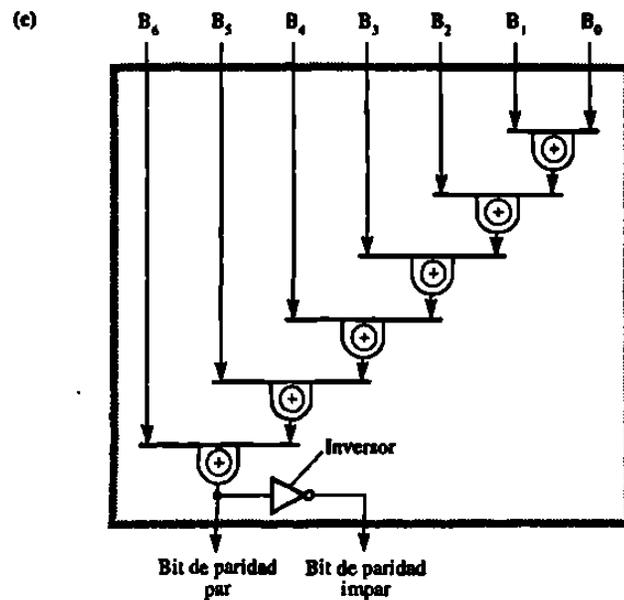
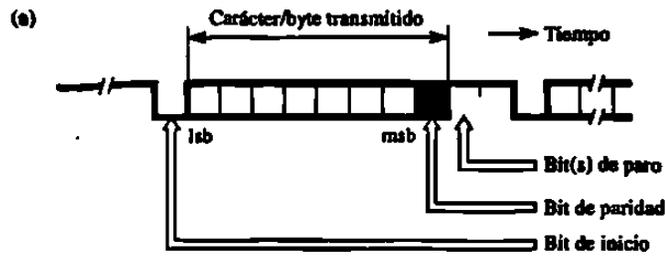


Figura 27 Métodos de paridad

Los dos ejemplos de la figura 27 (d) muestran que el método del bit de paridad sólo detecta errores de bit individuales (o un número impar de errores) y que si son dos los errores de bit (o un número par de errores), éstos pasan inadvertidos.

Los circuitos con que se calcula el bit de paridad de cada carácter consisten en un conjunto de puertas OR exclusiva (XOR) conectadas como se ilustra en la figura 27 (c). A la puerta XOR también se le llama sumador módulo 2 porque, como se indica en la

tabla de verdad de la figura 27 (b), la salida de la operación OR exclusiva entre dos dígitos binarios equivale a la suma de esos dígitos sin el bit de acarreo. Primero se aplica una OR exclusiva al par de bits menos significativo; a continuación se aplica otra OR exclusiva a la salida de la operación anterior y al siguiente bit (más significativo), y así sucesivamente. La salida de la última puerta es el bit de paridad requerido, el cual se carga en el registro PISO del transmisor antes de enviar el carácter. De manera similar, en el extremo receptor, el bit de paridad recalculado se compara con el recibido; si son distintos, se habrá detectado un error de transmisión.

En la teoría de la codificación, el término con que se describe la unidad de mensaje combinada, compuesta por los bits de datos útiles y los bits adicionales para detección de errores, es el de palabra de código. El número mínimo de posiciones de bit que distingue dos palabras de código válidas es la distancia de Hamming del código. Por ejemplo, consideremos un esquema de codificación que tiene siete bits de datos y un solo bit de paridad en cada palabra de código. Si suponemos que se usa paridad par, las siguientes serán palabras de código consecutivas en dicho esquema:

```
0000000 0
0000001 1
0000010 1
0000011 0
```

A partir de esta lista podemos deducir que el esquema tiene una distancia de Hamming de 2, ya que cualesquiera dos palabras de código válidas consecutivas difieren en por lo menos dos posiciones. Esto significa que el esquema no detecta errores de dos bits, pues el patrón de bits resultante (alterado) será una palabra de código distinta pero válida. Sin embargo, sí detecta todos los errores de un solo bit, ya que si sólo se altera un bit de una palabra de código se obtendrá una palabra no válida.

7.3 VERIFICACIÓN DE SUMA EN BLOQUE

Cuando se están transmitiendo bloques de caracteres, es mayor la probabilidad de que un carácter (y por tanto el bloque) contenga un error de bit. La probabilidad de que un bloque contenga un error se denomina tasa de errores de bloque. Al estar transmitiendo bloques de caracteres (tramas), podemos lograr una extensión en la capacidad de detección de errores obtenida con un solo bit de paridad por carácter (byte) mediante un conjunto adicional de bits de paridad calculado a partir del bloque completo de caracteres (bytes) de la trama. Con este método, a cada uno de los caracteres (bytes) de la trama se le asigna un bit de paridad, igual que antes (paridad transversal o de fila). Además se calcula un bit adicional por cada posición de bit (paridad longitudinal o de columna) de la trama completa. El conjunto resultante de bits de paridad por cada columna recibe el nombre de carácter de verificación (de suma) de bloque porque cada bit que compone este carácter es la suma módulo 2 de todos los bits de la columna correspondiente. El ejemplo de la figura 28 emplea paridad impar para los bits de paridad de fila y paridad par para los bits de paridad de columna, y supone que la trama contiene caracteres imprimibles.

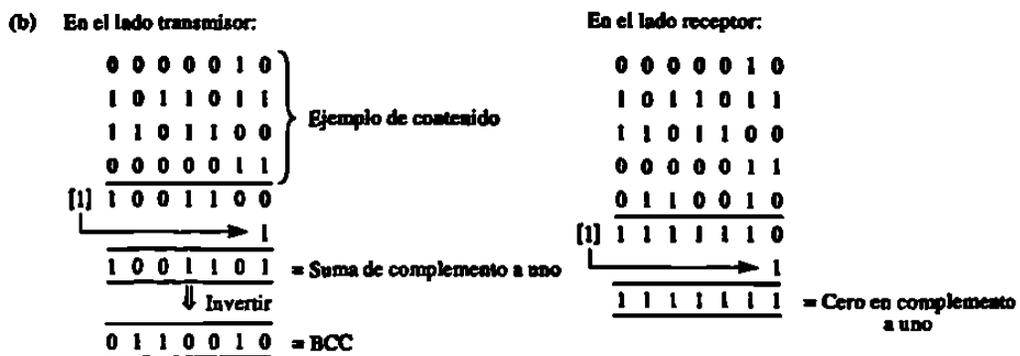
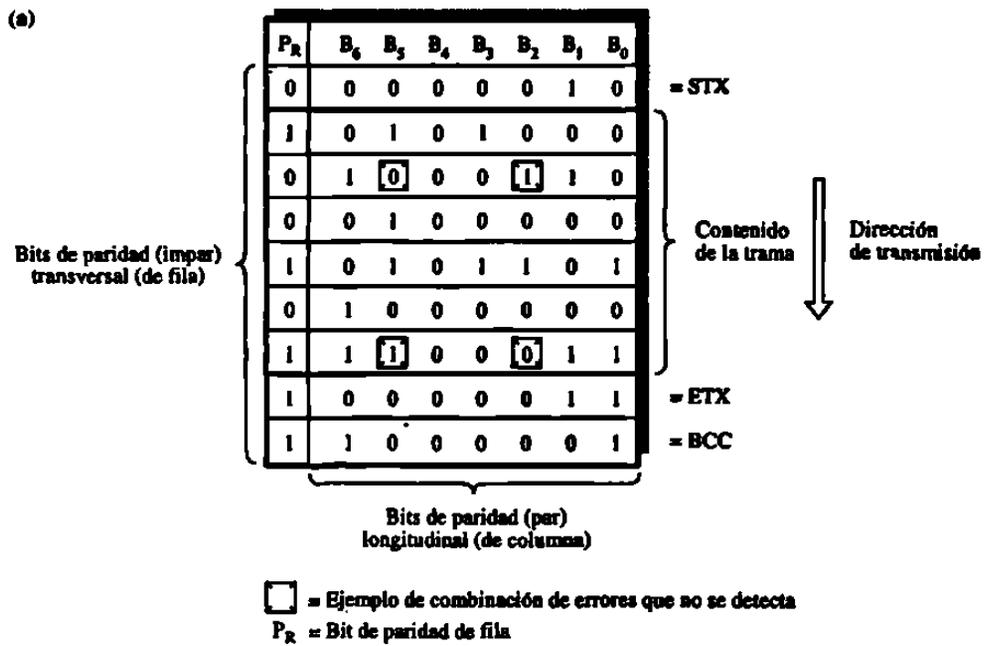


Figura 28 Verificación de suma en bloque

A partir de este ejemplo podemos deducir que, si bien dos errores de bit en un carácter no serán detectados por la verificación de paridad de fila, si serían detectados por la verificación de paridad de columna correspondiente. Desde luego, esto se cumplirá sólo si no ocurren dos errores de bit en la misma columna simultáneamente, pero, por supuesto, la probabilidad de que esto suceda es mucho menor que la probabilidad de que haya dos errores de bit en un solo carácter. Con la verificación de suma de bloque mejora de manera significativa la capacidad de detección de errores del esquema.

Una variante de este esquema consiste en utilizar la suma de complemento a

1. como base para la verificación de la suma de bloque, en lugar de la suma módulo 2.
2. El principio del esquema se ilustra en la figura 28(b).

En este esquema, los caracteres (o bytes) del bloque por transmitir se tratan como números binarios sin signo, y el primer paso consiste en sumarlos mediante aritmética de complemento a uno. Luego se invierten todos los dígitos de la suma obtenida y el resultado sirve como carácter de verificación de bloque (BCC: *block check character*). En el receptor, se calcula la suma de complemento a uno de todos los caracteres del bloque -incluso el de verificación de bloque- y, si no hay errores, el resultado deberá ser cero. Recordemos que en la aritmética de complemento a uno se emplea el acarreo cíclico; es decir, cualquier acarreo producido en la posición de bit más significativa se suma a la suma binaria existente. Además, en aritmética de complemento a uno el cero se representa bien con sólo ceros binarios o bien con sólo unos binarios.

A partir de la figura 28 (b) podemos deducir que las propiedades de detección de errores de este esquema son mejores que las del método de suma módulo 2. Por la facilidad con que se calcula la suma de complemento a uno se le utiliza en los métodos de detección de errores de varias aplicaciones en las que es necesario realizar la operación de detección sólo por software.

7.4 VERIFICACIÓN DE REDUNDANCIA CÍCLICA

Los dos esquemas anteriores son los más apropiados para aplicaciones en las que ocurren errores aleatorios de un solo bit. En cambio, cuando se presentan ráfagas de errores debemos contar con un método más riguroso. Una ráfaga de errores comienza y termina con un bit erróneo, aunque los bits intermedios puedan estar o no alterados. Por tanto, una ráfaga de errores se define como el número de bits entre dos bits erróneos sucesivos, comprendidos los dos bits incorrectos. Además, al determinar la longitud de una ráfaga de errores, el último bit erróneo de una ráfaga y el primer bit erróneo de la

siguiente ráfaga deben estar separados por B o más bits correctos, donde B es la longitud de la ráfaga de errores. En la figura 29 se muestra un ejemplo de dos ráfagas de errores con diferente longitud. Observe que los errores de bit primero y tercero no sirven para definir una ráfaga de errores única de 11 bits, ya que aparece un error en los siguientes 11 bits.

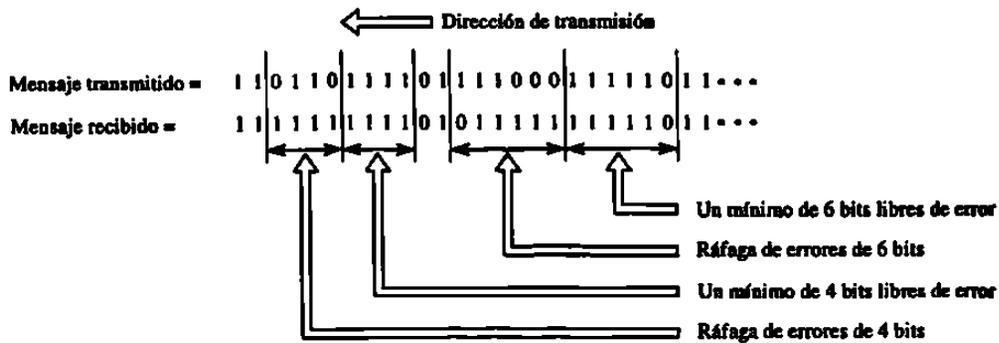


Figura 29 Ráfaga de errores

La paridad, o la verificación de suma de bloque derivada de ella, no constituye un esquema de detección confiable contra las ráfagas de errores. En tales casos la alternativa más común se basa en los códigos polinomiales, que se aplican a esquemas de transmisión de tramas (o bloques). Por cada trama transmitida se genera (calcula) un conjunto único de dígitos de verificación, con base en el contenido de la trama, y el transmisor lo añaden al final de la trama. El receptor, a su vez, realiza un cálculo similar con la trama completa y los dígitos de verificación. Si no se han inducido errores, siempre se obtendrá un resultado conocido; si se obtiene una respuesta distinta, se habrá detectado un error.

El número de bits de verificación por trama se escoge de modo que se ajuste al tipo de errores de transmisión esperados, aunque lo más común es que sean 16 o 32. A los dígitos de verificación calculados se les llama secuencia de verificación de trama (FCS: *frame check sequence*) o dígitos de verificación de redundancia cíclica (CRC: *cyclic redundancy check*).

La teoría matemática en que se fundamentan los códigos polinomiales rebasa, en lo esencial, si se emplea aritmética módulo 2, el método se sustenta en la siguiente propiedad de los números binarios. Sean:

$M(x)$ un número de k bits (el mensaje por transmitir);

$G(x)$ un número de $(n + 1)$ bits (el divisor o generador);

$R(x)$ un número de n bits tal que $k > n$ (el residuo).

Entonces, si:

$$\frac{M(x) \times 2^n}{G(x)} = Q(x) + \frac{R(x)}{G(x)}, \text{ donde } Q(x) \text{ es el cociente,}$$

$$\frac{M(x) \times 2^n + R(x)}{G(x)} = Q(x), \text{ suponiendo aritmética módulo 2.}$$

Es fácil confirmar este resultado sustituyendo la expresión correspondiente a $M(x) \times 2^n / G(x)$ en la segunda ecuación, lo que nos da:

$$\frac{M(x) \times 2^n + R(x)}{G(x)} = Q(x) + \frac{R(x)}{G(x)} + \frac{R(x)}{G(x)},$$

lo que es igual a $Q(x)$, ya que en aritmética módulo 2 cualquier número sumado a sí mismo produce cero; es decir, el residuo es cero.

Para aprovechar esto, el contenido total de la trama, $M(x)$, junto con un conjunto concatenado de tantos ceros como dígitos de FCS que se van a generar (lo que es equivalente a multiplicar el mensaje por 2^n , donde n es el número de dígitos de la FCS), se divide módulo 2 por un segundo número binario, $G(x)$, el polinomio generador, que contiene un dígito más que la FCS. La división equivale a realizar la operación de OR exclusiva bit por bit en paralelo conforme se procesa cada bit de la trama. El residuo $R(x)$ será entonces la FCS que se transmitirá al final de los dígitos de información. De manera similar, en el receptor, el flujo de bits de llegada, entre ellos los dígitos de la FCS, se divide otra vez entre el mismo polinomio generador -esto es, $(M(x) \times 2^n + R(x)) / G(x)$ - y, si no se presentan errores, el residuo sólo contendrá ceros. En cambio, si hay un error, el residuo será distinto de cero.

EJEMPLO 10

Se va a transmitir una serie de bloques de mensaje (tramas) de ocho bits por un enlace de datos empleando CRC para detectar errores. El polinomio generador será 11001. Con un ejemplo, ilustre lo siguiente:

- (a) el proceso de generación de la FCS;
- (b) el proceso de verificación de la FCS.

En la figura 30 se ilustra la generación de la FCS para el mensaje 11100110. En primer lugar, se concatenan cuatro ceros al mensaje, lo que equivale a multiplicar el mensaje por 2^4 , ya que la FCS tendrá cuatro bits. Después, esto se divide (módulo 2) por el polinomio generador (número binario). La operación de división módulo 2 es equivalente a efectuar la operación de OR exclusiva bit a bit en paralelo conforme se procesa cada uno de los bits del dividendo.

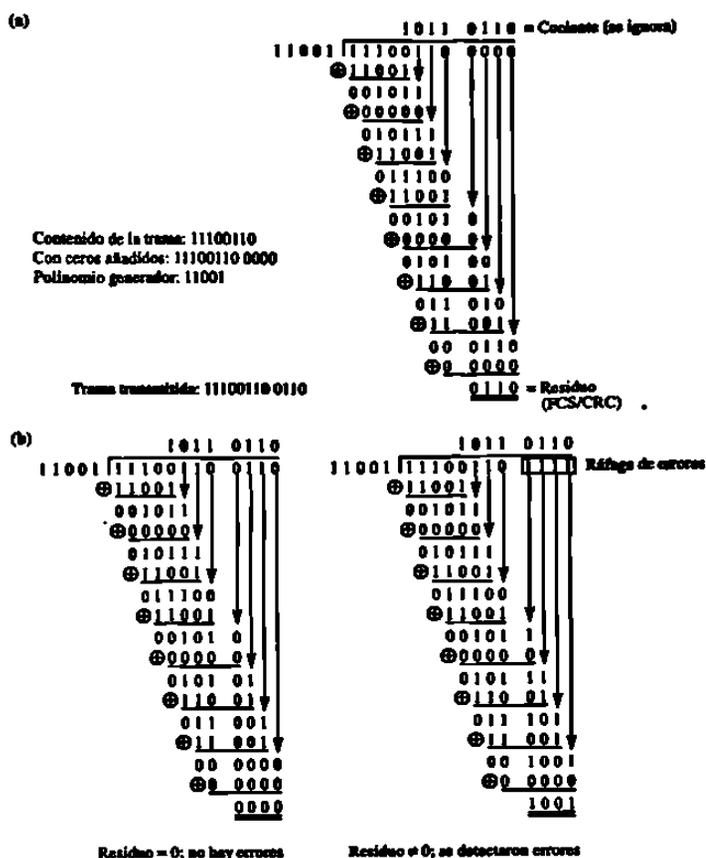


Figura 30 Código de redundancia cíclica

Así mismo, con aritmética módulo 2 podemos hacer una división en cada uno de los residuos parciales, siempre que los dos números tengan la misma longitud, es decir, siempre que los dos bits más significativos sean unos. No hay que considerar la magnitud relativa de los dos números. El residuo de 4 bits resultante (0110) es la FCS, que entonces se añade al final del mensaje original en el momento de su transmisión. El cociente es irrelevante.

En el receptor, la secuencia completa de bits recibida se divide por el mismo polinomio generador que se usó en el transmisor. En la figura 30 (b) se muestran dos ejemplos de ello. En el primero se supone que no se presentan errores, por lo que el residuo es cero, y tampoco se usa el cociente. En el segundo, en cambio, se supone que hubo una ráfaga de errores de cuatro bits al final de la secuencia transmitida. En consecuencia, el residuo obtenido no es cero, lo que indica que hubo un error de transmisión.

Es importante la elección del polinomio generador porque éste determina los tipos de errores que es posible detectar. Supongamos que la trama transmitida, $T(x)$, es:

110101100110

y que el patrón de error, $E(x)$, es:

00000000 1001

es decir, un 1 en una posición de bit indica un error. Entonces, con aritmética módulo 2:

Trama recibida = $T(x) + E(x)$.

Ahora bien:

$$\frac{T(x) + E(x)}{G(x)} = \frac{T(x)}{G(x)} + \frac{E(x)}{G(x)}$$

Pero $T(x) / G(x)$ no produce ningún residuo. Por tanto, sólo se detectará un error si $E(x) / G(x)$ producirá un residuo, con aritmética módulo 2, con todos los errores de un solo bit y de dos bits, que entonces se podrán detectar. A la inversa, una ráfaga de errores con la misma longitud que $G(x)$ puede ser un múltiplo de $G(x)$; en tal caso, no producirá ningún residuo y pasará inadvertida.

En síntesis, un polinomio generador de R bits detectará:

- Todos los errores de un solo bit.
- Todos los errores de dos bits.

- Todos los errores de bit en número impar.
- Todas las ráfagas de errores $< R$.
- La mayor parte de las ráfagas de errores $\geq R$.

La forma de representación regular de un polinomio generador consiste en indicar las posiciones que sean unos binarios como potencias de X . Así, los siguientes son ejemplos de CRC que se usan en la práctica:

$$\text{CRC - 16} \quad = X^{16} + X^{15} + X^2 + 1$$

$$\text{CRC - CCITT} \quad = X^{16} + X^{12} + X^5 + 1$$

$$\begin{aligned} \text{CRC - 32} \quad &= X^{32} + X^{26} + X^{23} + X^{16} + X^{12} + X^{11} + X^{10} + X^8 + X^7 \\ &+ X^5 + X^4 + X^2 + X + 1 \end{aligned}$$

Así pues, CRC-16 en forma binaria es equivalente a:

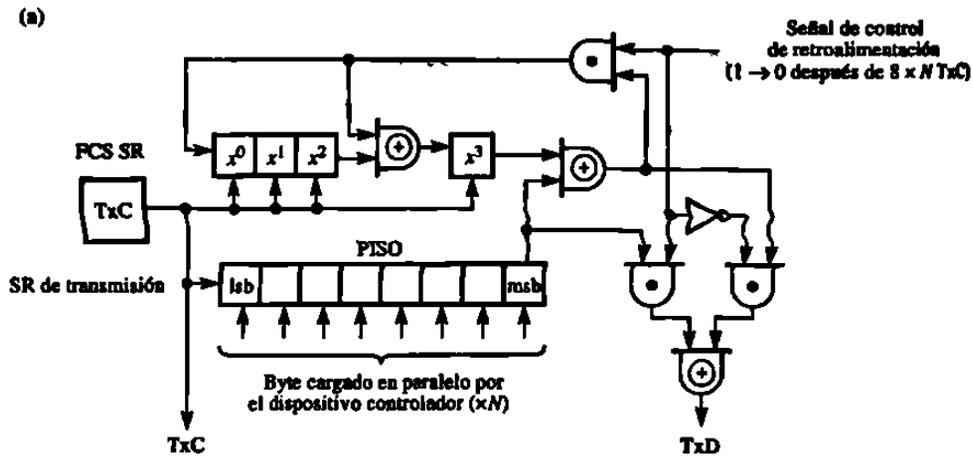
110000000 0000 0101

Con un polinomio generador como éste, se añadirían 16 ceros al contenido de la trama antes de la generación de la FCS. Esta última sería el residuo de 16 bits. CRC-16 detectará todas las ráfagas de errores con menos de 16 bits y casi todas las ráfagas de errores de 16 bits o más. Tanto CRC-16 como CRC-CCITT son muy utilizados en las WAN, a diferencia de CRC-32, que es la más usada en las LAN.

Aunque el requisito de realizar varias divisiones (módulo 2) parezca relativamente complicado, en la práctica es bastante fácil hacerlo ya sea por hardware o por software. Como ilustración, en la figura 31 (a) se presenta una implementación en hardware del esquema ilustrado en la figura 30.

En este ejemplo, como vamos a generar cuatro dígitos de FCS, sólo necesitamos un registro de desplazamiento de cuatro bits para representar los bits x^3 , x^2 , x^1 y x^0 del polinomio generador. A menudo a éstos se les llama los bits activos del generador. Con este polinomio generador, los dígitos x^3 y x^0 son unos binarios, en tanto que los dígitos x^2 y x^1 son ceros binarios. Los nuevos estados de los elementos x^1 y x^2 del registro de desplazamiento simplemente adoptan los estados de x^0 y x^1 en forma directa; los nuevos estados de los elementos x^0 y x^3 quedarán determinados por el estado resultante de aplicar una XOR a la línea de retroalimentación con el dígito precedente.

El circuito opera como sigue. Se carga con ceros el registro de desplazamiento de la FCS y el primer byte de ocho bits de la trama se carga en paralelo en el registro de desplazamiento PISO de transmisión, de donde es desplazado hacia la línea de transmisión, comenzando por el bit más significativo, a una velocidad determinada por el reloj del transmisor, TxC. En sincronía de tiempo con esto, al mismo flujo de bits se le aplica una XOR con x^3 , y el resultado se pasa por la línea de retroalimentación a las entradas seleccionadas del registro de desplazamiento de la FCS. Conforme cada byte de ocho bits subsecuente se carga en el registro de desplazamiento de transmisión y se transmite como flujo de bits en serie por la línea, el procedimiento se repite. Para terminar, después de haber sido enviado el último byte de la trama, el registro de desplazamiento de transmisión se carga con ceros y la señal de control de retroalimentación cambia de 1 a 0 para que el contenido actual del registro de desplazamiento de la FCS -el residuo calculado- siga al contenido de la trama por la línea de transmisión.



Pulsos de TxC	SR de transmisión								SR de la FCS			
	lsb							msb	x^0	x^1	x^2	x^3
0	0	1	1	0	0	1	1	1	0	0	0	0
1	0	0	1	1	0	0	1	1	1	0	0	1
2	0	0	0	1	1	0	0	1	0	1	0	0
3	0	0	0	0	1	1	0	0	1	0	1	1
4	0	0	0	0	0	1	1	0	1	1	0	0
5		0	0	0	0	0	1	1	0	1	1	0
6			0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
7				0	0	0	0	0	1	1	0	0
8					0	0	0	0	0	1	1	0
9						0	0	0		0	1	1
10							0	0		0	1	
11								0				0

SR = Registro de desplazamiento

Figura 31 Diagrama de Generación CRC por Hardware PISO

En la figura 31(a), los contenidos de los registros de desplazamiento de transmisión y de la FCS suponen que la trama tiene un solo byte ($N = 1$), y por tanto corresponden al ejemplo anterior de la figura 30. En la figura 31 se ilustran los contenidos de ambos registros de desplazamiento después de cada pulso de desplazamiento (del reloj del transmisor). El flujo de bits transmitido aparece en los recuadros en línea punteada.

El hardware correspondiente en el receptor es similar al del transmisor, como se aprecia en la figura 31 (b). Los datos recibidos (RxD) se muestrean en el centro (o más

adelante, con la codificación Manchester) de cada celda de bit y se desplazan hacia el registro de desplazamiento SIPO de recepción. Además, como antes, en sincronía de tiempo con esto se aplica una XOR al flujo de bits con x^3 , y el resultado pasa al registro de desplazamiento de la FCS.

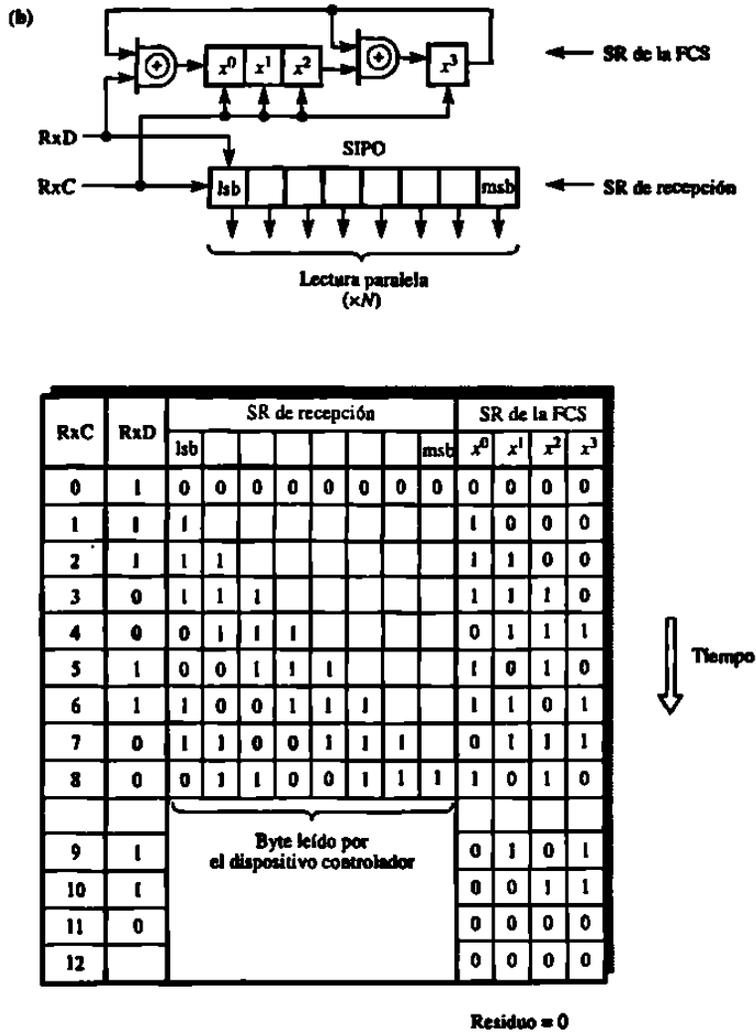


Figura 32 Diagrama de Generación del CRC por Hardware SIPO

Conforme lo recibe, el dispositivo controlador lee cada byte de ocho bits. Una vez más, los contenidos que se muestran corresponden a una trama que sólo consta de un byte de datos.

Por lo regular, el hardware de la figura 31 se incorpora en los circuitos de control de transmisión asociados a la transmisión orientada a bits. En algunos casos se prefiere una

CRC en lugar de una verificación de suma de bloque con la transmisión orientada a caracteres. En tales situaciones, lo normal es que el dispositivo controlador tenga que generar la CRC por software y no por hardware, lo cual es relativamente sencillo, como puede apreciarse en el pseudocódigo de la figura 33.

Este código supone un polinomio generador (divisor) de ocho bits y que la trama con formato previo -STX, ETX, etc.- está almacenada en un vector. Se puede usar el mismo código para la generación y verificación de la CRC; si se va a generar la CRC, el vector deberá contener un byte/carácter constituido exclusivamente por ceros al final.

{ Supongamos que se va a transmitir una trama con formato (con un byte cero al final) o que una trama recibida se almacena en un vector de bytes buff[1..count], y también que los ocho bits activos de un divisor de nueve bits se almacenan en los ocho bits más significativos de un entero de 16 bits llamado CRCDIV. La siguiente función calculará y devolverá la CRC de ocho bits}

```
function CRC : byte;
var   i, j : integer;
      data : integer;

begin
  data := buff[1] shl 8;
  for j := 2 to count do
    begin
      data := data + buff [j]
      for i := 1 to 8 do
        if ((data and $8000) = $8000) then
          begin data := data shl 1;
                data := data xor CRCDIV; end;
          else data := data shl 1;
        end;
      CRC := data shr 8;
    end;
end;
```

Figura 33 Pseudo código para cálculo verificación de 8 bits por software

COMPRESIÓN DE DATOS

Hasta aquí hemos supuesto que los contenidos de las tramas (bloques) transmitidas consisten en los datos originales (fuente) en forma de cadenas de caracteres o bytes de longitud fija. Aunque esto sea así en muchas aplicaciones de comunicación de datos, en otras los datos fuente se *comprimen* antes de ser transmitidos. Las aplicaciones que más

se sirven de este procedimiento son aquellas en que intervienen recursos de transmisión públicos, como la PSTN, en los cuales las cuotas se basan en el tiempo (duración) y la distancia. Por tanto, si es posible reducir el tiempo necesario para transmitir cada bloque de datos, se reducirá automáticamente el costo de la llamada.

Por ejemplo, supongamos que estamos transmitiendo datos a 4800 bps por la PSTN y que el tiempo requerido para transmitir los datos asociados a la llamada es de 20 minutos. Por supuesto, si con la compresión de datos podemos reducir a la mitad la cantidad de datos por transmitir, obtendremos un ahorro del 50% en los costos de su transmisión. Esto equivale a decir que podemos obtener el mismo rendimiento con un módem de 4800 bps con la compresión que si empleáramos un módem de 9600 bps sin compresión.

En la práctica hay diversos algoritmos de compresión, cada uno apropiado para el tipo de datos de que se trate. En la actualidad, algunos módems -a menudo denominados módems inteligentes- ofrecen una función de compresión adaptativa que selecciona un algoritmo de compresión adecuado para el tipo de datos que se está transmitiendo. En esta sección describiremos algunos de los tipos de algoritmos más comunes para la compresión de datos.

8. DISEÑO DE UNA INTERFAZ ELÉCTRICA APLICADA A LA TRANSMISIÓN DE DATOS

8.1 DESCRIPCIÓN DEL MEDIO DE TRABAJO

La asociación de industrias electrónicas (EIA), en 1983, creó un nuevo estándar de transmisión balanceado llamado RS-485. El estándar EIA RS-485 direcciona los problemas de la transmisión de datos, donde una línea de transmisión balanceada es usada en una configuración partilínea. Esto es similar en muchos aspectos al muy popular estándar EIA RS-422; en donde el RS-485 puede ser considerado la salida de expansión y acoplarse al RS-422 para permitir una transmisión de datos multipunto (donde varios drivers y receptores se enlazan en una misma línea). El estándar RS-485, como el RS-422, especifica solo las características eléctricas de los drivers y de los receptores para ser usados en la línea de interfase; esto no lo especifica o recomienda ningún protocolo. El protocolo es ambiguo al usuario.

El estándar EIA RS-485 fue muy difundido y desde esta ratificación también fue muy aceptado. Los usuarios están ahora dispuestos a configurar una red de área local y conexiones de comunicación multi-caídas usando cable par tranzado y el protocolo de su rango y distancia para especificar las aplicaciones y además así obtener el mejor rendimiento entre costo y diseño. La aceptación del estándar RS-485 es además reflejada por el hecho de que otros estándares se refieren a éste cuando se especifican enlaces de

datos multipunto. La ANSI (*American National Standards Institute*), la IPI (*Intelligent Peripheral Interface*) y la SCSI (*Small Computer System Interface*) están usando el estándar RS-485 como la base de su voltaje de interfase en modo diferencial. El estándar IPI especifica la interfase entre los controladores del disco driver y los adaptadores del host, y esto requiere una proporción de datos de 2.5 megabaudios sobre unos 50 metros de conexión de datos. El estándar SCSI especifica la interfase entre la computadora personal, los discos de drivers y las impresoras en proporciones de datos en un máximo de 4 megabaudios sobre 25 metros.

Este no es posible a usarse en estándares de compuertas estructurales y no reúne los requerimientos de estándar RS-485. Las modificaciones necesarias para completar con los requerimientos de DC en este estándar, tienden a desvirtuar las características de AC y tener una pesada carga en velocidad. Como siempre, es posible mejorar el diseño de AC empleando diseños técnicos especiales. La familia de chips hechos por National Semiconductros reúnen todos los requerimientos de la EIA RS-485, y aún provee rendimiento de AC comparable con los dispositivos existentes del RS-422. El chip cuenta con cuatro dispositivos. Ellos son los transceivers DS-3695/DS-3696 y los repetidores DS-3697/DS-3698. Los dispositivos de la National RS-485 incorporan varias características en suma con las especificadas por el estándar RS-485. Esas características proveen una gran versatilidad, fácil uso y mucho mejor ejecución.

Hasta la introducción del estándar RS-485, el estándar RS-422 fue la interfase más ampliamente aceptada por su transmisión de datos balanceada. Los drivers y repetidores del RS-422 fueron dedicados para usarse en la configuración mostrada en la siguiente figura 34.

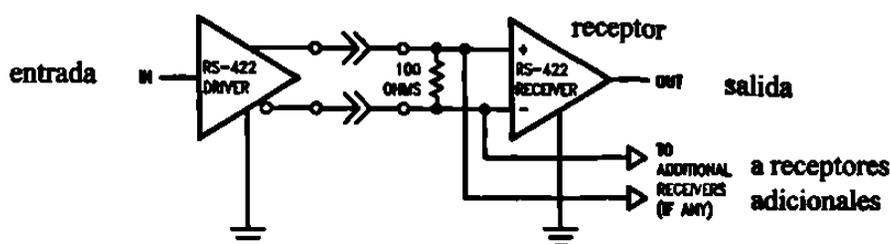
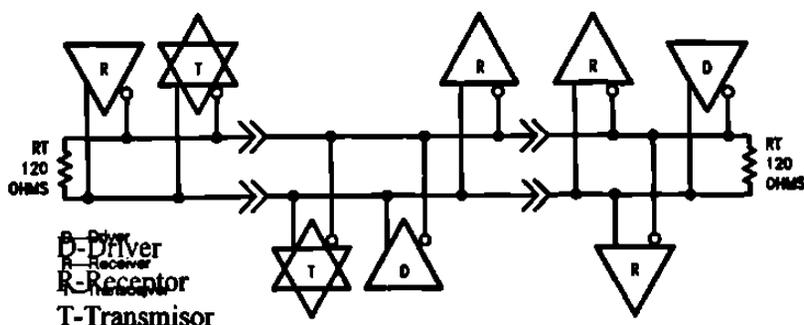


FIGURE 1a. An RS-422 Configuration

TL/F/8578-1



TL/F/8578-2

Figura 34 Aplicación con el RS485

El driver se ubica al final de línea; el terminador (igual a 100Ω) y más de 10 receptores, se ubican en el otro extremo de la línea. Esta proximidad trabaja con mucha eficiencia en aplicaciones simples (unidireccionales) de transmisión de datos, pero se crean problemas cuando los datos han de ser transmitidos de regreso entre varios componentes del equipo. Si varios Equipos Terminales de Datos (DTEs) se van a comunicar uno con otro usando conexiones a largas distancias usando el estándar RS-422, cada dos líneas balanceadas tienen que estabilizarse entre cada par de DTEs.

Una partilínea es la mas económica solución para resolver el problema. El Hardware del RS-422 puede ser usado para implementar una partilínea si el driver cuenta con la capacidad del modo tres estados (TRI-STATE), pero cada una de las implementaciones podría ser sujeta a algunas restricciones por las inadecuaciones en las implementaciones eléctricas del driver. El problema más grande es causado por las diferencias de voltaje a tierra. El modo común de voltaje en una línea balanceada es establecido por el driver habilitado. El modo común de voltaje en el receptor es la suma de la salida de voltaje del driver y la diferencia del voltaje a tierra entre el driver y el receptor. En los sistemas simples, solo el receptor necesita tener un rango en modo común. Los diseños en el receptor que proveen un amplio rango en modo común son bastante confiables. En una

transmisión partilínea, de varios cientos de pies de longitud, en los cuales varias partes del equipo son conectadas a la corriente alterna, la diferencia de voltaje entre dos DTEs puede ser unos cuantos volts, en caso de que ambos, receptor y driver, tengan un amplio rango en modo común. Los drivers del RS-422 no deben diseñarse para quedar en estado de alta impedancia sobre un suficiente amplio rango en modo común, para hacerlo inmune a las frecuentes caídas a tierra.

8.2 TIPO DE SEÑAL SELECCIONADA

El estándar RS-485, especifica las características eléctricas de los drivers y receptores que pueden ser usados para la implementación de una línea transmisión balanceada multi-punto (parti-línea). Una transmisión para el intercambio de datos utiliza estos dispositivos para operar eficientemente ante la presencia de razonables caídas a tierra, resistiendo la línea a situaciones de disputa y portando 32 o más drivers y receptores en la línea. En la transmisión media se cuenta con una línea de cable par trenzado y cuenta con terminadores al final de ambos extremos con características de impedancia de 120Ω . Los drivers y los receptores pueden ser distribuidos entre los terminadores como se muestra en la figura 34.

Los efectos de las diferencias de voltajes a tierra son mejorados por la expansión del rango de voltaje en modo común a $-7V < V_{cm} < +12V$. Un driver es forzado a un estado de alta impedancia, y deberá ser capaz de tomar una salida para muchos voltajes el rango de modo común y aún mantenerse en el estado de alta impedancia si es energizado o apagado. El receptor deberá responder propiamente a una señal diferencial de 200mV impuesta en muchos modos comunes de voltaje en este rango. Con una fuente de potencia de 5V, el rango de modo común especificado por el RS-485 tiene una cobertura de 7V por cada terminal de suministro. Por eso el sistema se ejecuta propiamente en presencia de caídas a tierra y acopladas longitudinalmente contra ruidos extraños, previendo que la suma de estos sea menor a 7V.

El manejo en la capacidad de salida del driver y la impedancia de entrada en el receptor son incrementados para acomodar dos terminadores y varios dispositivos (drivers, receptores y transceivers) en la línea. El estándar RS-485 define a una “unidad de carga” como la carga presente en la línea por cada dispositivo y puede ser una resistencia (una de $12\text{ K}\Omega$, puesta al final para muchos voltajes entre tierra y $V_{cc}/2$, satisfará los requerimientos de una unidad de carga). Esto anticipó que más fábricas pudieran diseñar sus drivers y receptores cada que las cargas combinadas de un receptor y un driver desactivado pudiera ser menos que una unidad de carga.

Esto podría requerir para el receptor para el receptor del RS-485 tener tres veces la resistencia de entrada de un receptor RS-422. El requerimiento del receptor es de $\pm 200\text{mV}$ (el mismo para el RS-422). El driver es requerido para proveer pero lo menos 1.5V a través de esta salida cuando se coloca un terminador a la línea con normalmente 32 transceivers. Aunque esta salida de voltaje es más pequeña los 2.0V especificados por el RS-422, un cuidadoso diseño del driver, con especial contemplación a la ejecución en AC, puede permitir al usuario operar una transmisión multi-plano en velocidades y distancias comparables al RS-422.

El RS-485 tiene especificaciones adicionales para garantizar la seguridad de los dispositivos en los eventos de conexión en línea o corto circuitos. Un driver habilitado en el cual su salida es directamente cortada por un gran rango de voltaje en el modo común, es requerido para limitar la salida de corriente a $\pm 250\text{mA}$. Frecuentemente, con cada limitación de corriente, es posible que un dispositivo disipe tanto como 3 Watts (si el dispositivo conduce 250mA mientras que corta a 12 volts). La disipación de potencia de cada magnitud, dañará más los Ics. De ahí que, el estándar requiere que las industrias incluyan algunas medidas de seguridad adicionales para proteger los dispositivos en cada una de las diferentes situaciones que se presenten.

La limitación de corriente de $\pm 250\text{mA}$ sirve para otros propósitos también. Si un driver en conflicto es abruptamente desactivado, un transito de voltaje de magnitud $I_c Z/2$, es reflejado a lo largo de la línea y esas descargas son almacenadas por la línea (I_c

es la corriente de conexión y Z es la impedancia característica de la línea). Este voltaje transitorio debe ser suficientemente pequeño para evitar rompimientos en los transistores de salida de los drivers en la línea. Si la corriente de conexión es limitada a 250mA, la magnitud de este voltaje transitorio, en una línea de 120Ω , está limitado a 15V, un valor muy bueno entre el voltaje del transistor averiado y la velocidad.

DESEMPEÑO EN AC

Para una transmisión de alcance confiable en velocidades altas de datos sobre grandes distancias, los drivers deben de tener óptimas características de AC. La respuesta debe de ser rápida y la salida clara y simétrica.

- (1) Retrazo de la propagación: El retraso de la propagación a través del driver debe de ser pequeño comparado con el intervalo de bits que el caudal de datos no encuentra en el cuello de botella del driver. Si el retraso de la propagación es comparable al intervalo de bits, el driver no tendrá tiempo para alcanzar el completo balance de voltaje del cual es capaz. En líneas de varios cientos de pies de distancia, la línea de retraso puede imponer grandes límites en los datos que provocan el retraso de la propagación en el driver. Como siempre, un driver de buena velocidad se desea para transmitir cortos tramos de señal como en un automóvil o en drivers de discos; en el que después de los casos sea esencial para la utilización de altos datos. Un retraso de la propagación en los drivers de 20 ns podría ser muy buena para un amplio rango de aplicaciones.
- (2) Tiempo de transición: Para una transmisión de datos libre de distorsión, la señal en el driver más lejano debe tener levantamientos y caídas de tiempos mucho más pequeños que el intervalo de bits. La distorsión en la señal resulta de los drivers no balanceados, de los receptores desplazados y de las inclinaciones o torceduras. El RS-485 limita la DC no balanceada en la salida del driver a $\pm 0.2V$, en el peor de los casos el 13% de la amplitud de la señal. Usualmente, las grandes distorsiones son causadas por desplazamientos mínimos en los drivers. En una línea larga en la cual

un driver, con una amplitud en la señal de salida de 1.5V es atenuada por la resistencia en aproximadamente 0.4V, un desplazamiento en el receptor de 200 mV puede causar varios pulsos amplios de distorsión si los levantamientos de tiempo están comparados con el intervalo de bits. Para líneas mayores de 500 pies (150 metros), los elevamientos de tiempo podrían ser denominados por la línea y no por los drivers. En cortos tramos de señal, la respuesta del driver puede afectar significativamente a la señal, un rápido tránsito de la señal crea menos distorsión y por lo tanto permite un menor intervalo de bits y altas proporciones de baudios. Un elevamiento de tiempo menor a 20 ns será un buen objetivo, para permitir una proporción de baudios de 10 megas más 50 del estándar del cable par trenzado con menos del 5% de distorsión.

- (3) Declive de propagación: El driver diferencial ideal tiene las siguientes características de forma de onda: los tiempos de retraso de propagación de la entrada en nivel alto y para la salida en nivel bajo serán iguales; las elevaciones y caídas de tiempo de las salidas complementarias serán iguales y la forma de onda de la salida será perfectamente simétrica.

Si el retraso de propagación de la salida en estado bajo es diferente del retraso de propagación de la salida en estado alto, se dice que hay un declive de propagación entre los estados de salida. Si la entrada de una onda cuadrada es alimentada dentro de un driver con cada declive, la salida será distorsionada, la cual no se alargará, teniendo un 50% del ciclo.

Si los puntos medios de la forma de onda de las dos salidas de los drivers complementarios no son identificados, se dice que hay un declive entre las salidas complementarias. Este tipo de inclinación es poco probable su reparación porque daña la inmunidad al ruido del sistema e incrementa el amontonamiento de emisiones electromagnéticas.

8.3 DESCRIPCIÓN DE ELEMENTOS UTILIZADOS

El DS75176B es un transceiver bus/línea diferencial de una muy alta velocidad, TRI-STATE diseñado para reunir los requerimientos del estándar de la EIA RS-485 con un rango común de modo extendido (+12 a -7V), para la transmisión de datos multipunto. Además, este es compatible con el RS-422.

Las salidas del driver y del receptor tienen la característica de TRI-STATE, para proveer a la salida del driver en modo común un voltaje de +12V a -7V. La conexión bus o las fallas causadas por una excesiva disipación de potencia dentro del dispositivo, son manejadas por un circuito de cerrado térmico, el cual obliga a la salida del driver a un estado de alta impedancia.

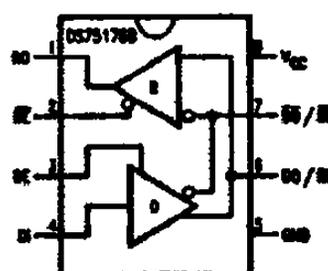
Las especificaciones de corriente directa son garantizadas en un rango de 0 a 70°C de temperatura y de 4.75V a 5.25V de suministro voltaje.

CARACTERÍSTICAS

- El RS-485 reúne los estándares de la EIA la transmisión bus multipunto y es compatible con el RS-422.
- Empaque de trazado pequeño, opción disponible para un pequeño espacio de tablero.
- Propagación del driver de 22 ns de retraso.
- Único suministro de +5V.
- Permite un rango de -7V a 12V en bus de modo común y una diferencia -7V a 7V entre los dispositivos en el bus y tierra.

- Protección de cierre térmico.
- Alta impedancia para el bus con un driver en TRIS-STATE.
- Pin de salida compatible con el DS3695/A y SN75176A/B.
- La combinación de la impedancia de la salida de un driver y la entrada de un receptor es menor a una unidad de carga de RS-485, permitiendo a 32 transceivers en el bus.
- 70 mV de histéresis en el receptor.

Conexión y Diagrama Lógico



Top View

TL/4928-1

Order Number DS75176BM, DS75176BTM, DS75176DM or DS75176DTM
See MS Package Number N02E or M02A

Rangos Máximos Absolutos

Fuente de Voltaje	7V
Control de Entrada de Voltaje	7V
Voltaje de Entrada del Driver	7V
Voltaje de Salida del Driver	+15V/ -10V
Voltaje de Entrada del Receptor	+15V/ -10V
Voltaje de Salida del Receptor	5.5V
Potencia de Disipación a 25°C	
Para el Paquete M	675 mW
Para el Paquete N	900 mW
Rango de Almacenaje de Temperatura	-65°C a +150°C
Temperatura Máxima (por soldadura en 4 seg.)	260°C

Figura 35 Diagrama y rangos máximos absolutos del RS485

8.4 DISEÑO DE PROTOTIPO

El driver posee los grandes retos del diseño. Es rápido, y sus requerimientos de voltaje en modo común son mejores usando un proceso bipolar. Semiconductores Nacionales usa un proceso establecido Schottky con unos 5μ de profundidad del trazo. Los transistores NPN son fabricados con grandes válvulas LVCEO de 15V para satisfacer los requerimientos de descarga. El desempeño de los transistores PNP, así como su funcionamiento es crucial para el driver. Los 5μ EPI del proceso provee el adecuado funcionamiento del transistor PNP, y al transistor NPN lo provee de suficiente velocidad.

La figura 36 muestra la salida del circuito del driver usado por National. Este es un estándar asignando los polos de salida del circuito modificado para proveer un rango de modo común que exceda los límites de suministro. Si la salida del driver es tomada como $-7V$ mientras que el driver está en el modo TRI-STATE, se debe de tener precaución para prevenir la substracción de los diodos puestos. Esto es alcanzado en la salida baja del transistor Q1 por la inclusión del diodo Schottky S1 en serie. En la figura 36 un PNP es colocado lateralmente a una fuente de corriente IG. Como se ve, el transistor NPN es una fuente de corriente que alimenta a un transistor NPN Q2 y que no está participando en la función de switcheo. Estos drivers de National permiten tener 15 ns de retazo de propagación y 10 ns de tiempo elevación. Una etapa Darlington no puede ser usada a cambio de Q2 porque esto podría reducir el balanceo de voltaje debajo de las especificaciones de 1.5V. Consecuentemente, las elevaciones de tiempo están limitadas a ser significativamente más largas que las caídas de tiempo, resultando una gran pendiente. Los drivers de National usan un circuito patentado con una pluralidad de rutas de descarga, para disminuir las caídas de tiempo, además de igualar las elevaciones de tiempo, y mantener los dos tiempos de transición en las pistas sobre temperatura. Esto mantiene los pequeños declives (2 ns a $25^{\circ}C$) sobre el rango de entrada de temperatura. El transistor lateral PNP, se ha mantenido fuera de las rutas de switcheo, no obstante será encendido o apagado cuando el driver este habilitado o deshabilitado

respectivamente. Otro circuito patentado es usado para acelerar el apagado o encendido del transistor lateral PNP además de cambiar de switcheo de 25 ns a 100 ns. Consecuentemente, el driver puede ser habilitado o deshabilitado en 35 ns.

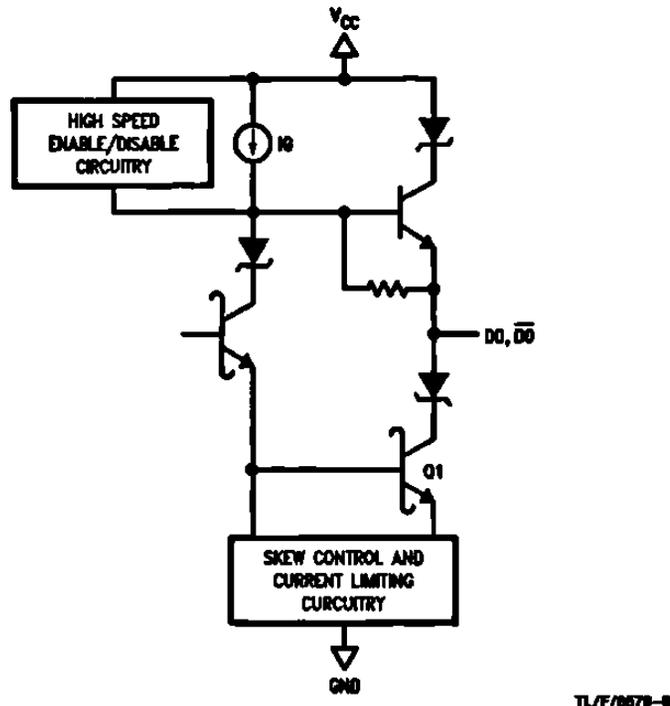


Figura 36 Driver de salida del RS485

Los dispositivos deben de ser protegidos para situaciones de falla. Una vez hecho esto, censando la corriente y determinando el voltaje de potencia, entonces si se necesitará apagar el equipo o limitar la salida de corriente para prevenir daños en el mismo. Este método tiene la ventaja de una rápida detección de la falla y una rápida solución de la misma. Como siempre, muchas contingencias llegan a suceder por, el incremento a la capacidad del circuito cuando está hecho para otro tipo de características que no puede soportar su diseño. National Semiconductors prefirió la simplificación del esquema de las terminales de protección en el apagado del circuito. Aquí, el dispositivo es apagado cuando la temperatura excede un cierto valor. Este método ocurre un poco lento (cerca de milisegundos) pero lo suficientemente rápido para proteger la parte. Una falla puede usualmente dar resultado de un derribe en el protocolo de la señal de algún hardware fallando. Dos de los dispositivos de National, el receptor DS3696 y el repetidor DS3698, cuenta con un pin que se utiliza para mandar un reporte de falla por

medio de una bandera al procesador o al driver y esta es un LED de alarma. National además decidió hacer este dispositivo como un simple transceiver albergado en paquetes de 8 pins mini DIP. Si el apagado térmico de protección es empleado, es vano tener dos versiones porque un canal de falla lo apagará de una buena vez. Desde que las aplicaciones del RS-485 fueron empleadas en un simple canal de datos en serie, el paquete de 8 pins dio una flexibilidad óptima, un gran tamaño y economía a los usuarios.

Los receptores tienen una histéresis de 70 mV para mejorar la inmunidad al ruido. La histéresis puede contribuir en algunas distorsiones, específicamente en líneas cortas, si las elevaciones y las caídas de tiempo son diferentes. Como siempre, esto es más que una compensación adecuada para la inmunidad al ruido y para proveer con largas líneas donde las elevaciones de tiempo son muy lentas. Para igualar las elevaciones y caídas de tiempo con los drivers de National se certifica un bajo pulso de distorsión frecuentemente en cortas distancias y en altos flujos de datos de información.

8.5 PRUEBAS DE PROTOTIPO

El EIA-485 es un estándar de interfase único, porque de todos los estándares de la EIA, solo el EIA-485 permite operar en múltiples drivers. En primera instancia el EIA-422-A y el EIA-485 aparentan ser muy similares. Así, el EIA-485 es comúnmente confundido con el EIA-422-A. Los componentes del EIA-485 (drivers y receptores) son compatibles con los dispositivos del EIA-422-A y quizá también son intercambiados. Comúnmente, el driver EIA-422-A no debería ser usado en aplicaciones con el EIA-485. Estas notas de aplicación describen las diferencias entre los dispositivos del EIA-422-A y el EIA-485.

El driver EIA-422-A presenta tres grandes problemas si son usados en aplicaciones multipunto (multi-drivers). La primera se trata del rango en modo común de los drivers. El rango de modo común TRI-STATE para un driver EIA-422-A es de -250 mV a $+6\text{V}$.

Si existe una diferencia de potencial a tierra entre los drivers como se muestra en la figura 37, el driver deshabilitado puede salirse de ese estado de alta impedancia y alertar la línea a un diodo con caída a tierra. El segundo problema trata con la conexión y activa entre los drivers. Puede ocurrir una falla que produzca que los dos drivers se activen al mismo tiempo. Si esto pasa y los drivers están en un estado opuesto, una alta corriente fluirá entre los dispositivos. El máximo paquete de disipación de poder para los dispositivos se puede llegar a exceder fácilmente, dañando las terminales del equipo. El tercer problema ocurre con la corriente del driver. Para un flujo de datos bi-direccional, la línea deberá de contar con un terminador en cada extremo del cable.

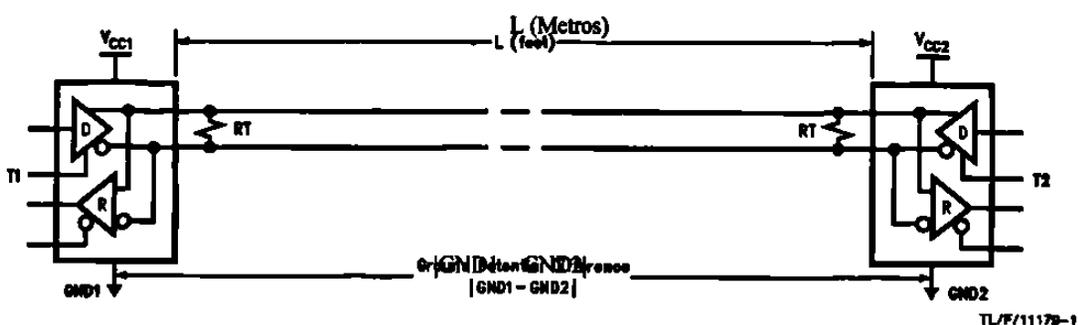


Figura 37 Prototipo de Prueba

El rango de modo común es de $-7V$ a $+12V$ ($7V$ de cada carril). Los efectos adversos de este diodo son mínimos. El V_{ol} del driver es un diodo de caída alta y el V_{oh} del driver es un diodo de baja caída. Comúnmente se recomienda que los drivers se encuentren en un estado de alta impedancia para aplicarles voltajes entre $-7V$ y $+12V$.

Si por error en el hardware o en el software dos drivers son desactivados al mismo tiempo, ocurre una falla. En aplicaciones en las que se usan múltiples drivers, debería ser considerada la protección para estas fallas. Estas fallas pueden ser más dañinas para los drivers si los dos drivers activados están separados por una gran diferencia de potencial a tierra. Por ejemplo, el transceiver uno (T1) se muestra en la figura 40 y es aterrizado en GND1 ($0V$). mientras el potencial a tierra de T2 (GND2) es $7V$ más alto en magnitud con respecto a GND1. Si los dos drivers están en estados opuestos, entonces existe una diferencia de potencial de $12V$ entre los drivers ($12V = V_{cm} + V_{cc}$). Una larga corriente

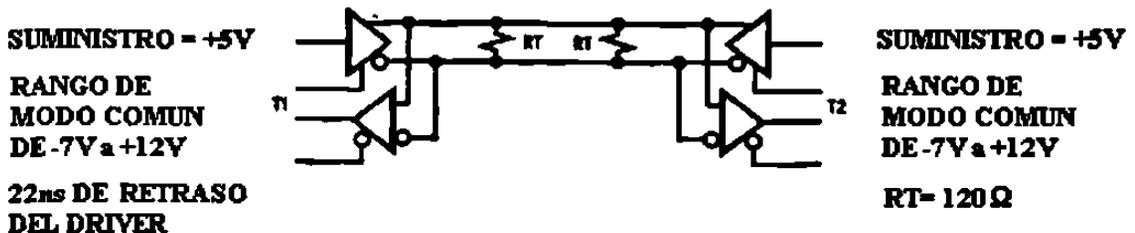
fluirá, y la máxima potencia de disipación podría ser excedida. El driver EIA-485 no fue construido para tener protección contra la contienda, desde que hay la intención de usarse en aplicaciones de driver/múltiple de recepción simple. La potencia de disipación se incrementa si varios drivers son involucrados. Los drivers de línea EIA-485 están protegidos contra este problema de contienda a través del uso de cortos circuitos para la limitación de la corriente sobre un amplio rango de modo común. Los drivers del EIA-485 deben tener una característica de apagado térmico. Si una salida activa de un driver EIA-485 es seleccionada para mucho voltajes entre $-7V$ y $+12V$, la corriente resultante podrá ser menor de 250 mA . Sabiendo que los drivers podrían ser dañados en sus terminales, los drivers de National Semiconductors presentan características de protección de apagado térmico (TS). Por ejemplo, en el peor de los casos ocurrirá una falla si el driver está cortado en $+12V$, y la corriente resultante a 250 mA . La disipación de potencia en el dispositivo es simplemente la multiplicación de la corriente por el voltaje ($P=IV$): $12V (250\text{ mA}) = 3W$. Tres watts exceden claramente el rango máximo de potencia disipación de potencia especificado por todos los paquetes comunes. Además, la característica de apagado térmico detecta esta falla y desactiva las salidas de los drivers. Por lo tanto, la corriente cae de 250 mA hasta 0 mA ; el dispositivo se inhibe y automáticamente se resetea. Si la falla aún está presente, el dispositivo se estará ciclando dentro y fuera de la salida de apagado térmico hasta que la falla sea reparada. Algunos de los dispositivos de National un pin de colector abierto que reporta lo que ocurre con el apagado térmico (por ejemplo el DS3696). Los drivers del EIA-422-A podrían llegar a dañarse cuando ocurren este tipo de fallas.

En aplicaciones de varios drivers, se requieren dos resistencias terminales (RT o terminadores) una en cada uno de los extremos del cable; un driver podría ver esas dos resistencias en paralelo, resultando una carga de 60Ω (asumiendo que los terminadores son de 120Ω cada uno). La entrada del receptor es vista en paralelo por el driver, y la impedancia de entrada del receptor es además demasiado baja para usarse en aplicaciones en las que se requiera un alto número de receptores. Para sobrellevar esos problemas, los drivers del EIA-485 cuentan con tres veces la capacidad de manejo que

los del EIA-422-A. En suma, los receptores del EIA-485 presentan una alta impedancia de entrada, la cual es tres veces la del límite de $4\text{ k}\Omega$ del EIA-422-A.

Los drivers del EIA-485 son la mejor elección para aplicaciones de multipunto (múltiples drivers). Ellos pueden tolerar diferencias de potencial a tierra arriba de 7V en cada línea. Tienen protección térmica y contra conflictos en la transmisión. Finalmente, los drivers pueden manejar más de 32 transceivers de carga comparados con el límite de 10 receptores en el EIA-422-A. National ofrece un amplio rango de dispositivos EIA-485: Transceivers, repetidores, cuádruples drivers, cuádruples receptores y cuádruples transceivers. Los dispositivos son requeridos por la industria militar por sus altos rangos de temperatura.

8.6 DISEÑO FUNCIONAL DE INTERFAZ ELÉCTRICA



Típica Aplicación Multipunto de un EIA-485

Figura 38 Diseño funcional de la interluz

Este dispositivo RS-485 cuenta con ciertas características que hacen de él un elemento muy práctico, seguro y confiable para una buena transmisión de datos, ya que en la actualidad, se está avanzando muy rápido en el desarrollo de este tipo de tecnologías.

Sus características principales de diseño y su funcionamiento son muy importantes y hay que tomarlas muy en cuenta, ya que conociendo este tipo de interfaz a la perfección se le podrá sacar un mejor provecho y un mejor rendimiento en su funcionamiento para nuestros enlaces de transmisión.

Este dispositivo cuenta con un solo suministro de +5V y nos permite un rango en modo común de -7V hasta +12V en bus de modo común y una diferencia entre los dispositivos en el bus y tierra de -7V a +7V.

Cuenta también con una protección de cierre térmico para así proveer una mayor seguridad en los drivers y receptores. Presenta una histéresis en el receptor de 70mV y la propagación del driver es de 22ns de retraso. El RS-485 reúne los estándares de la transmisión bus multipunto de la EIA, además de proveer una confiable capacidad de manejo para aplicaciones multipunto.

9. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

9.1 CONCLUSIONES

El objetivo de esta tesis es el de transmitir de una manera adecuada una señal digital a través de una línea de transmisión.

Para lograr esto se tienen que considerar varios factores, entre ellos, la distorsión que se puede generar en la línea de transmisión.

En la mayoría de los casos esta distorsión se debe a el ruido generado por elementos eléctricos, electrónicos y mecánicos que se encuentran a una corta distancia de la línea de transmisión que conduce la señal, por lo que en esta investigación se eligió de entre los dispositivos electrónicos actuales en el mercado, el que mejor se adaptara a este tipo de circunstancias.

9.2 RECOMENDACIONES

Debido a que el EIA-485 es un elemento electrónico que trabaja con un voltaje diferencial en la señal de transmisión, consideramos adecuado en nuestro caso ya que si se induciera una señal de ruido en la línea de transmisión, se anularía por las características de el voltaje diferencial. Por lo tanto no se reflejaría en un error de transmisión.

Esta interfase opera a distancias relativamente cortas (no mayores a 25 mts.) Si se requiere transmitir a distancias mayores se debe de considerar las fuentes de ruido en una señal, propias de las líneas por donde fluye corriente eléctrica (ruido blanco).

Así como también la distorsión de una señal digital (compleja) al viajar grandes distancias. A esta distorsión se le denomina distorsión por retardo de grupo.

BIBLIOGRAFÍA

Fitz Gerald Jerry

Comunicaciones de datos en los negocios

Grupo Noriega Editores, 1986

González Sainz Néstor

Comunicaciones y redes de procesamiento de datos

Mc Graw Hill, 1994

Halsall Fred

Comunicaciones de datos, redes de computadoras y sistemas abiertos

Pearson Educational, 1997

Interfase

Line drivers and Recivers Databook

National Semiconductors, 1997

Kennedy George

Electronic Communication Systems

Mc Graw Hill, 1988

Martin James

Las telecomunicaciones y la computadora

Person Educational, 1996

LISTADO DE FIGURAS

Figura 1.	Efecto de un medio de transmisión imperfecto	Prólogo
Figura 2.	Medios de Transmisión.....	8
Figura 2.2 a	Líneas abiertas a dos hilos.....	7
Figura 2.2 b	Líneas de par trenzado sin blindaje.....	8
Figura 2.2 c	Líneas de pares trenzados blindados.....	8
Figura 2.2 d	Líneas de cable coaxial.....	8
Figura 2.3	Principios de las fibras ópticas.....	11
Figura 2.3 a	Estructura del cable.....	11
Figura 2.3 b	Modos de transmisión.....	11
Figura 3.	Transmisión por satélite.....	13
Figura 3 a	Punto a punto.....	13
Figura 3 b	Multipuntos.....	13
Figura 4.	Efecto del ancho de banda limitado.....	22
Figura 4 a	Señales binarios alternativos.....	22
Figura 4 b	Componentes de frecuencia de una secuencia periódica.....	22
Figura 4 c	Señales recibidos.....	22
Figura 4 d	Representaciones de Ancho de banda.....	22
Figura 5.	Componentes de frecuencia de una forma de onda de voz.....	25
Figura 6.	Modulación de cambio de amplitud.....	28
Figura 6 a	Esquema del circuito.....	28
Figura 6 b	Conjunto de formas de onda.....	28
Figura 6 c	Alternativas de ancho de banda.....	28
Figura 7.	Modulación de cambio de frecuencia.....	32

Figura 7 a	Principios de funcionamiento.....	32
Figura 7 b	Alternativas de ancho de banda.....	32
Figura 8.	Módem dúplex completo de 300 bps.	34
Figura 8 a	Espectro de frecuencias.....	34
Figura 8 b	Asignaciones de la EIA.....	34
Figura 8 c	Asignaciones de la ITU-T.	34
Figura 9.	Modulación de cambio de fase.....	36
Figura 9 a	Principios de funcionamiento.....	36
Figura 9 b	Alternativas de Ancho de banda.	36
Figura 9 c	Diagrama de Fase.....	36
Figura 10.	Técnicas de modulación alternativas.	38
Figura 10 a	Forma de onda de 4-PSK.	38
Figura 10 b	Diagrama de fase de 4 PSK.....	38
Figura 10 c	Diagrama de fase de 16 QAM.....	38
Figura 11.	Ejemplos de diagramas binarios.....	40
Figura 12.	Canceladoras de Next adaptativos.	45
Figura 12 a	Esquema del circuito.	45
Figura 12 b	Ejemplos de formas de onda.	45
Figura 13.	Niveles de señal V.28.....	54
Figura 14.	Lazo de corriente de 20mAmp.....	54
Figura 15.	Señales diferenciales.	57
Figura 15 a	Niveles de señal de RS-422/V.11.....	57
Figura 15 b	Tasas de transmisión distancia máximas.....	57
Figura 16.	Principios de banda base.	59
Figura 16 a	Señales de cable coaxial.....	59
Figura 16 b	Métodos de conexión.	59
Figura 17.	Métodos de TDM.	61
Figura 18.	Principios de banda ancha.	62
Figura 18 a	Esquema del cable.....	62
Figura 18 b	Ancho de banda.....	62
Figura 18 c	Esquema de Módem de RF.	62

Figura 19.	Señales de fibra óptica.	63
Figura 20	Código de intercambio estándar EBCDIC.	67
Figura 21	Código de intercambio estándar ASCII.	68
Figura 22	Métodos de Transmisión.	71
Figura 22 a	Paralelo.	71
Figura 22 b	Serie.	71
Figura 23	Fundamentos de la transmisión síncrona.	75
Figura 24	Fundamentos de la transmisión asíncrona.	77
Figura 25	Transmisión asíncrona.	80
Figura 25 a	Principio de funcionamiento.	80
Figura 25 b	Principio de sincronización.	80
Figura 26.	Ejemplos de distintas tasas de reloj.	81
Figura 27.	Métodos de paridad.	86
Figura 27 a	Posición en el carácter.	86
Figura 27 b	Tabla de verdad y símbolo de una compuerta EXOR.	86
Figura 27 c	Circuito generador de Bit de paridad.	86
Figura 27 d	Dos palabras binarias.	86
Figura 28.	Verificación de suma en bloque.	89
Figura 28 a	Bits de paridad fila y columna.	89
Figura 28 b	Suma de uno complemento.	89
Figura 29.	Ráfaga de errores.	91
Figura 30.	Código de redundancia cíclica.	94
Figura 31.	Diagrama de Generación CRC por Hardware PISO.	98
Figura 32.	Diagrama de Generación del CRC por Hardware SIPO.	99
Figura 33.	Pseudo código para cálculo verificación de 8 bits por software.	100
Figura 34.	Aplicación con el RS485.	104
Figura 35.	Diagrama y rangos máximos absolutos del RS485.	110
Figura 36.	Driver de salida del RS485.	112
Figura 37.	Prototipo de Prueba.	114
Figura 38.	Diseño funcional de la interluz.	116

LISTADO DE ECUACIONES

Ecuación 1.	Forma de onda de una señal periódica.	19
Ecuación 2.	Serie de Fourier para una señal unipolar.	20
Ecuación 3.	Serie de Fourier para una señal bipolar.	20
Ecuación 4.	Representación de una señal de datos periódica unipolar.	27
Ecuación 5.	Ancho de banda en modulación por cambio de frecuencia.	31
Ecuación 6.	Ancho de banda en modulación por cambio de fase.	35
Ecuación 7.	Razón señal a ruido.	41
Ecuación 8.	Ley de Shannon-Hartley.	42

APÉNDICE EJEMPLOS

Ejemplo 1.	Nivel de potencia de salida medio de un canal.	16
Ejemplo 2.	Ancho de banda mínimo requerido en un canal de transmisión.	22
Ejemplo 3.	Tasa de transferencia de datos de Nyquist Máxima.	24
Ejemplo 4.	Ancho de banda de un canal para transmitir.	30
Ejemplo 5.	Tasa de información máxima teórica.	42
Ejemplo 6.	Tasa de datos máxima.	48
Ejemplo 7.	Razón entre retardo de propagación y retardo de transmisión.	49
Ejemplo 8.	Bits adicionales requeridos APRA una transmisión.	76
Ejemplo 9.	Razones de tasad de RELOJ.	79
Ejemplo 10.	Generación y verificación de una trama de transmisión.	93

GLOSARIO

ITU-T	Unión Internacional de Telecomunicaciones Sector Telecomunicaciones.
CCITT	Comité Consultor Internacional de teléfonos y Telégrafos.
EIA	Asociación de Industrias Eléctricas.
Kbps	Kilo Bits por Segundo.
DCE	Equipo Terminal del Circuito de Datos.
DTE	Equipo Terminal de Datos.
UTP	Par Trensado no Blindado.
STP	Par Trensado Blindado.
Mbps	Mega Bits por Segundo.
LED	Diodo Emisor de Luz.
LD	Diodo Láser.
VSAT	Terminales de Abertura muy pequeña.
DB	Decibeles.
PSTN	Red Telefónica Pública Conmutada.
Hz	Hertz.
RZ	Retorno a Cero.
NRZ	No Retorno a Cero.
BPS	Bits por Segundo.
PTT	Correo, Teléfono y Telecomunicaciones.
ASK	Modulación de cambio de Amplitud.
FSK	Modulación de cambio de Frecuencia.
PSK	Modulación e cambio de Fase.
QPSK	Modulación de cambio de Fase en Cuadratura.

TCM	Modulación Codificada por Enrejado.
SIN	Razón Señal Ruido.
SNR	Razón Señal Ruido.
NEXT	Diafonía de Extremo Cercano.
TTL	Lógica Transistor Transistor.
TDM	Multiplexión por División de Tiempo.
FDM	Multiplexión por División de Frecuencias.
RF	Radio Frecuencia.
IAS	Alfabeto Internacional Número 5
ASCII	Comité Estadounidense de Normas para el Intercambio de Información.
EBCDIC	Código de Intercambio Ampliado Decimal Codificado en Binario.
SIPO	Entrada en Serie Salida en Paralelo.
BER	Tasa/Razón de Errores de Bit.
PISO	Entrada Paralelo Salida Serie.
BCC	Caracter de verificación de Bloque.
FCS	Secuencia de verificación de Trama.
CRC	Verificación de Redundancia Cíclica.
XOR	EXOR.
STX	Inicio de Texto.
ETX	Fin de Texto.
DC	Corriente Directa.
AC	Corriente Alternativa.
ANSI	Instituto Nacional Americano de Normas.
IPI	Interfaces Periféricos Inteligentes.
SCSI	Sistemas de Interfase para Microcomputadoras.
TRI-STATE	Tres Estados.
SOH	Inicio de Cabecera.
ACK	Confirmación o Acuse de Recibo.
NAK	Confirmación o Acuse de Recibo Negativo.
SYN	Inactividad Sincrónica.

RESUMEN AUTOBIOGRÁFICO

ING. JOSÉ ABELARDO ARAIZA GONZÁLEZ

Candidato para el grado de:

**MAESTRO EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA ELÉCTRICA CON
ESPECIALIDAD EN ELECTRÓNICA**

Tesis:

**DISEÑO DE UNA INTERFAZ ELÉCTRICA APLICADA A LA TRANSMISIÓN
DE DATOS**

Campo de Estudio: Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica.

Datos Personales: Nacido en Monterrey, N.L., el 30 de junio de 1964.

Hijo de: Vicente Araiza Esparza y Martha Elena González Cantú.

Estudios: Egresado de la Universidad Autónoma de Nuevo León en 1984 de la carrera de Ingeniero en Control y Computación.

Experiencia Docente Profesional: Maestro en el departamento de Sistemas en la FIME desde 1985.



