

# Codificación de datos

### 5.1. Datos digitales, señales digitales

No retorno a cero (NRZ, Nonreturn to Zero)  
Binario multinivel  
Bifase  
Velocidad de modulación  
Técnicas de «scrambling»

### 5.2. Datos digitales, señales analógicas

Técnicas de codificación  
Prestaciones

### 5.3. Datos analógicos, señales digitales

Modulación por codificación de impulsos  
Modulación Delta (DM, Delta Modulation)  
Prestaciones

### 5.4. Datos analógicos, señales analógicas

Modulación en amplitud  
Modulación en ángulo  
Modulación en amplitud en cuadratura, QAM (Quadrature Amplitude Modulation)

### 5.5. Espectro expandido (Spread Spectrum)

Salto en frecuencia  
Secuencia directa

### 5.6. Lecturas recomendadas

### 5.7. Problemas

### Apéndice 5A. Demostración del teorema de muestreo



- Tanto la información analógica como la digital pueden ser codificadas mediante señales analógicas o digitales. La elección de un tipo particular de codificación dependerá de los requisitos exigidos, del medio de transmisión, así como de los recursos disponibles para la comunicación.
- Datos digitales, señales digitales: la forma más sencilla de codificar digitalmente datos digitales es asignar un nivel de tensión al uno binario y otro distinto para el cero. Para mejorar las prestaciones es posible utilizar otros códigos distintos al anterior, alterando el espectro de la señal y proporcionando capacidad de sincronización.
- Datos digitales, señales analógicas: los modems convierten los datos digitales en señales analógicas de tal manera que se puedan transmitir a través de líneas analógicas. Las técnicas básicas son desplazamiento de amplitud (ASK, Amplitude-Shift Keying), desplazamiento de frecuencia (FSK, Frequency-Shift Keying), y desplazamiento de fase (PSK, Phase-Shift Keying). En todas ellas, para representar los datos digitales se modifican uno o más parámetros característicos de la señal portadora.
- Datos analógicos, señales digitales: los datos analógicos, como, por ejemplo, voz y vídeo, se digitalizan para ser transmitidos mediante sistemas digitales. La técnica más sencilla es la modulación por codificación de impulsos (PCM, Pulse Code Modulation), que implica un muestreo periódico de los datos analógicos y una cuantización de las muestras.
- Datos analógicos, señales analógicas: los datos analógicos se modulan mediante una portadora para generar una señal analógica en una banda de frecuencias diferente, que se puede utilizar en un sistema de transmisión analógico. Las técnicas básicas son modulación en amplitud (AM, Amplitude Modulation), modulación en frecuencia (FM, Frequency Modulation), y modulación en fase (PM, Phase Modulation).

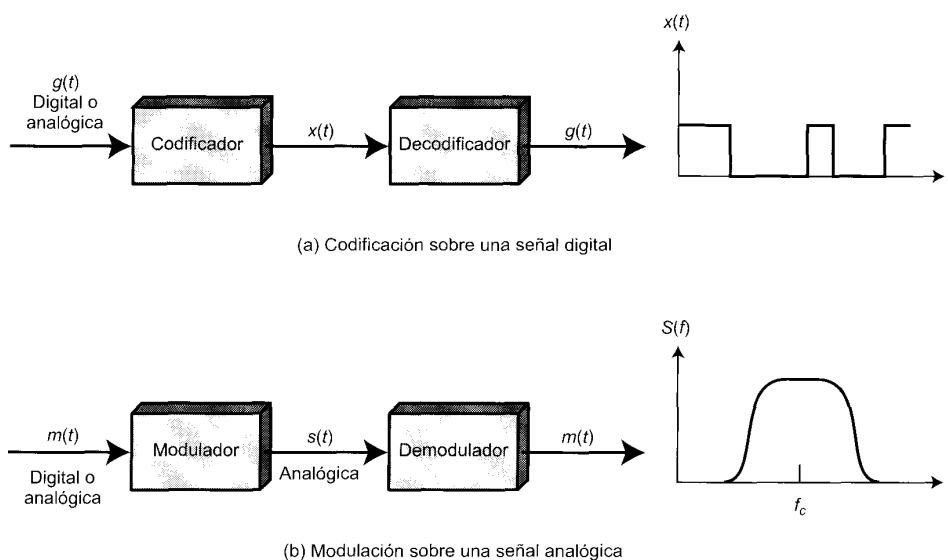


**E**n el Capítulo 3 se hizo una diferenciación entre lo que son datos analógicos o digitales y lo que son señales analógicas o digitales. En la Figura 3.11 se comentó que ambos tipos de datos se pueden codificar usando cualquiera de los dos tipos de señales.

La Figura 5.1 es otro gráfico que enfatiza todos los procesos involucrados. En la **señalización digital**, una fuente de datos  $g(t)$ , que puede ser tanto analógica como digital, se codifica en una señal digital  $x(t)$ . La forma de onda en particular que adopte  $x(t)$  dependerá de la técnica de codificación elegida, y se elegirá intentando optimizar el uso del medio de transmisión. Por ejemplo, la codificación se puede elegir intentando minimizar el ancho de banda o se puede elegir para minimizar la tasa de errores.

La **transmisión analógica** se basa en una señal continua de frecuencia constante denominada *portadora*. La frecuencia de la portadora se elige de forma tal que sea compatible con las características del medio que se vaya a utilizar. Los datos se pueden transmitir modulando la señal portadora. La modulación es el proceso de codificar los datos generados por la fuente, en la señal portadora de frecuencia  $f_c$ . Todas las técnicas de modulación implican la modificación de uno o más de los tres parámetros fundamentales en el dominio de la frecuencia de la portadora: amplitud, frecuencia y fase.

La señal de entrada  $m(t)$  (que puede ser tanto analógica como digital) se denomina señal moduladora o también señal en banda base. A la señal resultante de la modulación de la señal portadora se denomina señal modulada  $s(t)$ . Como se indica en la figura 5.1b,  $s(t)$  es una señal limitada en banda (pasabanda). La localización del ancho de banda asignado está relacionada con  $f_c$ , estando usualmente centrado en torno a ésta. De nuevo, el procedimiento de codificación se elegirá para optimizar algunas de las características de la transmisión.



**Figura 5.1.** Técnicas de codificación y modulación.

Las cuatro posibles combinaciones, mostradas en la Figura 5.1, se utilizan con frecuencia; si bien, las razones por las que se elige una u otra pueden ser de diversa índole, como las que se indican a continuación:

- **Datos digitales, señales digitales:** en términos generales, el equipamiento para la codificación digital usando señales digitales es menos complicado y menos costoso que el equipamiento necesario para transmitir datos digitales con señales analógicas mediante modulación.
- **Datos analógicos, señales digitales:** la conversión de los datos analógicos en digital permite la utilización de las técnicas más recientes de equipos de conmutación para la transmisión digital. Las ventajas de la aproximación digital se describieron en la Sección 3.2.
- **Datos digitales, señales analógicas:** algunos medios de transmisión, como, por ejemplo, la fibra óptica y los medios no guiados, sólo permiten la propagación de señales analógicas.
- **Datos analógicos, señales analógicas:** los datos analógicos de naturaleza eléctrica se pueden transmitir fácilmente y de una forma poco costosa en banda base. Esto por ejemplo es lo que se hace para la transmisión de voz en las líneas de calidad telefónica. La modulación se usa frecuentemente para desplazar el ancho de banda de la señal en banda base hacia otra zona del espectro. De esta manera se permite que varias señales, cada una en una posición diferente del espectro, compartan el mismo medio de transmisión. Este procedimiento se denomina multiplexación por división en frecuencias.

A continuación se examinarán las técnicas involucradas en las cuatro combinaciones anteriores, y posteriormente se estudiarán las técnicas de espectro expandido.

## 5.1. DATOS DIGITALES, SEÑALES DIGITALES

Una señal digital es una secuencia de pulsos de tensión discretos y discontinuos, donde cada pulso es un elemento de señal. Los datos binarios se transmiten codificando cada bit de datos en cada elemento de

señal. En el caso más sencillo, habrá una correspondencia uno a uno entre los bits y dichos elementos. En la Figura 3.13 se muestra un ejemplo, en el que un 0 binario se representa mediante un nivel bajo de tensión y un 1 binario se representa por un nivel de tensión mayor. En esta sección se demostrará que hay una gran cantidad de alternativas a la codificación mostrada en la figura mencionada.

Antes de nada se va a introducir un poco de terminología. Si todos los elementos de señal tienen el mismo signo algebraico (es decir, si son todos positivos o todos negativos) la señal es unipolar. En una señal polar, por el contrario, un estado lógico se representará mediante un nivel positivo de tensión y el otro, mediante un nivel negativo. La razón de datos de una señal, o simplemente la velocidad de transmisión de una señal, es la velocidad expresada en bits por segundo, a la que se transmiten los datos. La duración o longitud de un bit se define como el tiempo empleado en el transmisor para emitir un bit; para una velocidad de transmisión  $R$ , la duración de un bit es  $1/R$ . La velocidad de modulación, por el contrario, es la velocidad a la que cambia el nivel de la señal, que como se explicará más adelante, dependerá del esquema de codificación elegido. La velocidad de modulación se expresa en baudios, que equivale a un elemento de señal por segundo. Para concluir, por razones históricas se usan los términos *marca* y *espacio*, aludiendo a los dígitos binarios 1 y 0 respectivamente. En la Tabla 5.1 se resume la terminología aquí introducida, que se aclarará posteriormente en esta sección mediante un ejemplo.

Las tareas involucradas al interpretar las señales digitales en el receptor se pueden resumir de nuevo considerando la Figura 3.13. En primer lugar el receptor debe conocer o determinar la duración de cada bit. Es decir, el receptor con mayor o menor precisión debe conocer cuando comienza y acaba cada bit. En segundo lugar el receptor debe determinar si el nivel para cada bit es alto (1) o bajo (0). En la Figura 3.13, estas tareas se realizan muestreando a la mitad del intervalo temporal que ocupa cada bit, y comparando el valor obtenido con un umbral. Debido a la existencia de errores y otros defectos, puede que haya errores como se mostrará posteriormente.

¿Qué factores determinan el éxito o el fracaso del receptor al interpretar la señal de entrada? Ya se vio en el Capítulo 3 que hay tres factores importantes: la relación señal ruido (o mejor  $E_b/N_0$ ), la velocidad de transmisión y el ancho de banda. Si se suponen los otros factores constantes, se pueden establecer las siguientes afirmaciones:

- Un incremento de la velocidad de transmisión aumentará la tasa de errores por bit (BER, Bit Error Rate)<sup>1</sup>.

**Tabla 5.1.** Terminología básica en transmisión de datos.

| Término                                | Unidades   | Definición   |
|--|--|--|
| Datos                                  | Bits   | Un uno o cero binario  |
| Velocidad de transición                | Bits por segundo (bps)   | Velocidad a la que se transmiten los datos   |
| Elemento de señalización               | Digital: un pulso de tensión de amplitud constante.<br>Analogico: un pulso de frecuencia, fase y amplitud constantes | Aquella parte de la señal que ocupa el intervalo más corto correspondiente a un código de señalización |
| Velocidad de señalización o modulación | Número de elementos de señalización por segundo (baudios).   | Velocidad a la que se transmiten los elementos de señalización   |

<sup>1</sup> El BER es la medida más habitual para determinar la cantidad de errores en toda línea de transmisión de datos, y se define como la probabilidad de que un bit se reciba erróneamente. También se *denomina fracción de errores por bit*. Este último término es más esclarecedor, ya que el término *tasa* se refiere típicamente a una cantidad que varía con el tiempo. Desgraciadamente, la mayoría de los libros y documentos de normalización consideran a la R de BER como *Rate (tasa)*.

- Un aumento en la relación SNR reduce la tasa de errores por bit.
- Un incremento del ancho de banda permite un aumento en la razón de datos.

Hay otro factor que se puede utilizar para mejorar las prestaciones del sistema, y éste no es otro que el propio esquema de codificación. El esquema de codificación es simplemente la correspondencia que se establece entre los bits de los datos con los elementos de señal. Se han intentado una gran diversidad de aproximaciones. En lo que sigue, se describen algunas de las más utilizadas, éstas se definen en la Tabla 5.2 y se muestran en la Figura 5.2<sup>2</sup>.

Antes de describir las técnicas de codificación propiamente dichas, se considerarán los siguientes procedimientos a tener en cuenta para su evaluación y comparación.

- **Espectro de la señal:** hay varios aspectos del espectro de la señal que son importantes. La ausencia de componentes a altas frecuencias significa que se necesita menos ancho de banda para su transmisión. Es más, la ausencia de componente en continua (dc) es también una característica deseable. Si la señal tiene continua, para su transmisión se requiere la existencia de una conexión física directa; si la señal no contiene componente continua, es posible su transmisión mediante transformadores acoplados. Lo que proporciona un aislamiento eléctrico excelente, reduciendo las interferencias. Por último la importancia de los efectos relacionados con la distorsión de la señal y las interferencias depende de las propiedades espectrales de la señal transmitida. En la práctica es frecuente que la función de transferencia del canal sea peor cerca de los límites de la banda. Por

**Tabla 5.2.** Definición de los formatos de codificación digital de señales.

---

**No retorno a cero (NRZ-L)**

0 = nivel alto  
1 = nivel bajo

**No retorno a cero invertido (NRZI)**

0 = no hay transición al comienzo del intervalo (un bit cada vez)  
1 = transición al comienzo del intervalo

**Bipolar-AMI**

0 = no hay señal  
1 = nivel positivo o negativo, alternante

**Pseudoternario**

0 = nivel positivo a negativo, alternante  
1 = no hay señal

**Manchester**

0 = transición de alto a bajo en mitad del intervalo  
1 = transición de bajo a alto en mitad del intervalo

**Manchester diferencial**

Siempre hay una transición en mitad del intervalo  
0 = transición al principio del intervalo  
1 = no hay transición al principio del intervalo

**B8ZS**

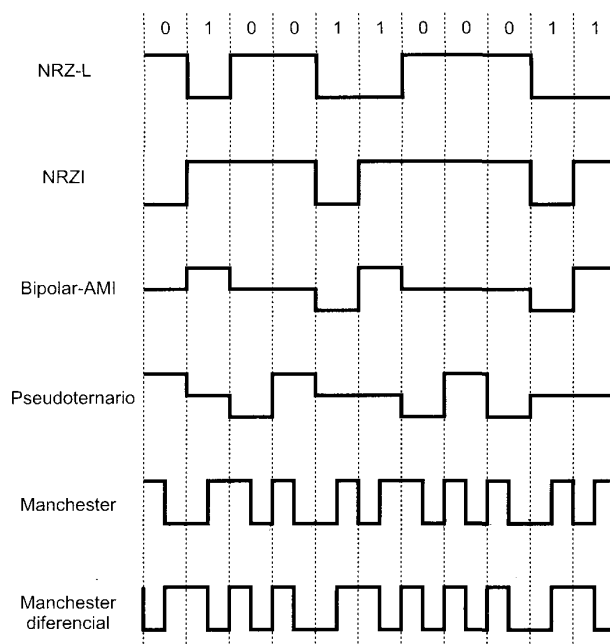
Igual que el bipolar-AMI, excepto que cualquier cadena de ceros se reemplaza por una cadena que tiene dos violaciones de código.

**HDB3**

Igual que el bipolar-AMI, excepto que cualquier cadena de cuatro ceros se reemplaza por una cadena que contiene una violación de código.

---

<sup>2</sup> En esta figura, se ha supuesto que en el esquema AMI el 1 (valor binario) más reciente se codificó con una tensión negativa, y para el pseudoternario, el 0 (valor binario) anterior se codificó igualmente con un nivel de tensión negativo.



**Figura 5.2.** Formatos de codificación utilizando señal digital.

tanto, un buen diseño debería concentrar la potencia transmitida en la parte central del ancho de banda de la señal transmitida. En tal caso, se tendrá una distorsión menor en la señal recibida. Para conseguir este objetivo, se pueden diseñar los códigos de forma que se modele adecuadamente el espectro de la señal transmitida.

- **Sincronización:** ya se ha mencionado la necesidad de determinar el principio y fin de cada bit. Esto no es una tarea fácil. Una solución, bastante costosa, es transmitir una señal de reloj por separado para sincronizar el receptor con el transmisor. La alternativa es proporcionar la sincronización mediante la propia señal transmitida, lo que puede conseguirse si se adopta un esquema de codificación adecuado.
- **Detección de errores:** en el Capítulo 7 se discutirán algunas de las técnicas que se usan para la detección de errores, y además se mostrará que estas técnicas son responsabilidad de una capa por encima del nivel de señalización, denominada control del enlace de datos. No obstante, es útil disponer de alguna capacidad de detección de errores incorporada en el esquema de codificación situado en la capa física, permitiéndose así que los errores se detecten más rápidamente.
- **Inmunidad al ruido e interferencias:** algunos códigos exhiben un comportamiento superior que otros en presencia de ruido. Esto se expresa habitualmente mediante el BER.
- **Coste y complejidad:** aunque el coste económico de la lógica digital continúa bajando, no se debe ignorar este factor. En particular, cuanto mayor es la velocidad de elementos de señal para una velocidad de transmisión dada, mayor es el coste. En lo que sigue se describirán algunos códigos que implican una velocidad de elementos de señalización superior a la velocidad de transmisión de datos real.

Volvamos ya a la presentación y discusión de los diversos esquemas de codificación.

## NO RETORNO A CERO (NRZ, NONRETURN TO ZERO)

La forma más frecuente y fácil de transmitir señales digitales es mediante la utilización de un nivel diferente de tensión para cada uno de los dos dígitos binarios. Los códigos que siguen esta estrategia comparten la propiedad de que el nivel de tensión se mantiene constante durante la duración del bit; es decir, no hay transiciones (no hay retorno al nivel cero de tensión). Por ejemplo, la ausencia de tensión se puede usar para representar un 0 binario, mientras que un nivel constante y positivo de tensión puede representar al 1. Aunque es más habitual usar un nivel negativo para representar un valor binario y una tensión positiva para representar al otro. Este último código, mostrado<sup>3</sup> en la Figura 5.2, se denomina código **Nivel no retorno a cero** (NRZ-L, Nonreturn-to- Zero-Level). NRZ-L se usa generalmente para generar o interpretar los datos binarios en los terminales y otros dispositivos. Si se utiliza un código diferente, éste se generará usualmente a partir de la señal NRZ-L [en los términos que se muestran en la Figura 5.1 la señal NRZ-L es  $g(t)$  y la señal codificada es  $s(t)$ ].

Una variante del NRZ se denomina **NRZI** (Noreturn to Zero, invert on ones). Al igual que NRZ-L, el NRZI mantiene constante el nivel de tensión durante la duración de un bit. Los datos se codifican mediante la presencia o ausencia de una transición de la señal al principio del intervalo de duración del bit. Un 1 se codifica mediante la transición (bajo a alto o alto a bajo) al principio del intervalo de señalización, mientras que un cero se representa por la ausencia de transición.

NRZI es un ejemplo de **codificación diferencial**. En la codificación diferencial, en lugar de determinar el valor absoluto, la señal se decodifica comparando la polaridad de los elementos de señal adyacentes. En términos generales, la codificación de cada bit se hace de la siguiente manera: si se trata del valor binario 0, se codifica con la misma señal que el bit anterior, si se trata de un valor binario 1, entonces se codifica con una señal diferente que la utilizada para el bit precedente. Una ventaja de este esquema es que en presencia de ruido puede ser más seguro detectar una transición en lugar de comparar un valor con un umbral. Otra ventaja es que en un sistema complicado de transmisión, no es difícil perder la polaridad de la señal. Por ejemplo, en una línea de par trenzado, si los cables se invierten accidentalmente, todos los 1 y 0 en el NRZ-L se invertirán. Esto no pasa en un esquema diferencial.

Los códigos NRZ son los más fáciles de implementar y además se caracterizan por hacer un uso eficaz del ancho de banda. Esta última propiedad se pone de manifiesto en la Figura 5.3, en la que se compara la densidad espectral de varios esquemas de codificación. En dicha figura, la frecuencia está normalizada a la velocidad de transmisión de los datos. Como se puede ver, en los códigos NRZ y NRZI la mayor parte de la energía está comprendida entre la componente en continua y la mitad de la velocidad de transmisión. Por ejemplo, si se usa un código NRZ para generar una señal a una velocidad de transmisión para los datos de 9.600 bps, la mayor parte de la energía estará concentrada entre la componente en continua (dc) y 4.800 Hz.

La principal limitación de las señales NRZ es la presencia de una componente dc continua y la ausencia de capacidad de sincronización. Para ilustrar esta última desventaja, téngase en cuenta que una cadena larga de unos o de ceros en un esquema NRZ-L o una cadena de ceros en el NRZI, se codificará como un nivel de tensión constante durante un largo intervalo de tiempo. En estas circunstancias, cualquier fluctuación entre los relojes del transmisor y el receptor dará lugar a una pérdida de sincronización entre ambos.

Debido a su sencillez y las características de su respuesta relativamente baja en frecuencias, los códigos NRZ se usan con frecuencia en las grabaciones magnéticas. No obstante, sus limitaciones hacen que estos códigos no sean atractivos para aplicaciones de transmisión de señales.

<sup>3</sup> En esta figura, una tensión negativa representa un 1 binario y una positiva representa un 0. Esta definición es posiblemente contraria a la definición utilizada en otros textos. La definición aquí presentada es coherente con el uso del NRZ-L en las interfaces de comunicaciones de datos y así como con las normalizaciones que controlan dichas interfaces.

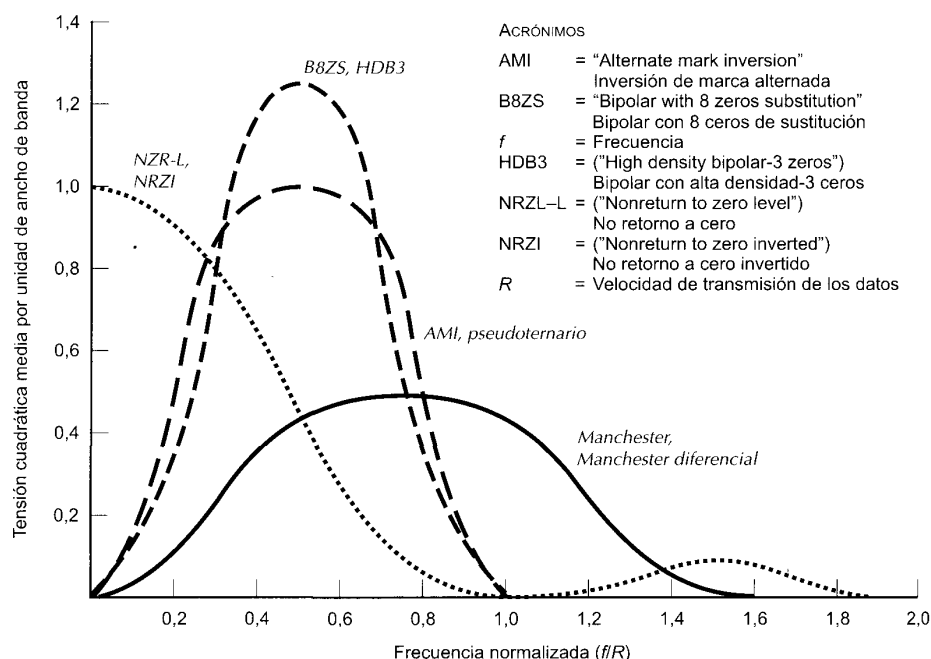


Figura 5.3. Densidad espectral de varios esquemas de codificación.

## BINARIO MULTINIVEL

Las técnicas de codificación denominadas binario multinivel subsanan algunas de las deficiencias mencionadas para los códigos NRZ. Estos códigos usan más de dos niveles de señal. En la Figura 5.2 se muestran dos ejemplos, el «bipolar-AMI» (Alternate mark inversion) y el pseudoternario<sup>4</sup>.

En el caso del esquema **bipolar-AMI**, un 0 binario se representa por ausencia de señal y el 1 binario se representa como un pulso positivo o negativo. Los pulsos correspondientes a los 1 deben tener una polaridad alternante. Este tipo de esquema tiene las siguientes ventajas. En primer lugar, no habrá problemas de sincronización en el caso de que haya una cadena larga de 1. Cada 1 fuerza una transición, por lo que el receptor se puede sincronizar en dicha transición. Una cadena larga de ceros, sigue siendo un problema. En segundo lugar, ya que los elementos de señal correspondientes a 1 alternan el nivel de tensión, no hay componente continua. Además, el ancho de banda de la señal resultante es considerablemente menor que el correspondiente a NRZ (Figura 5.3). Por último, la alternancia entre los pulsos proporciona una forma sencilla de detectar errores. Cualquier error aislado, tanto si elimina como si introduce un pulso, significa un incumplimiento de dicha propiedad.

Los comentarios del párrafo anterior son también trasladables a los códigos **pseudoternarios**. En este caso, el bit 1 se representa por la ausencia de señal, y el 0 mediante pulsos de polaridad alternante. No hay ninguna ventaja particular de esta codificación respecto de la anterior, siendo la base de muchas aplicaciones.

<sup>4</sup> Estos términos no se usan con consistencia en la literatura especializada. En algunos textos, estos dos términos se usan para esquemas de codificación diferentes a los aquí definidos, e igualmente, para los códigos mostrados en la Figura 5.2 se usa una gran diversidad de términos. La nomenclatura que se ha adoptado corresponde con la utilizada en varios documentos normalizaciones de la UIT-T.



No obstante, el grado de sincronización proporcionado por estos códigos todavía presenta algunos problemas (una cadena larga de ceros en el caso del AMI o de unos en el pseudoternario). Para solventar dichos problemas se han propuesto otra serie de códigos. Una aproximación es insertar bits que fueren transiciones. Este procedimiento se adopta en RDSI para la transmisión a velocidades relativamente bajas. Desde luego, este esquema es costoso para velocidades de transmisión superiores, ya que significaría un aumento en la ya de por sí alta velocidad de transmisión. Para resolver este problema a altas velocidades de transmisión se utiliza una técnica que implica desordenar los datos. Posteriormente, en esta sección se proporcionarán dos ejemplos de esta técnica.

Así pues, con las modificaciones pertinentes, el esquema binario multinivel soslaya los problemas de los códigos NRZ. Por supuesto, al igual que cualquier otra decisión de ingeniería, siempre existe un compromiso. Con la codificación binaria multinivel, la señal puede tomar tres posibles valores en cada elemento de señal, lo que representaría  $\log_2 3 = 1,58$  bits de información, aunque en realidad transporta sólo un bit de información. Por tanto, el código binario multinivel no es tan eficaz como los NRZ. Otra forma de enunciar este hecho es que el receptor de señales codificadas con binario multinivel se ve obligado a distinguir entre tres niveles ( $+A$ ,  $-A$ ,  $0$ ), en lugar de los dos niveles de los otros esquemas presentados anteriormente. Por tanto, para obtener la misma probabilidad de error, la señal de un código binario multinivel necesita aproximadamente 3 dB más de potencia que las señales bivaluadas. Este hecho se muestra en la Figura 5.4. Dicho de otra forma, dada una relación señal ruido, la tasa de errores por bit para los códigos NRZ es significativamente menor que la correspondiente en un código binario multinivel.

## BIFASE

Bajo el término *bifase*, se engloba a otro conjunto de técnicas de codificación alternativas, diseñadas para superar las dificultades encontradas en los códigos NRZ. Dos de estas técnicas, denominadas Manchester y Manchester Diferencial, se usan frecuentemente en los sistemas de comunicación.

En el código **Manchester**, siempre hay siempre una transición en mitad del intervalo de duración del bit. Esta transición en la mitad del bit sirve como un procedimiento de sincronización a la vez que sirve para transmitir los datos: una transición de bajo a alto representa un 1, y una transición de alto a

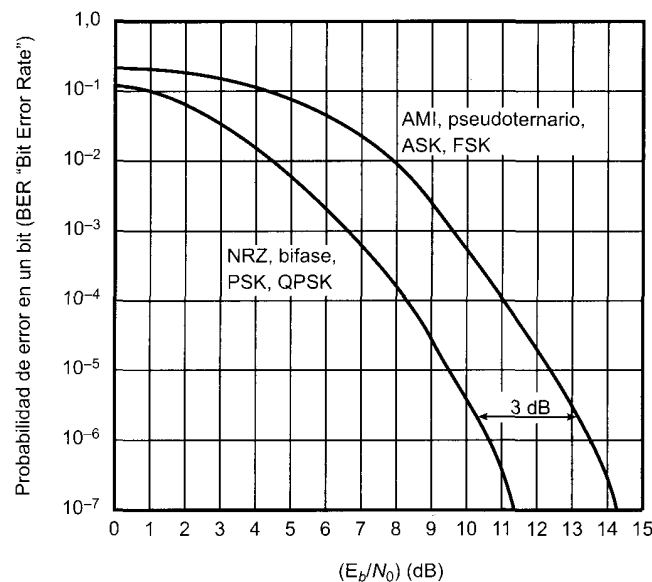


Figura 5.4. Tasa de errores por bit teórica para varios esquemas de codificación digital.

bajo representa un 0<sup>5</sup>. En **Manchester Diferencial**, la transición a mitad el intervalo se utiliza tan sólo para proporcionar sincronización. La codificación de un 0 se representa por la presencia de una transición al principio del intervalo del bit, y un 1 se representa mediante la ausencia de una transición al principio del intervalo. El Manchester Diferencial tiene como ventajas adicionales las derivadas de la utilización de una aproximación diferencial.

Todas las técnicas bifase fuerzan al menos una transición por cada bit pudiendo tener hasta dos en ese mismo periodo. Por tanto, la velocidad de modulación máxima es el doble que en los NRZ; esto significa que el ancho de banda necesario es por tanto mayor. No obstante, los esquemas bifase tienen las siguientes ventajas:

- **Sincronización:** debido a que la transición que ocurre durante el intervalo de duración correspondiente a un bit siempre está presente, el receptor puede sincronizarse usando dicha transición. Es ésta la razón por la que a los códigos bifase también se les denomina auto-sincronizados.
- **No tienen componente en continua:** los códigos bifase no tienen componente en continua, lo que implica todas las ventajas mencionadas anteriormente.
- **Detección de errores:** se pueden detectar errores si se observa una ausencia de la transición esperada en mitad del intervalo. Para que el ruido produjera un error no detectado tendría que invertir la señal antes y después de la transición.

Como se puede ver en la Figura 5.3, el ancho de banda en los códigos bifase es razonablemente estrecho, además de no contener componente en continua. Aún así, es más ancho que el ancho de banda de los códigos binarios multinivel.

Los códigos bifase se usan con frecuencia en los esquemas de transmisión de datos. Uno de los más conocidos es el código Manchester que se ha elegido como parte de la especificación de la normalización IEEE 802.3 para la transmisión en redes LAN con bus CSMA/CD usando cable coaxial en banda base o par trenzado. El Manchester Diferencial se ha elegido en la normalización IEEE 802.5 para redes LAN en anillo con paso de testigo, en las que se usan pares trenzados apantallados.

## VELOCIDAD DE MODULACIÓN

Cuando se usan técnicas de codificación de señales, se debe hacer una diferenciación entre la velocidad de transmisión de los datos (expresada en bits por segundo) y la velocidad de modulación (expresada en baudios). La velocidad de transmisión, también denominada tasa de bits, es  $1/t_b$ , donde  $t_b$  = la duración de un bit. La velocidad de modulación es aquella con la que se generan los elementos de señal. Considérese por ejemplo la codificación Manchester. El elemento de señal mínimo tiene una duración igual a la mitad de la duración del intervalo correspondiente a un bit. Si se tratara de una cadena de bits todos igual a 0, o a 1, se generaría una serie de pulsos como los mencionados. Por tanto, la velocidad máxima de modulación en el código Manchester es  $2/t_b$ . Este caso se muestra en la Figura 5.5, correspondiente a la transmisión de una cadena de unos a una velocidad de transmisión de 1 Mbps usando NRZI y Manchester. En general,

$$D = \frac{R}{b}$$

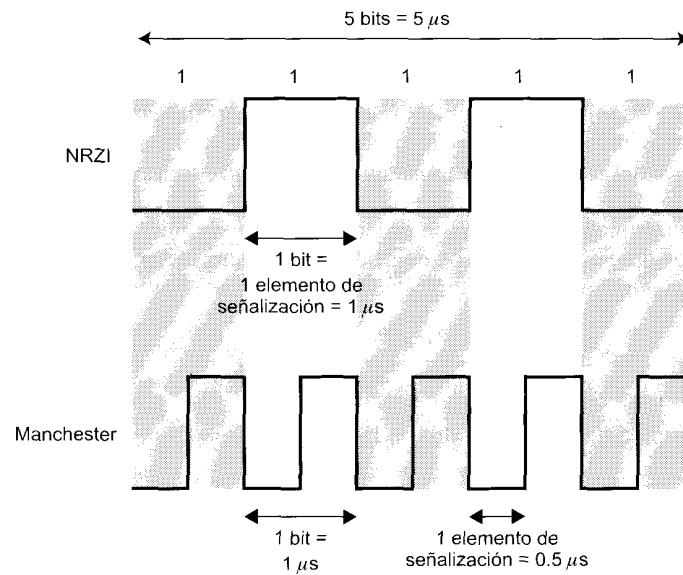
donde

$D$  = velocidad de modulación en baudios.

$R$  = velocidad de transmisión en bps.

$b$  = número de bits por elemento de señal.

<sup>5</sup> La definición del código Manchester presentada aquí es opuesta a la que se usa en muchos libros de texto que merecen respeto (por ejemplo: [TANE96], [COUC97], [FREE98] y [PETE95]) en los que un 0 binario corresponde a una transición bajo a alto, y un 1 binario corresponde a una transición alto a bajo. Aquí, la definición adoptada es coherente con la definición adoptada por la industria y con la utilizada en varios estándares para LAN, como por ejemplo, la norma IEEE 802.3.



**Figura 5.5.** Una cadena de unos a 1 Mbps.

Una forma de caracterizar la velocidad de modulación es determinando el número medio de transiciones que se dan en el intervalo de tiempo correspondiente a la duración de un bit. En general, esto dependerá de la secuencia en particular de bits que se transmitan. En la Tabla 5.3 se comparan las velocidades de modulación para diversas técnicas. En dicha tabla se indica la razón de transiciones de la señal normalizadas para el caso de una cadena de unos y ceros alternantes, así como para las cadenas de datos correspondientes a la velocidad de modulación máxima y mínima.

### TÉCNICAS DE «SCRAMBLING»

El éxito obtenido por los esquemas bifase en el entorno de las redes LAN a velocidades relativamente altas (hasta 10 Mbps), no es trasladable a las redes de larga distancia. La razón principal de esto estriba en el hecho de que bifase requiere una alta velocidad de elementos de señal comparada con la velocidad

**Tabla 5.3.** Velocidad de modulación normalizada de la señal para distintas velocidades de codificación de la señal digital.

|                        | Mínimo           | 101010... | Máximo             |
|------------------------|------------------|-----------|--------------------|
| NRZ-L                  | 0 (todo 0s o 1s) | 1,0       | 1,0                |
| NRZI                   | 0 (todo 0s)      | 0,5       | 1,0 (todo 1s)      |
| bipolar-AMI            | 0 (todo 0s)      | 1,0       | 1,0                |
| Pseudoternario         | 0 (todo 1s)      | 1,0       | 1,0                |
| Manchester             | 10 (1010...)     | 1,0       | 2,0 (todo 0s o 1s) |
| Manchester diferencial | 1,0 (todo 1s)    | 1,5       | 2,0 (todo 0s)      |

de transmisión obtenida para los datos. Este tipo de desventaja es más relevante, y por tanto, más costosa, en redes de larga distancia.

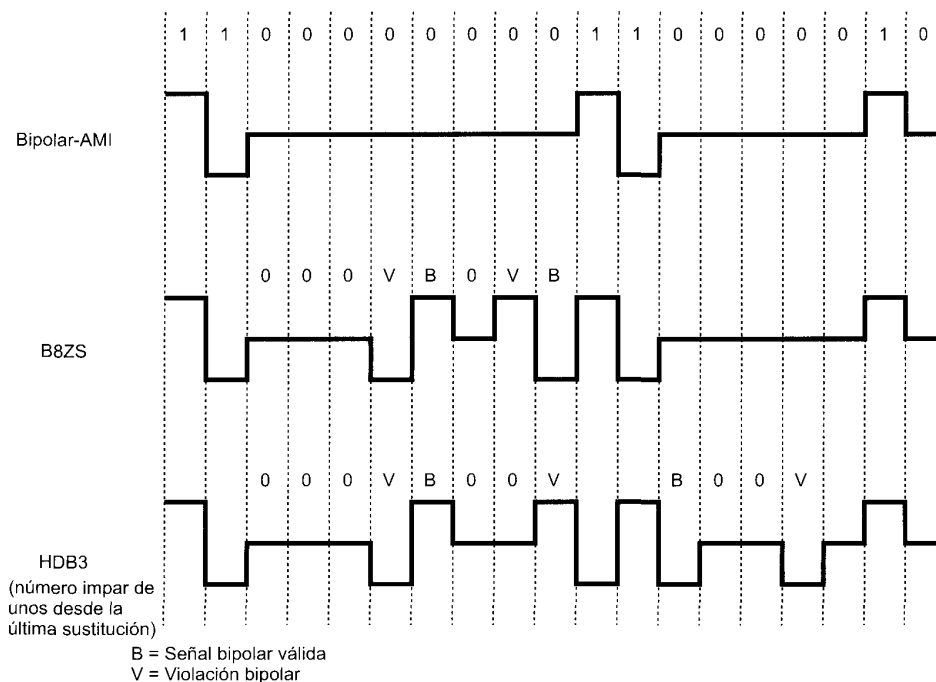
Otra aproximación alternativa es utilizar algún procedimiento o técnica de «scrambling». La idea subyacente en este tipo de técnicas es sencilla: reemplazar las secuencias de bits que den lugar a niveles de tensión constante por otras secuencias que proporcionen suficiente número de transiciones de forma tal que el reloj del receptor pueda mantenerse sincronizado. En el receptor se debe identificar la secuencia reemplazada y sustituirla por la secuencia original. La secuencia reemplazada tendrá la misma longitud que la original, por tanto, este procedimiento no implica cambio alguno en la velocidad de transmisión de los datos. Los objetivos en el diseño de estas técnicas se pueden resumir en:

- Evitar la componente en continua.
- Evitar las secuencias largas que correspondan a señales de tensión nula.
- No reducir la velocidad de transmisión de los datos.
- Tener cierta capacidad para detectar errores.

En la Figura 5.6 se muestran dos de las técnicas que se usan frecuentemente en las comunicaciones a larga distancia.

Un esquema de codificación que se usa habitualmente en Norteamérica se denomina **B8ZS (Bipolar with 8-Zeros Substitution)**, y se basa en un AMI bipolar. Previamente se mencionó que el inconveniente de los códigos AMI es que una secuencia larga de ceros puede dar lugar a una pérdida de sincronización. Para evitar este problema la codificación se realiza de acuerdo con las siguientes reglas:

- Si aparece un octeto con todo ceros y el último valor de tensión anterior a dicho octeto fue positivo, codificar dicho octeto como 000+−0−+.
- Si aparece un octeto con todo ceros y el último valor de tensión anterior a dicho octeto fue negativo, codificar dicho octeto como 000−+0+−.



**Figura 5.6.** Reglas de codificación para B8ZS y HDB3.

Tabla 5.4. Reglas de sustitución en HDB3.

| Polaridad del pulso anterior | Número de pulsos bipolares (unos) desde la última sustitución |        |
|------------------------------|---|--------|
|                              | Impar   | Par    |
| –                            | 000 –   | + 00 + |
| +                            | 000 +   | – 00 – |

Con este procedimiento se fuerzan dos violaciones de código del código AMI, (combinaciones de estados de señalización no permitidos por el código). Esta combinación tiene una probabilidad muy baja de haber sido causa por el ruido u otros defectos en la transmisión. El receptor identificará ese patrón y lo interpretará convenientemente como un octeto todo ceros.

Un esquema de codificación que se utiliza habitualmente en Europa y Japón es el denominado **HDB3 (High Density Bipolar-3 Zeros)**, véase Tabla 5.4. Al igual que el anterior, se basa en la codificación AMI. En este esquema, se reemplazan las cadenas de cuatro ceros por cadenas que contienen uno o dos pulsos. En este caso, el cuarto cero se sustituye una violación del código. Además, en las violaciones siguientes, se considera una regla adicional para asegurar que las mismas tengan una polaridad alterante, evitando así la introducción de componente en continua. Es decir, si la última violación fue positiva la siguiente deberá ser negativa y viceversa. En la Tabla 5.4 se indica que esta condición se determina dependiendo (1) si el número de pulsos desde la última violación es par o impar y (2) dependiendo de la polaridad del último pulso anterior a la aparición de los cuatro ceros.

En la Figura 5.4 se muestran las propiedades espectrales de los dos códigos mencionados. Como se puede observar, ninguno de los dos contiene componente en continua. La mayor parte de la energía se concentra en una región estrecha en torno a la frecuencia correspondiente a la mitad de la velocidad de transmisión de los datos. Por tanto, estos códigos son adecuados para la transmisión a altas velocidades.

## 5.2. DATOS DIGITALES, SEÑALES ANALÓGICAS

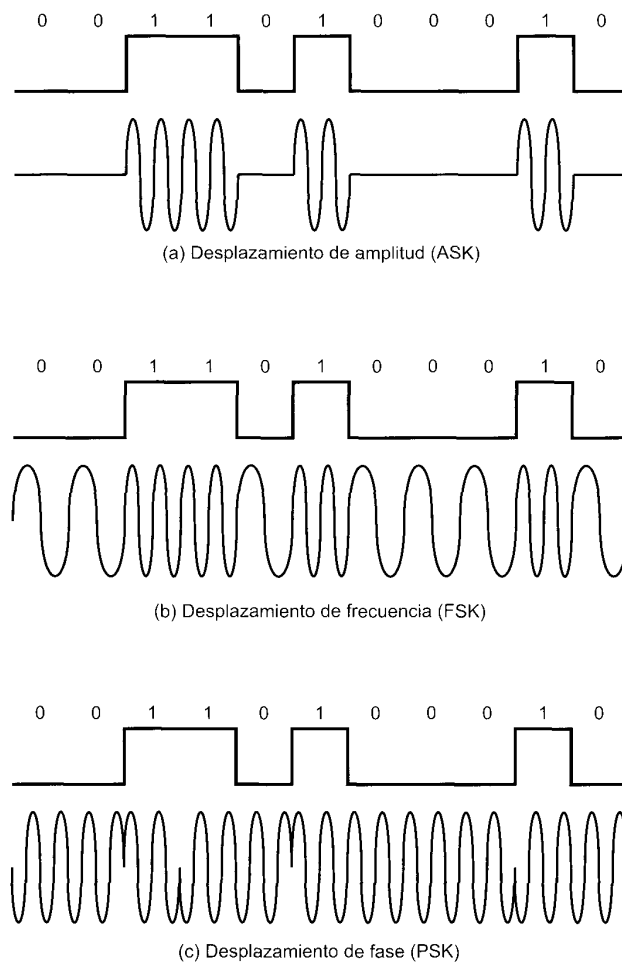
Consideremos ahora el caso de la transmisión de datos digitales usando señales analógicas. La situación más habitual para este tipo de situaciones es la transmisión de datos digitales a través de la red telefónica. Esta red se diseñó para recibir, conmutar y transmitir señales analógicas en el rango de frecuencias de voz entre 300 y 3.400 Hz. No es, por tanto, adecuada para la transmisión de señales digitales desde el terminal de abonado (aunque esto está progresivamente cambiando). No obstante, se pueden conectar dispositivos digitales a través de la red mediante el uso de dispositivos modem (modulador-demodulador), que convierten los datos digitales en señales analógicas y viceversa.

En la red telefónica se usan los modems para producir señales en el rango de frecuencias de voz, si bien, las mismas técnicas se pueden usar para modems a frecuencias más altas (por ejemplo microondas). En esta sección se presentan estas técnicas y se proporciona una breve discusión de las prestaciones de las distintas posibles alternativas.

### TÉCNICAS DE CODIFICACIÓN

Se ha mencionado que la modulación involucra a uno o más de los parámetros característicos de la señal portadora: la amplitud, la frecuencia y la fase. Por consiguiente, como se muestra en la Figura 5.7, hay tres técnicas básicas de codificación o de modulación, que transforman los datos digitales en señales analógicas:

- Desplazamiento de amplitud (ASK, Amplitudes-Shift Keying).
- Desplazamiento de frecuencia (FSK, Frequency-Shift Keying).
- Desplazamiento de fase (PSK, Phase-Shift Keying).



**Figura 5.7.** Modulación de datos digitales.

En todos los casos, la señal resultante ocupa un ancho de banda centrado en torno a la frecuencia de la portadora.

En **ASK**, los dos valores binarios se representan mediante dos amplitudes diferentes de la portadora. Es usual que una de las amplitudes sea cero; es decir, uno de los dígitos binarios se representa mediante la presencia de la portadora a amplitud constante, y el otro mediante la ausencia de portadora. La señal resultante es

$$\text{ASK} \quad s(t) = \begin{cases} A \cos(2\pi f_c t) & \text{1 binario} \\ 0 & \text{0 binario} \end{cases}$$

en el que la portadora es  $A \cos(2\pi f_c t)$ . ASK es sensible a cambios repentinos de la ganancia, además es una técnica de modulación bastante ineficaz. En líneas de calidad telefónica, ASK se usa típicamente a 1.200 bps como mucho.

La técnica ASK se usa para la transmisión de datos digitales en fibras ópticas. En los transmisores con LED, la expresión anterior sigue siendo válida. Es decir, un elemento de señal se representa mediante un pulso de luz, mientras que el otro elemento se representa mediante la ausencia de luz. Los transmisores láser tienen normalmente un valor de desplazamiento («bias») que hace que el dispositivo emita para el último caso una señal de baja intensidad. Este pequeño nivel será uno de los elementos de señalización, mientras que el otro será un haz de luz de mayor amplitud.

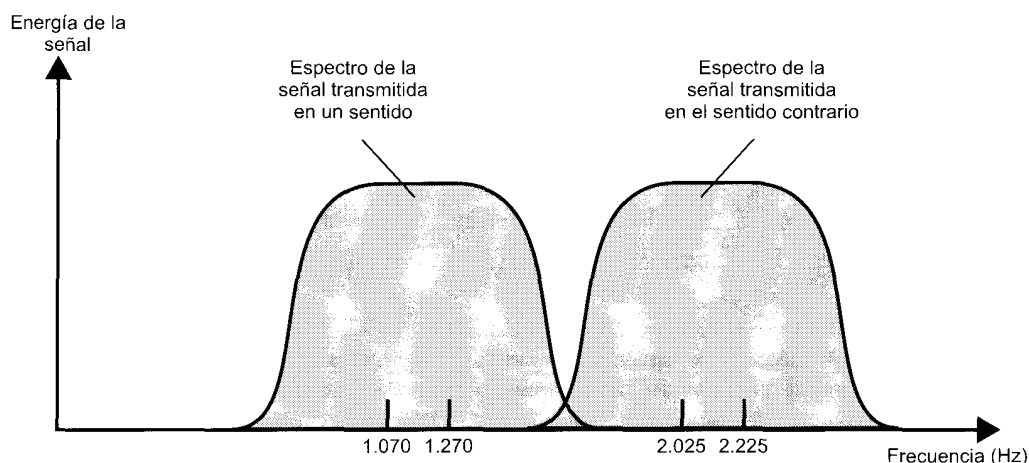
En **FSK**, los dos valores binarios se representan mediante dos frecuencias diferentes próximas a la frecuencia de la portadora. La señal resultante es

$$\text{FSK} \quad s(t) = \begin{cases} A \cos(2\pi f_1 t) & 1 \text{ binario} \\ A \cos(2\pi f_2 t) & 0 \text{ binario} \end{cases}$$

donde típicamente  $f_1$  y  $f_2$  corresponden a desplazamientos de la frecuencia portadora  $f_c$ , de igual magnitud pero en sentidos opuestos.

En la Figura 5.8 se muestra un ejemplo del uso de FSK en una transmisión full-duplex en una línea de calidad telefónica. Dicha figura corresponde a la serie de modems Bell System 108. Recuerdese que una línea de calidad telefónica deja aproximadamente pasar frecuencias en el rango de 300 a 3.400 Hz, y que *full-duplex* significa que las señales se transmiten simultáneamente en ambos sentidos. Para transmitir full-duplex, el ancho de banda anterior se parte en torno a los 1.700 Hz. En uno de los sentidos (correspondiente a la transmisión o a la recepción) las frecuencias utilizadas para representar al 1 o 0 están centradas en torno a los 1.170 Hz, desplazándose 100 Hz a cada lado. El efecto de usar estas dos frecuencias se muestra en la Figura 5.8, y corresponde a la transmisión de una señal cuyo espectro corresponde con la zona sombreada de la izquierda de la figura. De igual manera, para el otro sentido (recepción o transmisión) el modem utilizará señales correspondientes a desplazamientos de 100 Hz en torno a la frecuencia central de 2.125 Hz. Estas señales corresponden con el área sombreada a la derecha en la Figura 5.8. Obsérvese que hay un pequeño solapamiento entre las bandas, es decir, hay una pequeña interferencia.

FSK es menos sensible a errores que ASK. En líneas de calidad telefónica, se utiliza típicamente a velocidades de hasta 1.200 bps. También se usa frecuentemente en transmisión de radio a más altas frecuencias (desde 3 hasta 30 MHz). También se puede usar incluso a frecuencias superiores en redes de área local que utilicen cable coaxial.



**Figura 5.8.** Transmisión «full-duplex» en una línea de calidad telefónica.

En el esquema **PSK**, la fase de la señal portadora se desplaza para representar con ello a los datos digitales. En la parte inferior de la Figura 5.7 se muestra un ejemplo de un sistema que utiliza dos fases. En este sistema, un 0 binario se representa mediante la transmisión de una señal con la misma fase que la fase de la señal anteriormente enviada. Mientras que un 1 se representa mediante la transmisión de una señal cuya fase está en oposición de fase respecto a la señal precedente. Esta técnica se conoce como PSK diferencial, ya que el desplazamiento en fase es relativo a la fase correspondiente al último símbolo transmitido, en vez de ser relativo a algún valor constante de referencia. La señal resultante es

$$\text{PSK} \quad s(t) = \begin{cases} A \cos(2\pi f_c t + \pi) & \text{1 binario} \\ A \cos(2\pi f_c t) & \text{0 binario} \end{cases}$$

siendo la fase relativa a la correspondiente del bit anterior.

Se puede conseguir una utilización más eficaz del ancho de banda si cada elemento de señalización representa a más de un bit. Por ejemplo, en lugar de usar un desplazamiento de fase de  $180^\circ$ , como el que se hace en PSK, otra técnica de codificación frecuente denominada desplazamiento de fase en cuadratura (QPSK, Quadrature phase-shift keying), considera desplazamientos de fase correspondientes a múltiplos de  $\pi/2$  ( $90^\circ$ ).

$$\text{QPSK} \quad s(t) = \begin{cases} A \cos\left(2\pi f_c t + \frac{\pi}{4}\right) & 11 \\ A \cos\left(2\pi f_c t + \frac{3\pi}{4}\right) & 10 \\ A \cos\left(2\pi f_c t + \frac{5\pi}{4}\right) & 00 \\ A \cos\left(2\pi f_c t + \frac{7\pi}{4}\right) & 01 \end{cases}$$

Por lo que cada elemento de señal representa dos bits en lugar de uno.

Este esquema se puede ampliar, ya que se pueden transmitir tres bits cada vez si se usan ocho ángulos de fase diferentes. Es más, cada ángulo puede tener varias amplitudes. Por ejemplo, en un módem estándar a 9.600 bps se utilizan 12 ángulos de fase diferentes, cuatro de los cuales tienen dos posibles amplitudes.

En este último ejemplo se puede establecer claramente la diferencia entre la velocidad de transmisión  $R$  (en bps) y la velocidad de modulación  $D$  de la señal (en baudios). Supongamos que este esquema se emplea con una entrada digital codificada en NRZ-L. La velocidad de transmisión será  $R = 1/t_b$ , donde  $t_b$  es igual a la anchura de cada bit codificado con NRZ-L. No obstante, la señal codificada contiene  $b = 4$  bits en cada elemento de señal, ya que se usan  $L = 16$  combinaciones diferentes de amplitudes y fases. La velocidad de modulación será  $R/4$ , ya que cada elemento de señalización transporta cuatro bits. Por tanto, la velocidad de modulación de la línea es igual a 2.400 baudios, mientras que la velocidad de transmisión es igual a 9.600 bps. Esencialmente, ésta es la explicación de cómo en líneas de calidad telefónica se puede transmitir a velocidades de transmisión superiores utilizando esquemas de modulación más complejos.

En general,

$$D = \frac{R}{b} = \frac{R}{\log_2 L}$$

donde

$D$  = velocidad de modulación en baudios.

$R$  = velocidad de transmisión en bps.



$L$  = número de elementos de señalización diferentes.

$b$  = número de bits por elemento de señalización.

El procedimiento anterior se complica cuando se utiliza una técnica de codificación distinta al NRZ. Por ejemplo, ya se vio que la velocidad de modulación máxima para las señales bifase es  $2/t_B$ . Por tanto,  $D$  es mayor en bifase que en NRZ, por lo que en cierta manera se está contrarrestando la reducción en  $D$  conseguida con las técnicas de modulación multinivel.

## PRESTACIONES

El primer parámetro que se debe considerar para comparar las prestaciones de los distintos esquemas de modulación digital a analógico es el ancho de banda de la señal modulada. Éste dependerá de diversos factores, entre otros de la propia definición que se haga de ancho de banda así como de la técnica de filtrado que se use para obtener la señal pasabanda. Aquí se utilizarán los resultados obtenidos en [COUC97].

El ancho de banda  $B_T$  para ASK es de la forma

$$B_T = (1 + r)R$$

donde  $R$  es la velocidad de transmisión y  $r$  está relacionado con la técnica de filtrado de la señal aplicada para limitar el ancho de banda de la misma, permitiendo así su posterior transmisión, típicamente se verifica que  $0 < r < 1$ . Así el ancho de banda está directamente relacionado con velocidad de transmisión. La expresión anterior es también válida para PSK.

Para FSK, el ancho de banda se puede expresar como

$$B_T = 2\Delta F + (1 + r)R$$

donde  $\Delta F = f_2 - f_c = f_c - f_1$  es el desplazamiento de la frecuencia de la señal modulada respecto de la frecuencia de la portadora. Cuando se usan frecuencias muy altas, el término  $\Delta F$  es el dominante. Por ejemplo, uno de los estándares que utiliza FSK en redes locales multipunto sobre cable coaxial usa  $\Delta F = 1,25$  MHz,  $f_c = 5$  MHz, y  $R = 1$  Mbps. En este caso  $2\Delta F = 2,5$  MHz. En el ejemplo anteriormente mencionado del modem Bell 108,  $\Delta F = 100$  Hz,  $f_c = 1.170$  Hz (en un sentido), y  $R = 300$  bps. En este caso el término  $(1 + r)R$  domina.

Utilizando señalización multinivel, se pueden conseguir mejoras significativas en el ancho de banda. En general,

$$B_T = \left( \frac{1 + r}{b} \right) R = \left( \frac{1 + r}{\log_2 L} \right) R$$

donde  $b$  es el número de bits codificados en cada elemento de señalización y  $L$  es el número de elementos de señalización diferentes.

En la Tabla 5.5 se muestra el cociente entre las velocidades de transmisión  $R$  y el ancho de banda necesario para distintos esquemas de modulación. Este cociente también se denomina eficiencia del ancho de banda. Como su nombre indica, este parámetro es una medida de la eficiencia en la utilización del ancho de banda al transmitir los datos. Por tanto, las mejoras introducidas por la utilización de un esquema de señalización multinivel, ahora son ya evidentes.

Por supuesto, la discusión anterior hace referencia al espectro de la señal de entrada a la línea de transmisión. Nótese, que todavía no se ha mencionado nada relacionado con la presencia de ruido. En la Figura 5.4 se resumen algunos resultados relevantes basados en ciertas suposiciones relativas a los sistemas de transmisión [COUC97]. Aquí se representa la tasa de errores por bit en función del cociente  $E_b/N_0$ , definido en el Capítulo 3. Por supuesto, cuando este cociente aumenta, la tasa de errores disminuye. Es más, PSK y QPSK mejoran a ASK y a FSK en aproximadamente 3 dB.

**Tabla 5.5.** Relación entre la razón de datos y el ancho de banda de transmisión para varios esquemas de codificación digital-analógico.

|   | $r = 0$  | $r = 0,5$ | $r = 1$  |
|---|----------|-----------|----------|
| <b>ASK</b>                                | 1,0      | 0,67      | 0,5      |
| <b>FSK</b>                                |          |           |          |
| Banda ancha ( $\Delta F \gg R$ )          | $\sim 0$ | $\sim 0$  | $\sim 0$ |
| Banda estrecha ( $\Delta F \approx f_c$ ) | 1,0      | 0,67      | 0,5      |
| <b>PSK</b>                                | 1,0      | 0,67      | 0,5      |
| <b>Señalización multinivel</b>            |          |           |          |
| $L = 4, b = 2$                            | 2,00     | 1,33      | 1,00     |
| $L = 8, b = 3$                            | 3,00     | 2,00      | 1,50     |
| $L = 16, b = 4$                           | 4,00     | 2,67      | 2,00     |
| $L = 32, b = 5$                           | 5,00     | 3,33      | 2,50     |

Este concepto se puede ya relacionar con la eficiencia del ancho de banda. Recuerdese que

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{N_0 R}$$

El parámetro  $N_0$  es la densidad de potencia del ruido, en vatios/hertzios. Por tanto, el ruido en una señal con ancho de banda  $B_T$  es  $N = N_0 B_T$ . Sustituyendo, se tiene que

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{N} \frac{B_T}{R}$$

En un esquema de señalización dado, la tasa de errores por bit se puede reducir incrementando  $E_b/N_0$ , lo que se puede conseguir incrementando el ancho de banda o reduciendo la velocidad de transmisión de los datos; en otras palabras, reduciendo la eficiencia del ancho de banda.

### Ejemplo

¿Cuál es la eficiencia del ancho de banda para FSK, ASK, PSK, y QPSK si la tasa de errores por bit es  $10^{-7}$  en un canal con una SNR igual a 12 dB?

Se tiene que

$$\frac{E_b}{N_0} = 12 \text{ dB} - \left( \frac{R}{B_T} \right)_{\text{dB}}$$

A partir de la Figura 5.4, para FSK y ASK se tiene que

$$\frac{E_b}{N_0} = 14,2 \text{ dB}$$

$$\left( \frac{R}{B_T} \right)_{\text{dB}} = -2,2 \text{ dB}$$

$$\frac{R}{B_T} = 0,6$$

De la misma figura, para PSK

$$\begin{aligned}\frac{E_b}{N_0} &= 11,2 \text{ dB} \\ \left(\frac{R}{B_T}\right)_{\text{dB}} &= 0,8 \text{ dB} \\ \frac{R}{B_T} &= 1,2\end{aligned}$$

Para QPSK se debe tener en cuenta que  $D = R/2$ . Por tanto

$$\frac{R}{B_T} = 2,4$$

Como se muestra en el ejemplo anterior, los esquemas ASK y FSK proporcionan la misma eficiencia del ancho de banda, PSK es mejor, y todavía se consigue mayor eficiencia si se utiliza una señalización multinivel.

Es conveniente hacer una comparación de estas necesidades de ancho de banda con las correspondientes a la señalización digital. Una buena aproximación es

$$B_T = 0,5(1 + r)D$$

donde  $D$  es la velocidad de modulación. En NRZ se cumple que  $D = R$ , luego

$$\frac{R}{B_T} = \frac{2}{1 + r}$$

Por tanto, la señalización digital es comparable en cuanto a la eficiencia del ancho de banda con ASK, FSK y PSK. Si bien se puede observar una mejora significativa en la señalización analógica al utilizar técnicas multinivel.

### 5.3. DATOS ANALÓGICOS. SEÑALES DIGITALES

En esta sección se estudia el proceso de la transformación de datos analógicos en señales digitales. Estrictamente hablando, es más correcto referirse a este proceso como la conversión de datos analógicos a datos digitales; este proceso es también denominado digitalización. Una vez que los datos analógicos se convierten a digitales, puede ocurrir lo siguiente:

1. Los datos digitales se transmiten usando NRZ-L. En este caso, se habrá realizado directamente una conversión de datos analógicos a señales digitales.
2. Los datos digitales se codifican usando un código diferente al NRZ-L. Por tanto, en este caso se necesitaría un paso adicional.
3. Los datos digitales se convierten en señales analógicas, usando una de las técnicas de modulación presentadas en la Sección 5.2.

Este último procedimiento, aparentemente curioso, se muestra en la Figura 5.9, en la que se representan datos de voz tras ser digitalizados, se han convertido posteriormente en señales analógicas tipo ASK. Este procedimiento permite la transmisión digital, en el sentido definido en el Capítulo 3. Los datos de voz, al haber sido digitalizados, se pueden procesar como si fueran digitales, incluso cuando los requisitos de la transmisión (por ejemplo la utilización de microondas) fueren la utilización de señales analógicas.

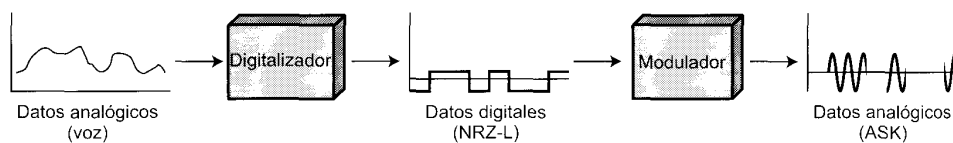


Figura 5.9. Digitalización de datos analógicos.

El dispositivo que se utiliza para la conversión de los datos analógicos en digitales, y que posteriormente recupera los datos analógicos iniciales de los digitales se denomina codec (codificador-decodificador). En esta sección se examinarán las dos técnicas más importantes que se usan en los codecs, es decir, la modulación por impulsos codificados y la modulación delta. La sección concluye comparando sus prestaciones.

## MODULACIÓN POR CODIFICACIÓN DE IMPULSOS

La modulación por codificación de impulsos (PCM, Pulse Code Modulation) se basa en el teorema de muestreo, que dice:

Si una señal  $f(t)$  se muestrea a intervalos regulares de tiempo con una frecuencia mayor que el doble de la frecuencia más alta de la señal, entonces las muestras así obtenidas contienen toda la información de la señal original. La función  $f(t)$  se puede reconstruir a partir de estas muestras mediante la utilización de un filtro pasa baja.

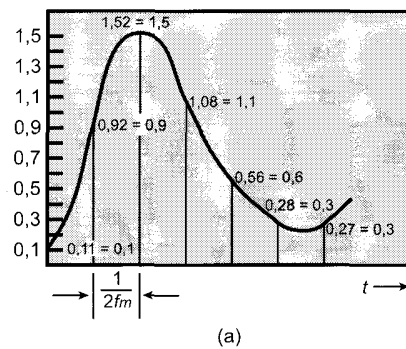
Para el lector interesado, en el Apéndice 5A se desarrolla la demostración del teorema anterior. Si los datos de voz se limitan a frecuencias por debajo de 4.000 Hz, lo que significa que la inteligibilidad se conserva, para caracterizar completamente la señal de voz serían suficientes obtener 8.000 muestras por segundo. Obsérvese que aún se trata de muestras analógicas, denominadas muestras PAM (Pulse Amplitude Modulation). Para convertir las muestras PAM a digital, se les debe asignar un código digital a cada una de ellas. En la Figura 5.10 se muestra un ejemplo en el que cada muestra se aproxima mediante su cuantización en uno de 16 posibles niveles. Por lo tanto, cada una de las muestras se puede representar por 4 bits. Pero, ya que los niveles cuantizados son sólo aproximaciones, es imposible recuperar completamente la señal original. Utilizando muestras de 8 bits, lo que permite 256 niveles de cuantización, la calidad de la señal de voz resultante es comparable a la que se consigue mediante transmisión analógica. Nótese que esto implica que para una única señal de voz se necesitan 8.000 muestras por segundo  $\times$  8 bits por muestra = 64 kbps.

Así pues, la técnica PCM genera la señal digital tomando como entrada la señal analógica continua en el tiempo y amplitud. La señal digital resultante consiste en bloques de  $n$  bits, donde cada número de  $n$  bits corresponde a la amplitud de un impulso PCM. En el receptor este procedimiento se invierte para obtener así la señal analógica. Obsérvese, no obstante, que este proceso viola las condiciones exigidas por el teorema de muestreo. Al cuantificar los impulsos PAM, la señal original sólo se aproxima, por lo que no podrá ser recuperada con exactitud. Este efecto se denomina error de cuantización o ruido de cuantización. La razón señal-ruido para el ruido de cuantización se puede expresar como [GIBS93]:

$$\text{SNR} = 20 \log 2^n + 1,76 \text{ dB} = 6,02n + 1,76 \text{ dB}$$

Por tanto, cada bit adicional que se use en la cuantización aumentará la razón señal-ruido en 6 dB, es decir un factor 4.

Generalmente, el esquema PCM se refina mediante técnicas denominadas de codificación no lineal, en las que los niveles de cuantización no están igualmente separados. El problema que surge al considerar separaciones entre niveles iguales es que el valor medio del valor absoluto del error para cada muestra es el mismo, independientemente del nivel de la señal. Por consiguiente, los niveles de señal



| Dígitos | Equivalentes en binario | Forma de onda PCM                         |
|---------|-------------------------|---|
| 0       | 0000                    | [Onda de pulso: 4 bits de 0]              |
| 1       | 0001                    | [Onda de pulso: 3 bits de 0, 1 bit de 1]  |
| 2       | 0010                    | [Onda de pulso: 2 bits de 0, 2 bits de 1] |
| 3       | 0011                    | [Onda de pulso: 1 bit de 0, 3 bits de 1]  |
| 4       | 0100                    | [Onda de pulso: 3 bits de 1, 1 bit de 0]  |
| 5       | 0101                    | [Onda de pulso: 2 bits de 1, 2 bits de 0] |
| 6       | 0110                    | [Onda de pulso: 1 bit de 1, 3 bits de 0]  |
| 7       | 0111                    | [Onda de pulso: 3 bits de 1, 1 bit de 0]  |
| 8       | 1000                    | [Onda de pulso: 4 bits de 1]              |
| 9       | 1001                    | [Onda de pulso: 3 bits de 1, 1 bit de 0]  |
| 10      | 1010                    | [Onda de pulso: 2 bits de 1, 2 bits de 0] |
| 11      | 1011                    | [Onda de pulso: 1 bit de 1, 3 bits de 0]  |
| 12      | 1100                    | [Onda de pulso: 3 bits de 1, 1 bit de 0]  |
| 13      | 1101                    | [Onda de pulso: 2 bits de 1, 2 bits de 0] |
| 14      | 1110                    | [Onda de pulso: 1 bit de 1, 3 bits de 0]  |
| 15      | 1111                    | [Onda de pulso: 4 bits de 1]              |

(b)

**Figura 5.10.** Modulación por codificación de impulsos.

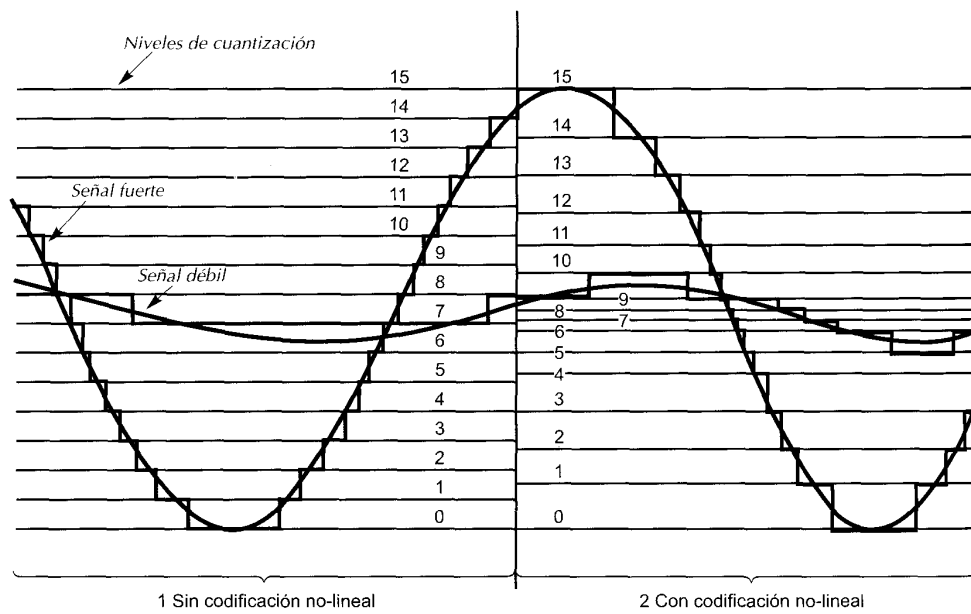
más pequeños estarán en términos relativos más distorsionados. Al usar un número mayor de niveles de cuantización para señales de poca amplitud, y un número menor para las señales de mayor amplitud, se consigue una reducción en la distorsión media de la señal (por ejemplo, véase la Figura 5.11).

El mismo efecto se puede conseguir usando cuantización uniforme pero ahora, comprimiendo y posteriormente expandiendo la señal analógica de entrada. Este procedimiento consiste en comprimir a la entrada el rango de intensidades de la señal, asignando a las señales de baja amplitud una ganancia superior que a las señales de amplitud mayor. En la salida se realiza la operación contraria. En la Figura 5.12 se representa una función típica de compresión-expansión.

La codificación no lineal puede conseguir una mejora significativa de la SNR de un sistema PCM. Para las señales de voz se han conseguido mejoras de 24 a 30 dB.

### MODULACIÓN DELTA (DM, DELTA MODULATION)

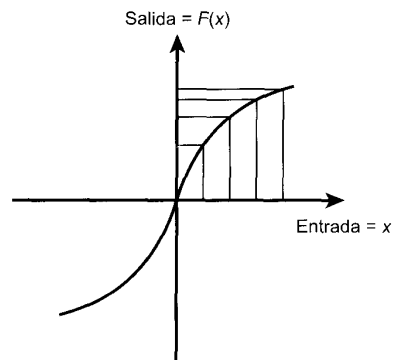
Para mejorar las prestaciones de la codificación PCM, o para reducir su complejidad, se ha desarrollado un gran número de técnicas. Una de las alternativas de mayor aceptación es la modulación delta (DM).



**Figura 5.11.** Efecto de la codificación no-lineal.

En la modulación delta, la entrada analógica se aproxima mediante una función escalera que en cada intervalo de muestreo ( $T_s$ ) sube o baja un nivel de cuantización ( $\delta$ ). En la Figura 5.13 se muestra un ejemplo, en el que la función escalera está superpuesta a la señal original. La característica principal de la función escalera es que su comportamiento es binario: en cada instante de muestreo la función sube o baja una cantidad constante  $[\delta]$ . Por tanto, la salida del modulador delta se puede representar mediante un único bit para cada muestra. Resumiendo, se obtiene una cadena de bits que aproxima a la derivada de la señal analógica de entrada en lugar de a la propia amplitud: se genera un 1 si la función escalera sube en el siguiente intervalo, o un 0 en cualquier otro caso.

La transición (hacia arriba o hacia abajo) que ocurre en cada intervalo de muestreo se elige de tal manera que la función escalera aproxime tanto como sea posible a la forma de onda de la señal original. La Figura 5.14 muestra este procedimiento, que básicamente consiste en un mecanismo de realimen-



**Figura 5.12.** Función de compresión típica.

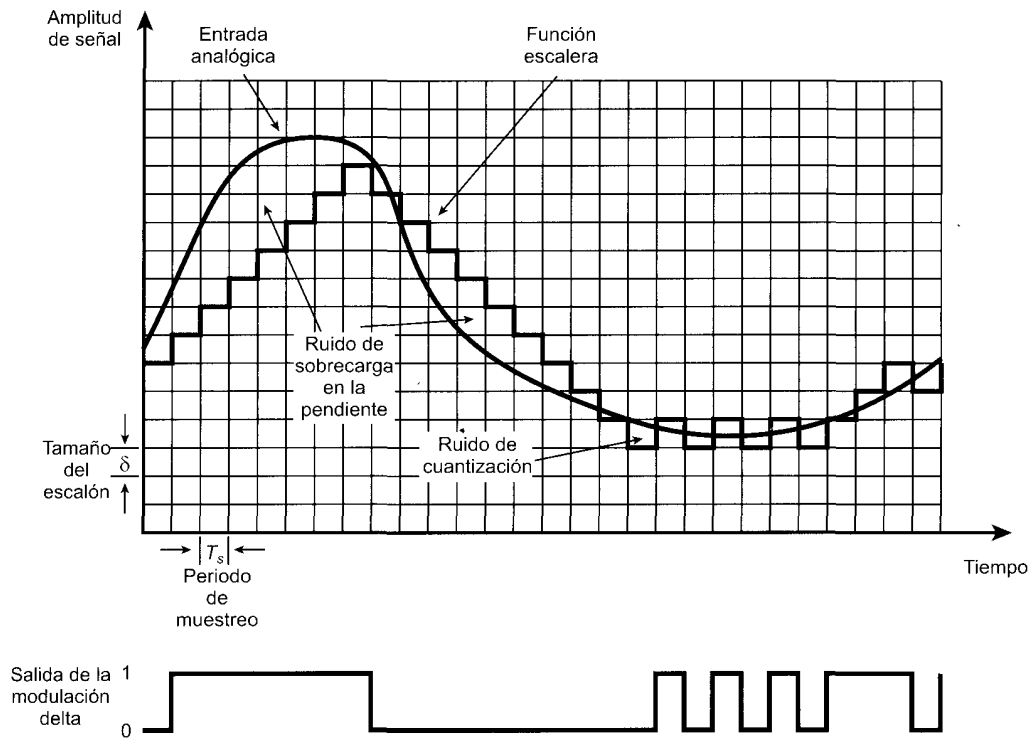


Figura 5.13. Ejemplo de modulación delta.

tación. Al transmitir ocurre lo siguiente: por cada intervalo de muestreo, la señal analógica de entrada se compara con el valor más reciente de la función escalera. Si el valor de la forma de onda muestreada supera el de la función escalera, se genera un 1, en otro caso se generará un 0. Por tanto, la función escalera siempre se modifica en la dirección de la señal de entrada. La salida del proceso DM es por tanto una secuencia binaria que se puede usar en el receptor para reconstruir la función escalera. Esta función reconstruida, se podrá suavizar mediante algún procedimiento de integración o mediante un filtro pasa baja que genere una aproximación analógica a la señal analógica de entrada.

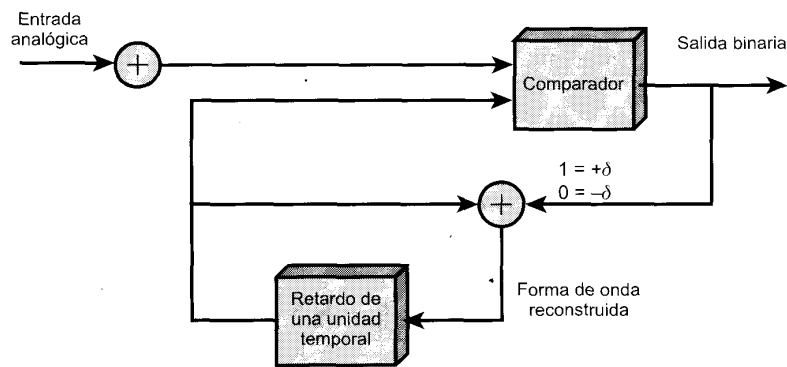
Hay dos parámetros importantes en el esquema DM: el tamaño del cuanto asignado a cada dígito binario,  $\delta$ , y la frecuencia de muestreo. Como se muestra en la Figura 5.13,  $\delta$  se debe elegir tal que se consiga un compromiso entre los dos tipos de error o ruido. Cuando la señal analógica varíe muy lentamente, habrá ruido de cuantización, siendo este ruido tanto mayor cuanto mayor sea  $\delta$ . Por contra, cuando la señal de entrada cambie tan rápidamente que la función escalera no la pueda seguir, se producirá un ruido de sobrecarga en la pendiente. Este ruido aumenta al disminuir  $\delta$ .

Debe quedar claro que la precisión de este esquema se puede mejorar aumentando la frecuencia de muestreo. No obstante, esto incrementará la velocidad de transmisión de los datos a la salida.

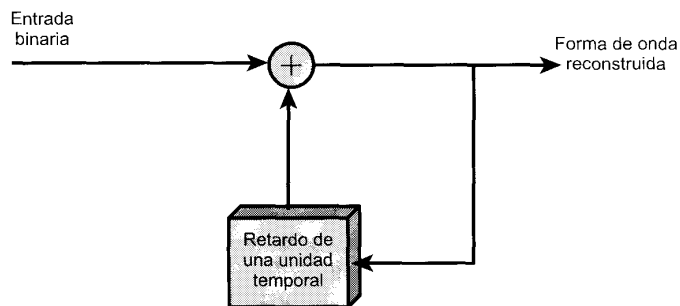
La principal ventaja de la DM respecto a la PCM es su sencillez de implementación. No obstante, PCM consigue, en general, una mejor SNR para la misma velocidad de transmisión.

## PRESTACIONES

Se puede conseguir una buena calidad de reproducción de voz con 128 niveles, es decir con 7 bits ( $2^7 = 128$ ). La señal de voz, siendo conservador, ocupa un ancho de banda de 4 kHz. Por tanto, de



(a) Transmisión



(b) Recepción

Figura 5.14. Modulación delta.

acuerdo con el teorema de muestreo, las muestras se deben tomar a una razón de 8.000 muestras por segundo. Esto implica que para los datos digitales codificados en PCM se obtiene una velocidad de transmisión igual a  $8.000 \times 7 = 56$  kbps.

Veamos que significa esto desde el punto de vista del ancho de banda necesario. Una señal analógica de voz ocupa 4 kHz. Esta señal analógica de 4 kHz se convierte mediante PCM en una señal digital a 56 kbps. De acuerdo con el criterio de Nyquist (véase Capítulo 3) esta señal digital necesitaría aproximadamente 28 kHz de ancho de banda. Este hecho será tanto más evidente cuanto mayor sea el ancho de banda de la señal. Por ejemplo, un esquema típico de PCM para la televisión en color utiliza código de 10 bits, que se transmite a 92 Mbps para señales de 5,66 MHz de ancho de banda. A pesar de lo elevado de estas cifras, las técnicas de transmisión digital se utilizan cada vez más en la transmisión de datos analógicos. Este hecho está justificado por las siguientes razones:

- No hay ruido aditivo debido a que se usan repetidores en lugar de amplificadores.
- Como posteriormente se verá, para señales digitales en lugar de utilizar multiplexación por división en frecuencias (FDM, Frequency-division multiplexing), se usa la multiplexación por división en el tiempo (TDM, Time-division multiplexing). En TDM no hay ruido de intermodulación, característico de la FDM.
- La conversión a señales digitales permite el uso de técnicas más eficaces de conmutación.



Es más, se han desarrollado técnicas que proporcionen códigos más eficaces. Para el caso de la voz, un objetivo que parece razonable está en torno a los 4 kbps. Para la codificación de señales de vídeo, se puede usar el hecho de que la mayor parte de los elementos de la imagen no cambian cuadro a cuadro. Las técnicas de codificación que aprovechan las dependencias existentes entre cuadros adyacentes, permiten reducir la velocidad de transmisión para la señal de vídeo hasta 15 Mbps; y, para las secuencias que varíen poco, como, por ejemplo, una teleconferencia, se puede reducir hasta 64 kbps o incluso menos.

Finalmente, hay que decir que el uso de un sistema de telecomunicación dará lugar tanto a una conversión de digital a analógico como de analógico a digital. La mayoría de los terminales en las redes de telecomunicación son analógicos, y las redes en sí utilizan una mezcla de técnicas y dispositivos analógicos y digitales. Por tanto, los datos digitales en el terminal del usuario se deberán convertir a analógicos mediante un modem, posteriormente se deberán digitalizar mediante un codec y posiblemente todavía sufran conversiones adicionales antes de alcanzar su destino final.

Debido a esto, los servicios de telecomunicación gestionan señales analógicas que representan tanto voz como datos digitales. Las características de las formas de las ondas respectivas son bastante diferentes. Mientras que la señal de voz tiende a estar concentrada en la parte baja del ancho de banda (véase Figura 3.9), la codificación analógica de señales digitales tiene una distribución espectral más plana, conteniendo por tanto más componentes a altas frecuencias. Algunos estudios han demostrado que, debido a la presencia de estas altas frecuencias, en la digitalización de señales analógicas que representan datos digitales, es preferible el uso de técnicas tipo PCM, en lugar de optar por procedimientos similares a la DM.

## 5.4. DATOS ANALÓGICOS, SEÑALES ANALÓGICAS

La modulación se ha definido como el proceso de combinar una señal de entrada  $m(t)$  y una portadora a frecuencia  $f_c$  para producir una señal  $s(t)$  cuyo ancho de banda esté (normalmente) centrado en torno a  $f_c$ . Para el caso de datos digitales, la justificación de la modulación es evidente: será necesaria cuando exista sólo la posibilidad de transmisión analógica, permitiendo así convertir los datos digitales en analógicos. Sin embargo, cuando los datos son analógicos la justificación no es tan evidente. Después de todo, las señales de voz se transmiten a través de líneas telefónicas usando su espectro original (esto se denomina transmisión en banda base). Para la transmisión de señales analógicas mediante modulación analógica, existen fundamentalmente dos razones:

- Para llevar a cabo una transmisión más efectiva puede que se necesite una frecuencia mayor. En los medios no guiados es prácticamente imposible transmitir señales en banda-base ya que el tamaño de las antenas tendría que ser de varios kilómetros de diámetro.
- La modulación permite la multiplexación por división en frecuencias, técnica muy importante que se estudiará en el Capítulo 8.

En esta sección consideraremos las técnicas más importantes para la modulación de datos analógicos: la modulación en amplitud (AM, Amplitude Modulation), la modulación en frecuencias (FM, Frequency Modulation) y la modulación en fase (PM, Phase Modulation). Al igual que antes, los tres parámetros básicos de la portadora se utilizan para llevar a cabo la modulación.

### MODULACIÓN EN AMPLITUD

La modulación en amplitud (AM), mostrada en la Figura 5.15, es la técnica más sencilla de modulación. Matemáticamente el proceso se puede expresar como

$$s(t) = [1 + n_a x(t)] \cos 2\pi f_c t$$

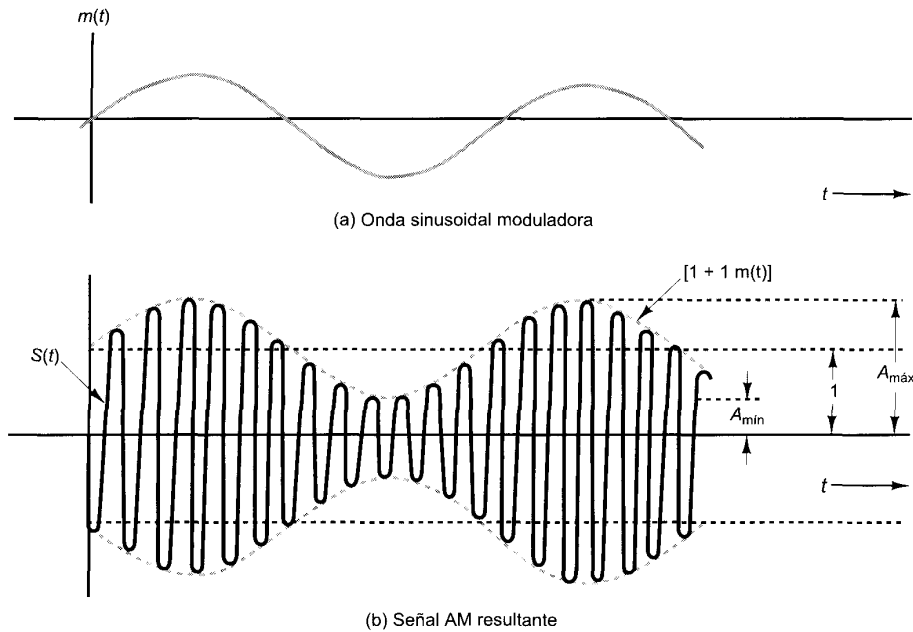


Figura 5.15. Modulación en amplitud.

donde  $\cos 2\pi f_c t$  es la portadora y  $x(t)$  es la señal de entrada, ambas normalizadas a la amplitud unidad. El parámetro  $n_a$ , denominado índice de modulación, es el cociente entre la amplitud de la señal de entrada y la amplitud de la portadora. De acuerdo con la notación previa, la señal de entrada será  $m(t) = n_a x(t)$ . El «1» en la expresión anterior es una componente de continua que evita pérdidas de información, como se explica a continuación. Este esquema también se denomina transmisión de portadora con doble banda lateral (DSBTC, double sideband transmitted carrier).

### Ejemplo

Obtener la expresión de  $s(t)$  si  $x(t)$  es la señal moduladora en amplitudes  $\cos 2\pi f_m t$ .

Se tiene que

$$s(t) = [1 + n_a \cos 2\pi f_m t] \cos 2\pi f_c t$$

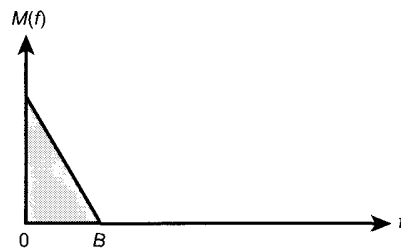
Utilizando la identidad trigonométrica, la expresión anterior se puede desarrollar, obteniéndose

$$s(t) = \cos 2\pi f_c t + \frac{n_a}{2} \cos 2\pi(f_c - f_m)t + \frac{n_a}{2} \cos 2\pi(f_c + f_m)t$$

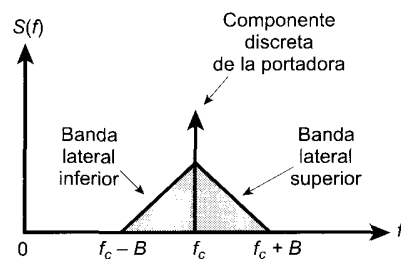
La señal resultante tiene una componente a la frecuencia original de la portadora, más un par de componentes adicionales separadas  $f_m$  hertzios de la frecuencia de la portadora.

A partir de la expresión anterior y de la Figura 5.15, se puede observar que AM implica la multiplicación de la señal de entrada por la portadora. La envolvente de la señal resultante es  $[1 + n_a x(t)]$  y, mientras que  $n_a < 1$ , la envolvente será una reproducción exacta de la señal original. Si  $n_a > 1$ , la envolvente cruzará el eje del tiempo perdiéndose así información.

Es instructivo observar el espectro de la señal AM. En la Figura 5.16, se muestra un ejemplo. El espectro está formado por la portadora original más el espectro de la señal de entrada trasladada a  $f_c$ . La



(a) Espectro de la señal moduladora

(b) Espectro de una señal AM con portadora a  $f_c$ **Figura 5.16.** Espectro de una señal AM.

parte del espectro para la que  $|f| > |f_c|$  es la *banda lateral superior*, y la porción del espectro para la que  $|f| < |f_c|$  es la *banda lateral inferior*. Tanto la banda superior como la inferior son réplicas exactas del espectro original  $M(f)$ , estando la banda inferior invertida en frecuencias. A modo de ejemplo, considérese la modulación de la señal de voz, con un espectro comprendido entre 300 y 3.000 Hz, sobre una portadora de 60 kHz. La señal resultante estará constituida por la banda superior, entre 60,3 y 63 kHz, y la banda inferior entre 57 y 59,7 kHz, además de la portadora de 60 Hz. Una relación importante es

$$P_t = P_c \left( 1 + \frac{n_a^2}{2} \right)$$

donde  $P_t$  es la potencia total transmitida en  $s(t)$ , y  $P_c$  es la potencia transmitida en la portadora. Es deseable hacer  $n_a$  tan grande como sea posible de tal manera que la mayor parte de la potencia de la señal transmitida se use para transportar información. Ahora bien,  $n_a$  debe mantenerse menor que 1.

Debería estar claro que  $s(t)$  contiene componentes innecesarias, ya que cada una de las bandas laterales contiene todo el espectro de  $m(t)$ . Una variante de AM, denominada AM de banda lateral única (SSB, single sideband), aprovecha este hecho, transmitiendo sólo una de las bandas laterales, eliminando la otra y la portadora. Las principales ventajas de esta aproximación son:

- Solamente se necesita la mitad del ancho de banda, es decir  $B_f = B$ , donde  $B$  es el ancho de banda de la señal original. En DSBTC,  $B_f = 2B$ .
- Se necesita menos potencia ya que se ahorra la potencia correspondiente a la portadora y a la otra banda lateral. Otra variante es la doble banda lateral con portadora suprimida (DSBSC, double sideband suppressed carrier), en la que se elimina la frecuencia portadora y se transmiten las dos bandas laterales. Con este procedimiento se ahorra algo de potencia, pero se utiliza igual ancho de banda que en DSBTC.

La desventaja de suprimir la portadora es que dicha componente se puede usar para la sincronización. Por ejemplo, supóngase que la señal analógica original es una forma de onda ASK que codifica datos digitales. El receptor necesitará conocer dónde comienza cada bit para así interpretar correctamente los datos. Una portadora constante proporciona un mecanismo de sincronización con el que se puede temporizar la llegada de los bits. Una aproximación que implica un compromiso es la denominada banda lateral vestigial (VSB, vestigial sideband), en la que se usa una de las bandas laterales y una portadora de potencia reducida.

## MODULACIÓN EN ÁNGULO

La modulación en frecuencias (FM, frequency modulation) y la modulación en fase (PM, Phase modulation) son casos particulares de la denominada modulación en ángulo. La señal modulada se expresa como

$$s(t) = A_c \cos [2\pi f_c t + \phi(t)]$$

En la modulación en fase, la fase es proporcional a la señal moduladora:

$$\phi(t) = n_p m(t)$$

donde  $n_p$  es el índice de modulación en fase.

En la modulación en frecuencias, la derivada de la fase es proporcional a la señal moduladora:

$$\phi'(t) = n_f m(t)$$

donde  $n_f$  es el índice de modulación en frecuencias.

Las anteriores definiciones se pueden clarificar mediante la siguiente argumentación matemática. La fase de  $s(t)$  en cualquier instante dado es  $2\pi f_c t + \phi(t)$ . La desviación de la fase instantánea respecto de la señal portadora es  $\phi(t)$ . En la modulación en fase (PM), esta desviación instantánea de fase es proporcional a  $m(t)$ . Debido a que la frecuencia se puede definir como la velocidad de cambio de la fase de una señal, la frecuencia instantánea de  $s(t)$  viene dada por

$$2\pi f_i(t) = \frac{d}{dt} [2\pi f_c t + \phi(t)]$$

$$f_i(t) = f_c + \frac{1}{2\pi} \phi'(t)$$

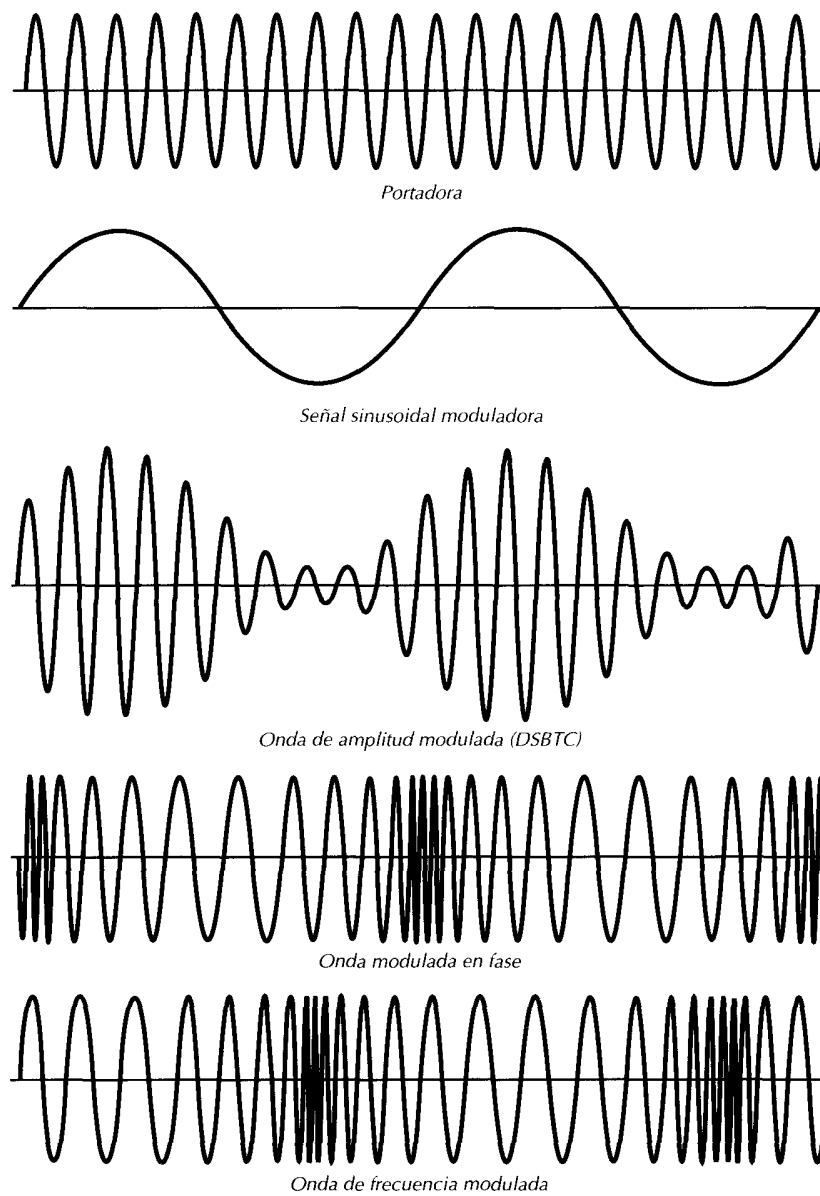
y la desviación de la frecuencia instantánea respecto a la frecuencia de la portadora es  $\phi'(t)$ , que en FM es proporcional a  $m(t)$ .

En la Figura 5.17 se muestra la modulación en amplitud, frecuencia y fase de una señal seno. El aspecto de las señales FM y PM son muy parecidas. De hecho, es imposible diferenciarlas sin tener un conocimiento previo de la función de modulación.

Con relación a FM se pueden realizar las siguientes observaciones. La desviación de pico  $\Delta F$  se puede obtener como

$$\Delta F = \frac{1}{2\pi} n_f A_m \text{ Hz}$$

donde  $A_m$  es el valor máximo de  $m(t)$ . Por tanto, un incremento en la amplitud de  $m(t)$  aumentará  $\Delta F$ , lo que, intuitivamente, debería aumentar el ancho de banda transmitido  $B_T$ . Sin embargo, como se evidencia a partir de la Figura 5.17, esto no incrementa el nivel de potencia medio de la señal FM, igual a  $A_c^2/2$ . Esto es diferente a lo que ocurre en AM, ya que el nivel de modulación afecta a la potencia de la señal AM pero no afecta a su ancho de banda.



**Figura 5.17.** Modulación en amplitud, fase y frecuencia de una portadora sinusoidal mediante una señal sinusoidal.

### Ejemplo

Obtener la expresión de  $s(t)$  si  $\phi(t)$  la señal modulada en fase, es  $n_p \cos 2\pi f_m t$ . Supóngase que  $A_c = 1$ . Entonces, se obtiene directamente que

$$s(t) = \cos [2\pi f_c t + n_p \cos 2\pi f_m t]$$

La desviación instantánea de fase respecto a la señal portadora es  $n_p \cos \pi f_m t$ . El ángulo de fase de la señal varía respecto de su valor no modulado como una sencilla señal sinusoidal, siendo el valor de pico de la desviación en fase igual a  $n_p$ .

La expresión anterior se puede desarrollar teniendo en cuenta las identidades trigonométricas de Bessel, es decir:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(n_p) \cos \left( 2\pi f_c t + 2\pi f_m t + \frac{n\pi}{2} \right)$$

donde  $J_n(n_p)$  es la  $n$ -ésima función de Bessel de primera clase. Usando la propiedad

$$J_{-n}(x) = (-1)^n J_n(x)$$

se puede reescribir como

$$s(t) = J_0(n_p) \cos 2\pi f_c t + \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(n_p) \left[ \cos \left( 2\pi(f_c + n f_m)t + \frac{n\pi}{2} \right) + \cos \left( 2\pi(f_c - n f_m)t + \frac{(n+2)\pi}{2} \right) \right]$$

La señal resultante tiene una componente a la frecuencia de la portadora original más un conjunto de bandas laterales desplazadas respecto de  $f_c$  por todos los posibles múltiplos de  $f_m$ . Para  $n_p \ll 1$ , los términos de orden superior caen rápidamente.

### Ejemplo

Obtener la expresión de  $s(t)$  si  $\phi'(t)$ , la señal moduladora en frecuencias, es de la forma  $-n_f \sin(2\pi f_m t)$ . La expresión de  $\phi'(t)$  se ha elegido por cuestiones de sencillez. Se tiene que

$$\phi(t) = -\int n_f \sin 2\pi f_m t \, dt = \frac{n_f}{2\pi f_m} \cos 2\pi f_m t$$

por tanto

$$s(t) = \cos \left[ 2\pi f_c t + \frac{n_f}{2\pi f_m} \cos 2\pi f_m t \right]$$

$$s(t) = \cos \left[ 2\pi f_c t + \frac{\Delta F}{f_m} \cos 2\pi f_m t \right]$$

La desviación de la frecuencia instantánea respecto de la frecuencia de la portadora es  $-n_f \sin(2\pi f_m t)$ . La frecuencia de la señal varía sinusoidalmente en torno a su valor no modulado, siendo su desviación máxima igual a  $n_f$  radianes/segundo.

Sustituyendo  $\Delta F/f_m$  por  $n_p$  la expresión para la señal FM es idéntica a la correspondiente señal PM, es decir, el desarrollo de Bessel es el mismo.

Al igual que en AM, tanto FM como PM dan lugar a una señal cuyo ancho de banda está centrado en torno a  $f_c$ . Sin embargo, a continuación se verá que la amplitud de sus anchos de banda son muy diferentes. La modulación en amplitud es un proceso lineal que produce frecuencias iguales a la suma y a la diferencia de la portadora y las componentes de la señal moduladora. Por tanto para AM, se tiene que

$$B_T = 2B$$

No obstante, la modulación en ángulo incluye un término de la forma  $\cos(\phi(t))$ , que evidentemente no es lineal y generará un gran rango de frecuencias. En definitiva, para una señal moduladora sinusoidal

de frecuencia  $f_m$ ,  $s(t)$  contendrá componentes en  $f_c + f_m$ ,  $f_c + 2f_m$ , y así sucesivamente. En el caso más general, para la transmisión de una señal FM o PM se necesitará un ancho de banda infinito. En la práctica una buena aproximación nemotécnica es la denominada ley de Carson [COUC97], dada por

$$B_T = 2(\beta + 1)B$$

donde

$$\beta = \begin{cases} n_p A_m & \text{para PM} \\ \frac{\Delta F}{B} = \frac{n_f A_m}{2\pi B} & \text{para FM} \end{cases}$$

La expresión para FM se puede reescribir de la siguiente manera

$$B_T = 2\Delta F + 2B$$

Luego tanto FM como PM necesitan un ancho de banda mayor que AM.

### MODULACIÓN EN AMPLITUD EN CUADRATURA, QAM (QUADRATURE AMPLITUDE MODULATION)

QAM es una técnica habitual de señalización analógica que se utiliza en ADSL (Línea de abonado digital y asimétrica) (Asymmetric Digital Subscriber Line), técnica que se explicará en el Capítulo 8. Esta técnica de modulación es una combinación de modulación en fase y en amplitud. En QAM se aprovecha el hecho de que es posible enviar simultáneamente dos señales diferentes sobre la misma portadora, utilizando dos réplicas de la misma desplazadas entre sí  $90^\circ$ . En QAM cada una de las dos portadoras es modulada usando ASK. Las dos señales independientes se transmiten sobre el mismo medio. En el receptor, las dos señales se demodulan, combinándose para reproducir la señal binaria de entrada.

En la Figura 5.18 se muestra en términos generales el esquema de modulación QAM. La entrada al sistema es una cadena de bits con velocidad igual a  $R$  bps. Esta cadena se separa en dos secuencias de  $R/2$  bps cada una, tomando bits alternativamente. En el diagrama, la secuencia de arriba se modula mediante ASK sobre una portadora de frecuencia  $f_c$ ; este procedimiento se lleva a cabo sin más que multiplicar cada bit por la portadora. Por tanto, un cero binario será representado mediante la ausencia de portadora, mientras que un uno binario se representará mediante la presencia de una señal portadora de amplitud constante. Esta misma portadora se desplaza en  $90^\circ$  y a su vez se usa para la modulación

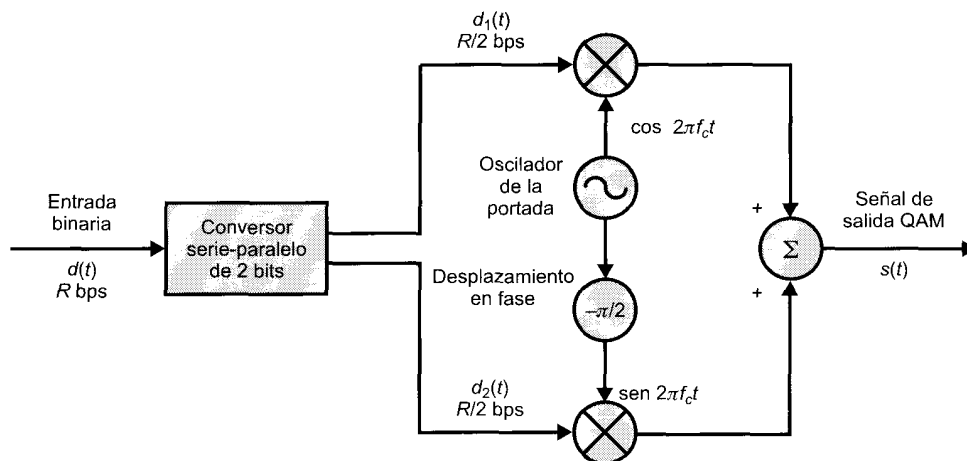


Figura 5.18. Modulador QAM.

ASK de la secuencia binaria de abajo. Las dos señales moduladas se suman y posteriormente se transmiten. La señal transmitida, por tanto, se puede expresar como

$$s(t) = d_1(t) \cos 2\pi f_c t + d_2(t) \sin 2\pi f_c t$$

Si se utiliza un esquema ASK con dos niveles, entonces cada una de las dos secuencias binarias podrá representarse mediante dos estados, que combinadas dan lugar a una señal con 4 ( $2 \times 2$ ) posibles estados de señalización. Si se usa ASK con cuatro niveles (esto es, cuatro niveles diferentes de amplitud), entonces la secuencia combinada podrá tomar uno de entre 16 ( $4 \times 4$ ) estados. En la práctica se implementan sistemas con 64 e incluso 256 niveles. Para un ancho de banda dado, cuanto mayor sea el número de niveles, mayor será la velocidad de transmisión posible. Desde luego, como ya se ha comentado previamente, cuanto mayor sea el número de estados mayor será la tasa potencial de errores por bit debida al ruido y a la atenuación.

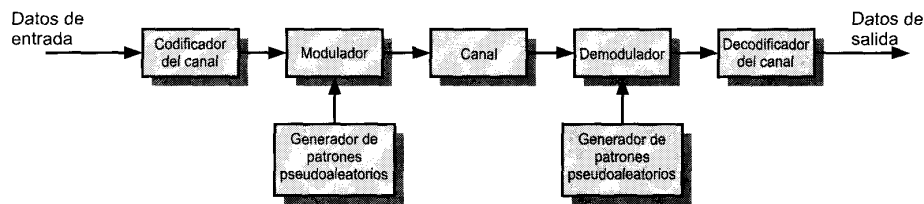
## 5.5. ESPECTRO EXPANDIDO (SPREAD SPECTRUM)

Una técnica de transmisión que cada vez es más popular es la que se conoce por espectro expandido. Siendo rigurosos, esta técnica en realidad no se puede encuadrar en ninguna de las técnicas estudiadas en este capítulo, ya que se puede usar para transmitir tanto señales analógicas como digitales, utilizando una señal analógica.

La técnica del espectro expandido se desarrolló inicialmente para aplicaciones militares y para servicios de inteligencia. La idea básica consiste en expandir la información de la señal sobre un ancho de banda mayor, para con ello dificultar las interferencias y su posible interceptación. Dentro de éstas, el primer tipo se denomina salto en frecuencias<sup>6</sup>. Una versión más reciente es la denominada espectro expandido con secuencia directa. Estas dos técnicas se utilizan en la actualidad en las redes de datos inalámbricas, además de en otras aplicaciones como, por ejemplo, en los teléfonos inalámbricos.

En la Figura 5.19 se resaltan los puntos clave de cualquier sistema de espectro expandido. A partir de los datos de entrada, el codificador del canal genera una señal analógica con un ancho de banda relativamente estrecho en torno a su frecuencia central. Esta señal se modula posteriormente usando una secuencia de dígitos aparentemente aleatorios denominada secuencia pseudoaleatoria. Con esta modulación lo que se pretende es aumentar drásticamente el ancho de banda (expandir el espectro) de la señal a transmitir. En el receptor, se usa la misma secuencia de dígitos para demodular la señal de espectro expandido. Y por último, la señal demodulada se decodifica para recuperar los datos originales.

Llegados a este punto, es pertinente comentar algo sobre la secuencia pseudoaleatoria. Esta secuencia de números se genera mediante un algoritmo a partir de un valor inicial denominado semilla. El



**Figura 5.19.** Modelo genérico para un sistema de comunicación digital con espectro expandido.

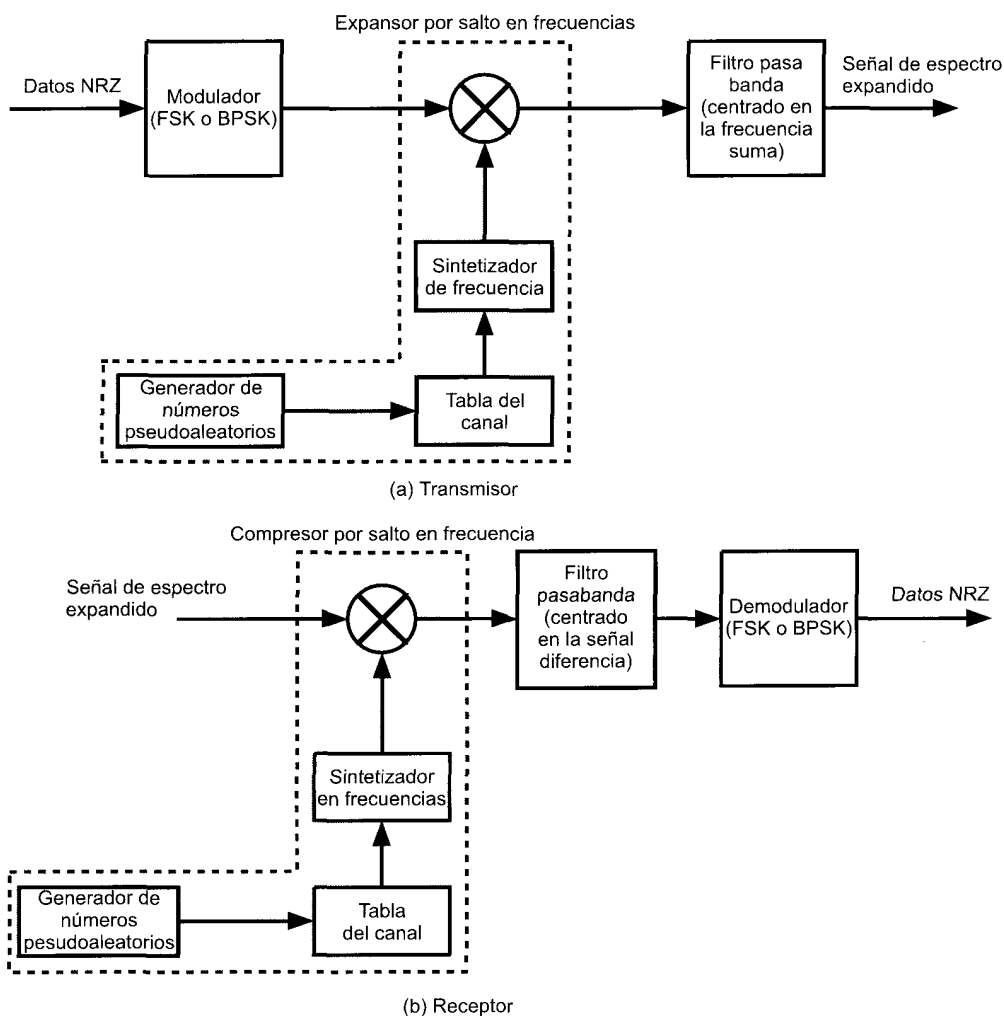
<sup>6</sup> Por increíble que parezca, la técnica del espectro expandido (usando saltos de frecuencia) fue inventada por la estrella de Hollywood Hedy Lamarr en 1940 a los 26 años de edad. Ella, junto con un socio, consiguieron una patente en 1942 («U.S. patent 2,292,387» el 11 de agosto de 1942). Lamarr consideró que ésa iba a ser su contribución a la causa de la guerra, por lo que nunca obtuvo beneficios por su invención. Esta interesante historia se puede completar en [MEK90].



algoritmo es determinista, por lo que la secuencia de números que genera no es estadísticamente aleatoria. No obstante, si el algoritmo es suficientemente bueno, las secuencias resultantes superarán un buen número de tests de aleatoriedad. Estos números se denominan con frecuencia números pseudoaleatorios<sup>7</sup>. La clave aquí reside en el hecho de que a menos que se conozca tanto el algoritmo como la semilla, es casi imposible predecir la secuencia. Por tanto, sólo los receptores que conozcan esta información serán capaces de decodificar adecuadamente la señal.

### SALTO EN FRECUENCIA

En este esquema, la señal se emite sobre una serie de radio-frecuencias aparentemente aleatorias, saltando de frecuencia en frecuencia por cada fracción de segundo transcurrida. El receptor captará el mensaje saltando de frecuencia en frecuencia sincronamente con el transmisor. Los receptores no autorizados escucharán una señal ininteligible. Si se intentara interceptar la señal, sólo se conseguiría para unos pocos bits.



**Figura 5.20.** Sistema de espectro expandido mediante salto en frecuencias.

<sup>7</sup> Para obtener más información sobre los números pseudoaleatorios véase [STAL99].

El diagrama típico de un sistema con salto de frecuencias se muestra en la Figura 5.20. En la transmisión, los datos digitales constituyen la entrada del modulador usando algún tipo de esquema de codificación digital a analógico, como, por ejemplo, desplazamiento en frecuencias (FSK, Frequency-Shift Keying) o desplazamiento en fase binario (BPSK, Binary Phase Shift Keying). La señal resultante estará centrada en torno a alguna frecuencia base. Se utiliza un generador de números pseudoaleatorios que servirá como puntero a una tabla de frecuencias. A partir de dicha tabla se selecciona una frecuencia en cada uno de los intervalos considerados. Esta frecuencia es modulada por la señal generada en el modulador inicial, dando lugar a una señal nueva con la misma forma pero ahora centrada en torno a la frecuencia elegida según la tabla anterior.

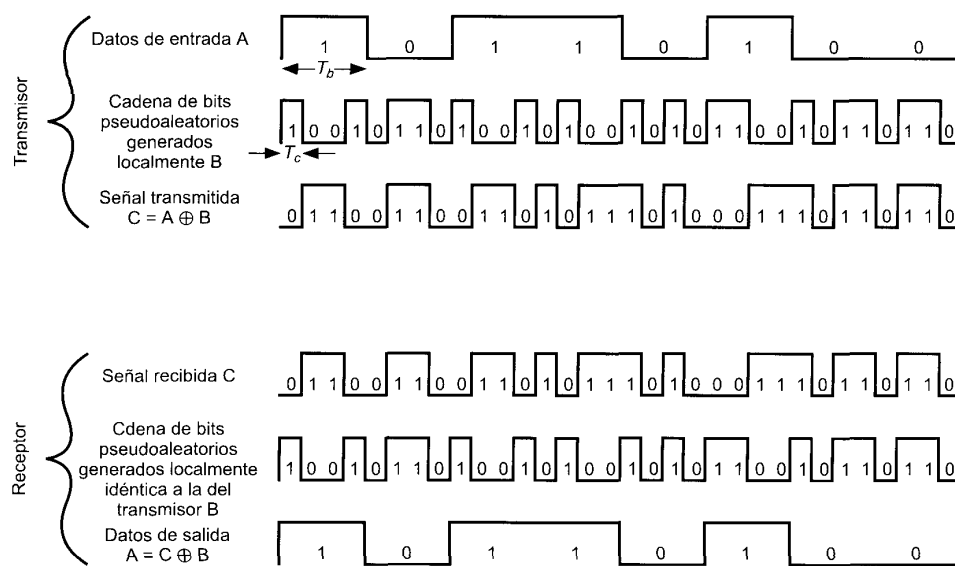
En el receptor, la señal de espectro expandido se demodula usando la misma secuencia de frecuencias obtenidas a través de la tabla y posteriormente se demodula la señal resultante para producir los datos de salida.

Por ejemplo, si se emplea FSK, el modulador selecciona una de entre dos frecuencias, digamos  $f_0$  o  $f_1$ , de acuerdo con el símbolo binario a transmitir (0 o 1). La señal binaria FSK resultante se traslada en frecuencias una cantidad que se determina a partir de la secuencia de salida del generador de números pseudoaleatorios. Así, si en el instante  $i$  se selecciona la frecuencia  $f_i$ , la señal en ese instante será  $f_i + f_0$  o  $f_i + f_1$ .

### SECUENCIA DIRECTA

En este esquema, cada bit de la señal original se representa mediante varios bits de la señal transmitida; a este procedimiento se le denomina código de compartición. Este código expande la señal a una banda de frecuencias más ancha, directamente proporcional al número de bits que se usen. Es decir, un código de compartición de 10 bits expande la señal a una banda de frecuencias de anchura 10 veces mayor que un código de compartición de 1 bit.

Una técnica de espectro expandido por secuencia directa consiste en combinar la secuencia de dígitos de entrada con la cadena de bits pseudoaleatorios utilizando la función OR-exclusiva. En la Figura 5.21



**Figura 5.21.** Ejemplo de un espectro expandido mediante secuencia directa.

se muestra un ejemplo. Obsérvese que un uno de información invierte los bits pseudoaleatorios, mientras que un bit de información igual a cero hace que los bits pseudoaleatorios se transmitan sin ser invertidos. La cadena resultante tendrá la misma velocidad de transmisión que la secuencia original pseudoaleatoria, por tanto tendrá un ancho de banda mayor que la secuencia de información. En el ejemplo, la cadena de bits pseudoaleatorios tiene una frecuencia de reloj igual a cuatro veces la frecuencia de los bits de información.

En la Figura 5.22 se muestra un ejemplo de la realización de un sistema típico de secuencia directa. En este caso, en lugar de realizar la función OR-exclusiva entre los bits de información y los pseudoaleatorios, para posteriormente ser modulados, dichos bits se convierten primero a señales analógicas y posteriormente se combinan.

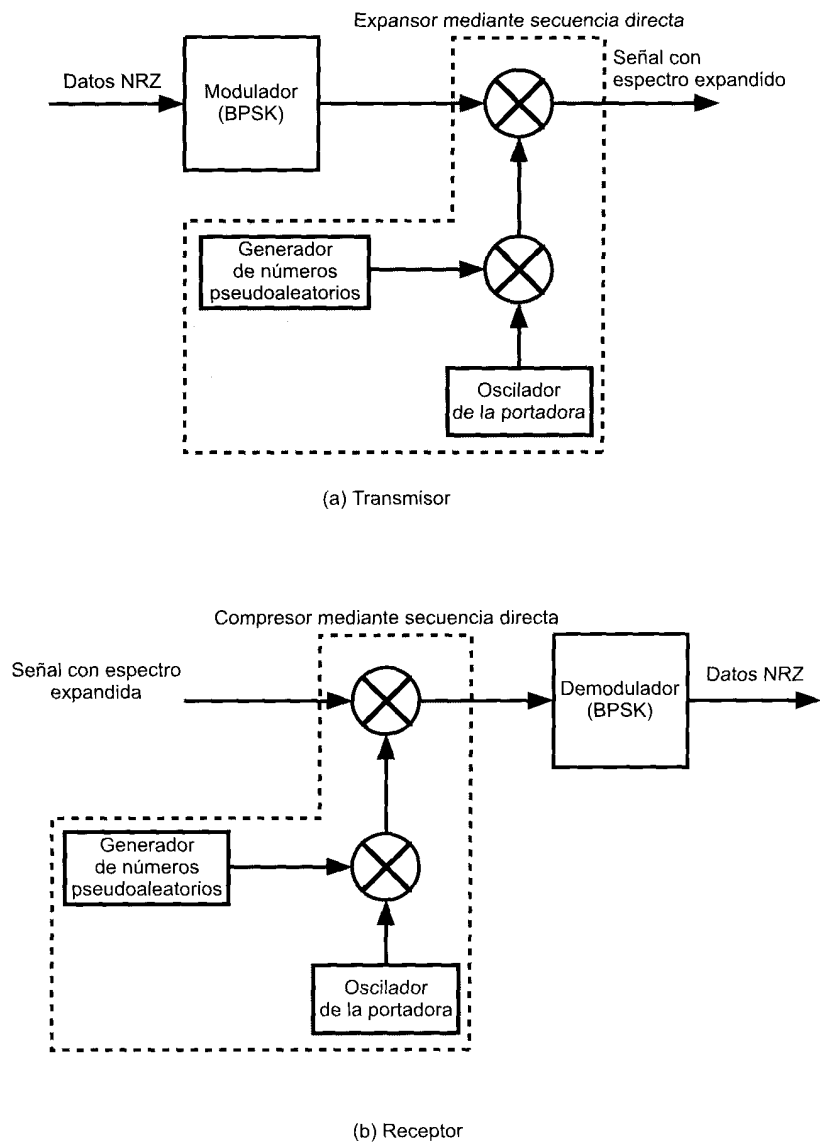


Figura 5.22. Sistema de espectro expandido mediante secuencia directa.

La expansión del espectro llevada a cabo mediante la técnica de secuencia directa se determina fácilmente. Por ejemplo, supóngase que los bits de la señal de información tienen una anchura  $t_b$ , lo que equivale a una velocidad de transmisión  $1/t_b$ . En ese caso, el ancho de banda de la señal, dependiendo de la técnica de codificación, es aproximadamente  $2/t_b$ . Igualmente, el ancho de banda de la señal pseudoaleatoria es  $2/T_c$ , donde  $T_c$  es la anchura de los bits de la entrada pseudoaleatoria. El ancho de banda de la señal combinada es aproximadamente igual a la suma de los dos anchos de banda. El grado de la expansión conseguido está directamente relacionado con la velocidad de transmisión de la cadena pseudoaleatoria: cuanto mayor sea dicha velocidad de transmisión, mayor será la expansión obtenida.

## 5.6. LECTURAS RECOMENDADAS

Por diversos motivos es difícil encontrar manuales que presenten un tratamiento riguroso sobre los esquemas de codificación digital a digital. [PEEB87] incluye uno de los mejores análisis. Las referencias [SKLA88] y [BERG87] son también recomendables. Por el contrario, hay un gran número de buenas referencias sobre los esquemas de modulación analógica de datos digitales. Una buena elección sería [COUC97], [HAYK94] y [PROA94]; estos tres también proporcionan un buen tratamiento de la modulación analógica y digital de datos analógicos.

[PEAR92] contiene una exposición excepcionalmente clara que cubre las técnicas de digital a analógico, de analógico a digital y de analógico a analógico.

Para las técnicas de espectro expandido se pueden usar [PETE95] y [DIXO94].

[FREE98] es un texto instructivo que abarca conceptos tales como la velocidad de transmisión, la velocidad de modulación y el ancho de banda. [SKLA93] es un «tutorial» recomendable que explica más ampliamente los conceptos abordados en los capítulos precedentes relacionados con la eficiencia del ancho de banda y los esquemas de codificación.

BERG96 Bergmans, J. *Digital Baseband Transmission and Recording*. Boston: Kluwer, 1996.

COUC97 Couch, L. *Digital and Analog Communication Systems*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1997.

FREE98 Freeman, R. «Bits, Symbols, Baud, and Bandwidth.» *IEEE Communications Magazine*, April 1998.

HAYK94 Haykin, S. *Communication Systems*. New York: Wiley, 1995.

PEAR92 Pearson, J. *Basic Communication Theory*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1992.

PEEB87 Peebles, P. *Digital Communication Systems*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1987.

PETE95 Peterson, R.; Ziemer, R.; y Borth, D. *Introduction to Spread Spectrum Communications*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1995.

PROA94 Proakis, J., y Salehi, M. *Communication Systems Engineering*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1995.

SKLA88 Sklar, B. *Digital Communications: Fundamentals and Applications*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1988.

SKLA93 Sklar, B. «Defining, Designing, and Evaluating Digital Communication Systems.» *IEEE Communications Magazine*, November 1993.

## 5.7. PROBLEMAS

- 5.1. ¿Cuál de las señales de la Tabla 5.2 usa codificación diferencial?
- 5.2. Obtener los algoritmos que implementen cada uno de los códigos de la Tabla 5.2 a partir de la señal en NRZ-L.

- 5.3. Una versión modificada del código NRZ denominada NRZ-mejorado (E-NRZ, enhanced NRZ) se usa a veces para las grabaciones en cintas magnéticas de alta densidad. El E-NRZ implica la separación de la cadena de datos NRZ-L en palabras de 7 bits; se invierten los bits 2, 3, 6 y 7 y se añade un bit de paridad a cada palabra. El bit de paridad se elige para que el número total de unos en la palabra de 8 bits sea impar. ¿Qué ventajas tiene E-NRZ respecto NRZ-L? ¿Tiene desventajas?
- 5.4. Desarrollar el diagrama de estados (máquina de estados finitos) de una codificación pseudoternaria.
- 5.5. Considérese el siguiente esquema de codificación. A la entrada se tienen datos binarios,  $a_m$ , con  $m = 1, 2, 3, \dots$ . Supóngase que se realiza un procesamiento en dos niveles. En primer lugar, se genera un conjunto de números binarios de acuerdo con la siguiente expresión

$$b_0 = 0$$

$$b_m = (a_m + b_{m-1}) \bmod 2$$

que se codifican de acuerdo con

$$c_m = b_m - b_{m-1}$$

En el receptor, los datos originales se recuperan mediante

$$a_m = c_m \bmod 2$$

- a) Verificar que los valores recibidos de  $a_m$  son igual a los valores transmitidos.
- b) ¿Qué tipo de codificación es ésta?
- 5.6. Para la cadena de bits 01001110, representar las formas de onda de cada uno de los códigos mostrados en la Tabla 5.2. Supóngase que en el NRZI el nivel de la señal para codificar el bit anterior fue alto; que el bit 1 precedente en el esquema AMI correspondió a un nivel de tensión negativa; y que para el código pseudoternario el bit 0 más reciente se codificó con una tensión negativa.
- 5.7. La forma de onda de la Figura 5.23, corresponde a una cadena de bits codificada con código Manchester. Determinar el principio y el final de los bits (es decir, extraer la señal de reloj) y obtener la secuencia de datos.



Figura 5.23. Una cadena Manchester.

- 5.8. Supóngase una secuencia de datos binarios formada por una serie larga de 1 consecutivos, seguida de un cero al que le siguen otra una serie larga de 1; si se suponen las mismas condiciones que las del Problema 5.6, dibujar la forma de onda correspondiente a esta secuencia si se codifica con
- a) NRZ-L.
- b) Bipolar-AMI.
- c) Pseudoternario.
- 5.9. La forma de onda de un código bipolar-AMI correspondiente a la secuencia 0100101011 se transmite por un canal ruidoso. La forma de onda recibida se muestra en la Figura 5.24, en la que se ha incluido un error en un bit. Localice dónde está el error y justifique la respuesta.

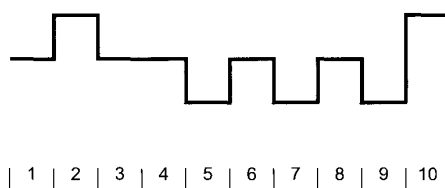


Figura 5.24. Una onda bipolar-AMI recibida.

- 5.10. En la Figura 5.25 se muestra el demodulador QAM correspondiente al modulador QAM de la Figura 5.18. Muestre que este sistema efectivamente recupera las dos señales  $d_1(t)$  y  $d_2(t)$ , las cuales, si se combinaran darían lugar a la señal de entrada.

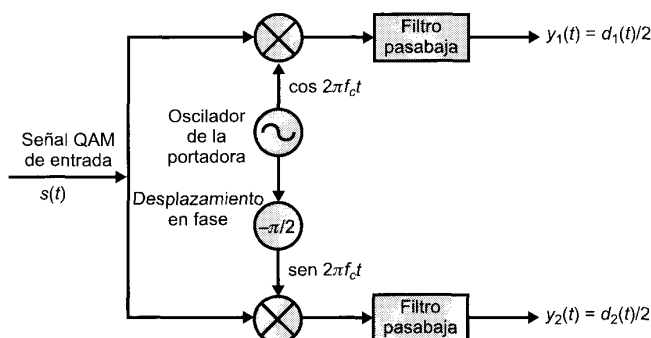


Figura 5.25. Demodulador QAM.

- 5.11. En los dos esquemas siguientes de señalización a) PSK y b) QPSK se utiliza una onda seno. La duración del elemento de señalización es  $10^{-5}$  segundos. Si la señal recibida es

$$s(t) = 0,005 \sin(2\pi 10^6 t + \theta) \text{ voltios}$$

y el ruido en el receptor es  $2,5 \times 10^{-8}$  vatios, determinar  $E_b/N_0$  (en dB) para cada caso.

- 5.12. Obténgase la expresión de la velocidad de modulación  $D$  (en baudios) en función de la velocidad de transmisión  $R$  para una modulación QPSK en la que se utilizan las técnicas de codificación digital mostradas en la Tabla 5.2.
- 5.13. ¿Qué SNR se necesita para conseguir una eficiencia del ancho de banda de 1,0 en los esquemas ASK, FSK, PSK y QPSK? Suponer que la tasa de errores por bit es  $10^{-6}$ .
- 5.14. Una señal NRZ-L se pasa a través de un filtro con  $r = 0,5$  y posteriormente se modula sobre una portadora. La velocidad de transmisión es 2.400 bps. Calcular el ancho de banda para ASK y FSK. Para FSK suponer que las frecuencias utilizadas son 50 kHz y 55 kHz.
- 5.15. Supóngase que el canal de una línea telefónica se ecualiza para permitir la transmisión de datos en un rango de frecuencias de 600 hasta 3.000 Hz. El ancho de banda disponible es de 2.400 Hz. Para  $r = 1$ , calcular el ancho de banda necesario para QPSK a 2.400 bps, y para 4.800 bps-ambas con ocho bits de señalización multinivel. ¿Es dicho ancho de banda adecuado?
- 5.16. ¿Por qué PCM es preferible a DM en la codificación de señales analógicas que representen datos digitales?

- 5.17. ¿Es el modem un dispositivo que realiza las funciones inversas de un codec? (es decir, ¿podría un modem funcionar como un codec invertido y viceversa?).
- 5.18. Una señal se cuantiza utilizando 10 bits PCM. Calcular la relación señal-ruido de cuantización.
- 5.19. Considérese una señal de audio cuyas componentes espectrales están comprendidas en el rango de 300 a 3.000 Hz. Suponer que se usa una frecuencia de muestreo de 7.000 muestras por segundo para generar la señal PCM.
- Para una  $SNR = 30$  dB, ¿cuántos niveles se necesitan en un cuantizador uniforme?
  - ¿Cuál es la velocidad de transmisión necesaria?
- 5.20. Determinar el tamaño del escalón  $\delta$  que se necesita para evitar el ruido de sobrecarga en la pendiente en función de la componente máxima en frecuencias de la señal. Supóngase que todas las componentes tienen amplitud  $A$ .
- 5.21. Un codificador PCM acepta señales con un fondo de escala de 10 voltios de tensión, y genera códigos de 8 bits usando cuantización uniforme. La tensión máxima normalizada cuantizada es  $1 - 2^{-8}$ . Determinar a) el tamaño del escalón normalizado, b) el tamaño del escalón real en voltios, c) el máximo nivel cuantizado real en voltios, d) la resolución normalizada, e) la resolución real, f) el porcentaje de resolución.
- 5.22. La forma de onda analógica que se muestra en la Figura 5.26 se va a codificar usando modulación delta. El periodo de muestreo y el tamaño del escalón se muestran en la figura. En la misma figura se muestran la primera salida DM y la correspondiente función escalera. Obtener el resto de la función escalera y la salida DM. Indicar las regiones donde haya distorsión de sobrecarga en la pendiente.
- 5.23. Supóngase la señal modulada en ángulo, correspondiente a la siguiente presión

$$s(t) = 10 \cos [(10^8)\pi t + 5 \sin 2\pi(10^3)t]$$

Encontrar la máxima desviación de fase y la máxima desviación en frecuencia.

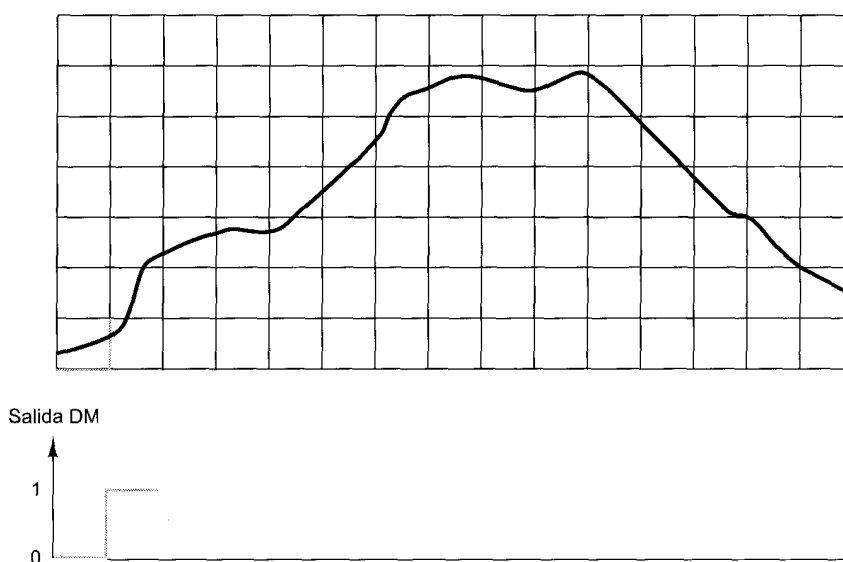


Figura 5.26. Ejemplo de modulación delta.

5.24. Supóngase la señal modulada en ángulo, correspondiente a la siguiente expresión

$$s(t) = 10 \cos [2\pi(10^6)t + 0,1 \sin (10^3)\pi t]$$

- a) Expresar  $s(t)$  como una señal PM siendo  $n_p = 10$ .
  - b) Expresar  $s(t)$  como una señal FM siendo  $n_f = 10\pi$ .
- 5.25. Sean  $m_1(t)$  y  $m_2(t)$  dos señales que contienen mensajes y sean  $s_1(t)$  y  $s_2(t)$  las correspondientes señales moduladas, en las que se ha utilizado una portadora de frecuencia  $f_c$ .
- a) Demostrar que si se utiliza un simple esquema AM,  $m_1(t) + m_2(t)$  genera una señal modulada igual a la combinación lineal de  $s_1(t)$  y  $s_2(t)$ . Esto justifica el porqué a veces a AM se le denomina modulación lineal.
  - b) Demostrar que si se utiliza un esquema simple PM, entonces  $m_1(t) + m_2(t)$  genera una señal modulada no igual a la combinación lineal de  $s_1(t)$  y  $s_2(t)$ . Esto justifica el porqué a veces a la PM se le denomina modulación no lineal.

## APÉNDICE 5A. DEMOSTRACIÓN DEL TEOREMA DE MUESTREO

El teorema de muestreo establece que dadas

- $x(t)$  una señal limitada en banda, con ancho de banda  $f_b$ .
- $p(t)$  una señal de pulsos de muestreo en instantes de tiempo  $T_s = 1/f_s$ , donde  $f_s$  es la frecuencia de muestreo.
- $x_s(t) = x(t)p(t)$  la señal muestreada.

$x(t)$  se puede recuperar exactamente a partir de  $x_s(t)$  si y solamente si  $f_s \geq 2f_b$ .

### DEMOSTRACIÓN

Si  $p(t)$  es una serie de pulsos uniformes, es por tanto una señal periódica, por lo que se puede aproximar mediante su desarrollo en serie de Fourier:

$$p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} P_n e^{j2\pi n f_s t}$$

Se tiene que

$$x_s(t) = x(t)p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} P_n x(t) e^{j2\pi n f_s t}$$

Ahora, considérese la transformada de Fourier de  $x_s(t)$ :

$$X_s(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x_s(t) e^{-j2\pi f t} dt$$

Sustituyendo  $x_s(t)$ ,

$$X_s(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} P_n x(t) e^{j2\pi n f_s t} e^{-j2\pi f t} dt$$

Reordenando términos

$$X_s(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} P_n \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi(f - n f_s)t} dt$$



De la definición de la transformada de Fourier, se puede escribir que

$$X(f - nf_s) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi(f - nf_s)t} dt$$

donde  $X(f)$  es la transformada de Fourier de  $x(t)$ . Sustituyendo en la expresión anterior, se tiene que

$$X_s(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} P_n X(f - nf_s)$$

Esta última expresión tiene una interpretación diferente, la cual se muestra en la Figura 5.27, en la que se supone sin pérdida de generalidad que el ancho de banda de  $x(t)$  está dentro del intervalo definido entre 0 y  $f_h$ . El espectro de  $x_s(t)$  está formado por el espectro de  $x(t)$  más el espectro de  $x(t)$  trasladado sobre cada armónico de la frecuencia de muestreo. Cada uno de los espectros desplazados se multiplica por el correspondiente coeficiente de la serie de Fourier de  $p(t)$ . Ahora, si  $f_s \geq 2f_h$ , los espectros desplazados no se solapanán, y el espectro de  $x(t)$  multiplicado por  $P_0$  aparece en  $X_s(f)$ . El espectro de  $x(t)$  se recupera filtrando  $X_s(f)$  con un filtro pasabanda en el que  $f \leq f_s$ . Es decir,

$$X_s(f) = P_0 X(f) \quad \frac{-f_s}{2} \leq f \leq \frac{f_s}{2}$$

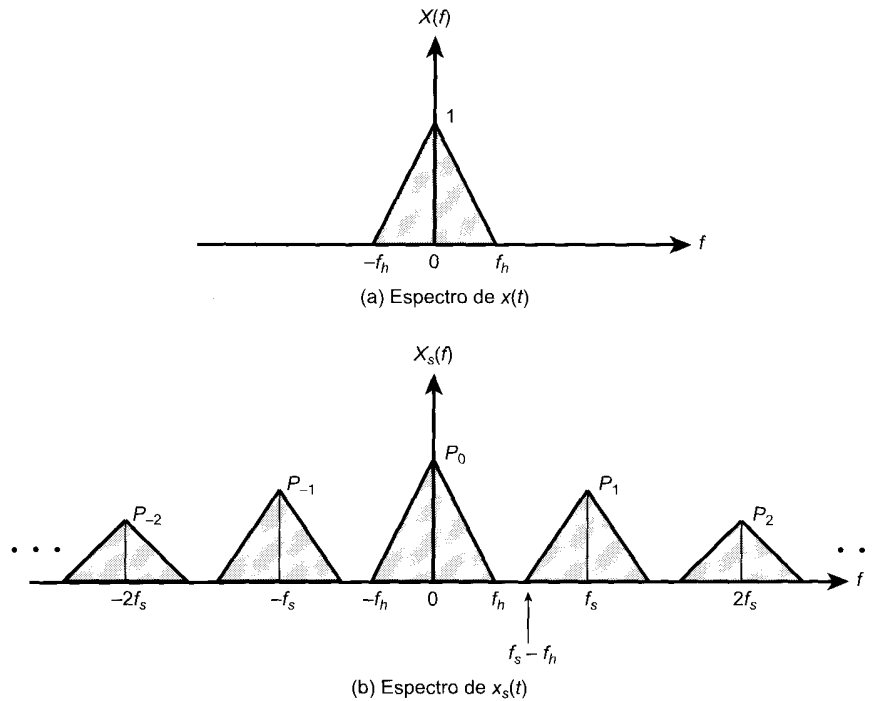


Figura 5.27. Demostración del teorema de muestreo.

# La interfaz en las comunicaciones de datos

### 6.1. Transmisión asíncrona y síncrona

Transmisión asíncrona  
Transmisión síncrona

### 6.2. Configuraciones de la línea

Topología  
Full-Duplex y Semi-Duplex

### 6.3. Interfaces

V.24/EIA-232-F  
La interfaz física de la RDSI

### 6.4. Lecturas recomendadas

### 6.5. Problemas

- [illegible]

[illegible]

## TRANSMISIÓN ASÍNCRONA Y SÍNCRONA

## 6.1. TRANSMISIÓN ASÍNCRONA Y SÍNCRONA

- **Menos de un bit:** como, por ejemplo, en la codificación Manchester.
- **Un bit:** NRZ-L y FSK son un ejemplo digital y otro analógico, respectivamente.
- **Más de un bit:** como, por ejemplo, en QPSK.

Para simplificar, en el razonamiento que sigue, mientras no se especifique lo contrario, supondremos que se usa un bit por elemento de señalización. Esta simplificación no va a influir en el tratamiento llevado a cabo.

Recuérdese que (véase Figura 3.13) para determinar el valor binario en la recepción de los datos digitales, se realiza un muestreo de la señal por cada bit recibido. En este caso, los defectos en la transmisión pueden corromper la señal de tal manera que se cometan errores ocasionales. El problema anterior se agrava por la dificultad adicional de la temporización: para que el receptor muestree los bits recibidos correctamente, debe conocer el instante de llegada así como la duración de cada bit.

Supóngase que el emisor emite una cadena de bits. Esto se hará de acuerdo con el reloj del transmisor. Por ejemplo, si los datos se transmiten a un millón de bits por segundo (1 Mbps), significará que se transmite un bit cada  $1/10^6 = 0,1$  microsegundos ( $\mu s$ ), medidos con el reloj del emisor. Generalmente, el receptor intentará muestrear el medio en la parte central de cada bit, obteniendo una muestra por cada intervalo de duración de un bit. En el ejemplo, el muestreo se hará cada  $1 \mu s$ . Si el receptor delimita las duraciones basándose en su propio reloj, potencialmente se puede presentar un problema si los dos relojes (el del emisor y el del receptor) no están sincronizados con precisión. Si hay una desincronización del 1 por ciento (el reloj del receptor es un 1 por ciento más rápido o lento que el reloj del transmisor), entonces el primer muestreo estará desplazado 0,01 veces la duración del bit ( $0,01 \mu s$ ) del instante central del intervalo (es decir, a  $0,5 \mu s$  del principio o del final del intervalo). Tras 50 muestras o más, el receptor puede obtener un error debido a que el muestreo lo realizará en un instante incorrecto ( $50 \times 0,01 = 0,5 \mu s$ ). Si la desincronización fuera menor el error ocurriría más tarde, en cualquier caso, si se emite un número suficiente de bits dicho error aparecerá irremediablemente si no se adoptan medidas para sincronizar al transmisor y al receptor.

## TRANSMISIÓN ASÍNCRONA

Hay dos enfoques habituales para resolver el problema de la sincronización. El primero se denomina, de una manera no muy acertada, transmisión asíncrona. La estrategia seguida aquí consiste en evitar el problema de la temporización mediante el envío ininterrumpido de cadenas de bits que no sean muy largas. En su lugar, los datos se transmiten enviándolos carácter a carácter, normalmente cada carácter tiene una longitud de 5 a 8 bits<sup>1</sup>. La temporización o sincronización se debe mantener durante la duración del carácter, ya que el receptor tiene la oportunidad de resincronizarse al principio de cada carácter nuevo.

Esta técnica se va a explicar haciendo referencia a la Figura 6.1. Cuando no se transmite ningún carácter, la línea entre el emisor y el receptor estará en estado de *reposo*. La definición de *reposo* es equivalente al elemento de señalización correspondiente al 1 binario. Así, en la señalización NRZ-L (véase Figura 5.2), que es habitual en la transmisión asíncrona, el estado de reposo correspondería con la presencia de una tensión negativa en la línea. El principio de cada carácter se indica mediante un *bit de comienzo* que corresponde al valor binario 0. A continuación se transmite el carácter, comenzando por el bit menos significativo, que tendrá entre cinco y ocho bits. En la Tabla 3.1, para los caracteres IRA el primer bit transmitido se ha etiquetado  $b_1$ . Normalmente, los bits correspondientes al carácter van seguidos de un bit de paridad, que ocupará por tanto la posición del bit más significativo. El bit de paridad se determina en el emisor de tal manera que el número de unos dentro del carácter, incluyendo el bit de paridad, sea par (paridad par) o impar (paridad impar), dependiendo del criterio que se elija. Este bit se usa en el receptor para la detección de errores, como así se explica en el Capítulo 7. Por último está el denominado *elemento de parada*, que corresponde a un 1 binario. Se debe especificar la longitud mínima del elemento de parada, y normalmente coincide con 1, 1,5 ó 2 veces la duración de un bit convencional. No se especifica un valor máximo. Debido a que el elemento de parada es igual que el estado de reposo, el transmisor transmitirá la señal de parada hasta que se vaya a transmitir el siguiente carácter.

<sup>1</sup> El número de bits correspondiente a cada carácter depende del código que se utilice. Ya se ha mencionado un ejemplo, el código IRA, en el que se usan siete bits por carácter (Tabla 3.1). Otro ejemplo es el EBCDIC («Extended Binary Coded Decimal Interchange Code»), que es el código de 8 bits que se utiliza en todas las máquinas de IBM, excepto en los computadores personales y estaciones de trabajo.

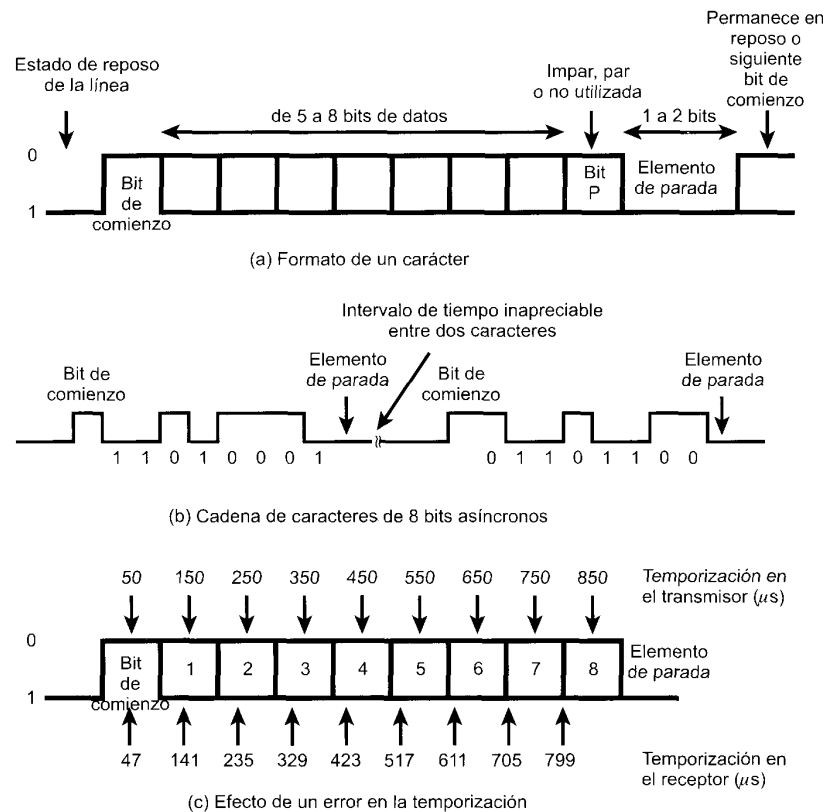


Figura 6.1. Transmisión asincrónica.

Si se envía una cadena estacionaria de caracteres, la separación entre cada dos caracteres será uniforme e igual a la duración del elemento de parada. Por ejemplo, si el elemento de parada corresponde a 1 bit y se envía los caracteres ABC en IRA (con paridad par) el patrón de bits será<sup>2</sup> 01000001010010000101011000011111...111. El bit de comienzo (0) determinará la secuencia de temporización para los siguientes 9 elementos, que corresponden con un código IRA de 7 bits, el bit de paridad y el bit de parada. En el estado de reposo, el receptor buscará una transición de 1 a 0 que indicará el comienzo del siguiente carácter y entonces muestreará, siete veces la señal de entrada, una vez por cada intervalo. A continuación buscará la siguiente transición de 1 a 0, lo que no ocurrirá antes del intervalo correspondiente a la duración de un bit.

Este esquema no es muy exigente en cuanto a los requisitos de temporización. Por ejemplo, generalmente los caracteres IRA se envían como unidades de 8 bits, incluyendo el bit de paridad. Si el receptor es un 5 por ciento más rápido o más lento que el emisor, el octavo muestreo estará desplazado un 45 por ciento, lo que significa que todavía es aceptable. En la Figura 6.1c se muestra el efecto de un error de temporización lo suficientemente grande como para provocar un error en la recepción. En este ejemplo supondremos una velocidad de transmisión de 10.000 bits por segundo (10 kbps); por tanto, se transmite un bit cada 0,1 milisegundos (ms), es decir tiene una duración de 100  $\mu s$ . Supongamos que el receptor está desincronizado al 6 por ciento, es decir en 6  $\mu s$  cada intervalo de duración de un bit. Por tanto, el

<sup>2</sup> En el texto, la transmisión se muestra de izquierda (el primer bit transmitido) a derecha (último bit transmitido).

receptor muestrea el carácter de entrada cada  $94 \mu s$  (medidos con el reloj del transmisor). Como se puede observar, la última muestra será errónea.

Un error como el anterior en realidad dará lugar a dos errores. Primero, el último bit muestreado será incorrecto, y segundo, la cuenta de bits puede estar desalineada. Si el bit 7 es un 1 y el bit 8 es un 0, el bit 8 se puede interpretar erróneamente como un bit de comienzo. Este tipo de error se denomina *error de delimitación de trama*, ya que a la unidad constituida por el carácter más el bit de comienzo y el elemento de parada se le denomina trama. Se puede dar igualmente un error de delimitación de trama si el ruido hace que se detecte un bit de comienzo erróneamente durante el estado de reposo.

La transmisión asíncrona es sencilla y barata, si bien requiere 2 o 3 bits suplementarios por cada carácter. Por ejemplo, en un código de 8 bits sin bit de paridad y con un elemento de parada de duración 1 bit, de cada 10 bits, 2 no contendrán información ya que se dedicarán a la sincronización; por tanto, los bits suplementarios llegan a un 20 por ciento. Por descontado que el porcentaje de bits suplementarios se podría reducir mediante la transmisión de bloques con más bits entre el bit de comienzo y el de parada. No obstante, como se muestra en la Figura 6.1c, cuanto mayor sea el bloque de bits, mayor será el error de temporización acumulativo. Para conseguir un mejor rendimiento se puede usar una estrategia diferente para la sincronización denominada transmisión síncrona.

## TRANSMISIÓN SÍNCRONA

En la transmisión síncrona, se transmite un bloque de bits como una cadena estacionaria sin utilizar códigos de comienzo o parada. El bloque puede tener una longitud de muchos bits. Para prevenir la desincronización entre el emisor y el receptor, sus relojes se deberán sincronizar de alguna manera. Una posibilidad puede ser proporcionar la señal de reloj a través de una línea independiente. Uno de los extremos (el receptor o el transmisor) enviará regularmente un pulso de corta duración. El otro extremo utilizará esta señal a modo de reloj. Esta técnica funciona bien a distancias cortas, sin embargo a distancias superiores, los pulsos de reloj son susceptibles de las mismas dificultades y defectos que las propias señales de datos, por lo que pueden aparecer errores de sincronización. La otra alternativa consiste en incluir la información relativa a la sincronización en la propia señal de datos. Para la señalización digital, esto se puede llevar a cabo mediante la codificación Manchester o Manchester Diferencial. Para señales analógicas se han desarrollado a su vez diversas técnicas; por ejemplo, se puede utilizar la propia portadora para sincronizar al receptor usando la fase.

En la transmisión síncrona se requiere además un nivel de sincronización adicional para que el receptor pueda determinar dónde está el comienzo y el final de cada bloque de datos. Para llevar a cabo esto, cada bloque comienza con un patrón de bits denominado *preámbulo* y generalmente termina con un patrón de bits de *final*. Además de los anteriores, se añaden otros bits que se utilizan en los procedimientos de control del enlace estudiados en el Capítulo 7. Los datos, más el preámbulo, más los bits de final junto con la información de control se denomina **trama**. El formato en particular de la trama dependerá del procedimiento de control del enlace que se utilice.

En la Figura 6.2 se muestra, en términos generales, un formato típico para una trama de una transmisión síncrona. Normalmente, la trama comienza con un preámbulo denominado delimitador de 8 bits. El mismo delimitador se utiliza igualmente como indicador del final de la trama. El receptor buscará la aparición del delimitador que determina el comienzo de la trama. Este delimitador estará seguido por algunos campos de control, el campo de datos (de longitud variable para la mayoría de los protocolos), más campos de control y por último, se repetirá el delimitador indicando el final de la trama.

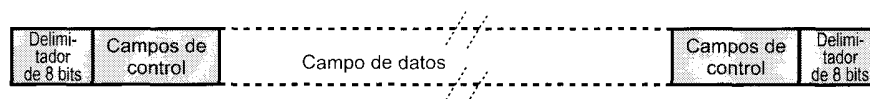


Figura 6.2. Formato de una trama síncrona.