

6. Capítulo 6: Codificación y modulación de señales

En el capítulo cuatro se marcaron las diferencias entre datos analógicos y digitales, y entre señales analógicas y digitales. En la Figura 4.2.4 de dicho capítulo se sugiere que ambos tipos de datos se pueden convertir usando cualquiera de los dos tipos de señales, dando así cuatro alternativas de conversión. En este capítulo se estudian los distintos modos de realizar esas conversiones (Figura 6.1).

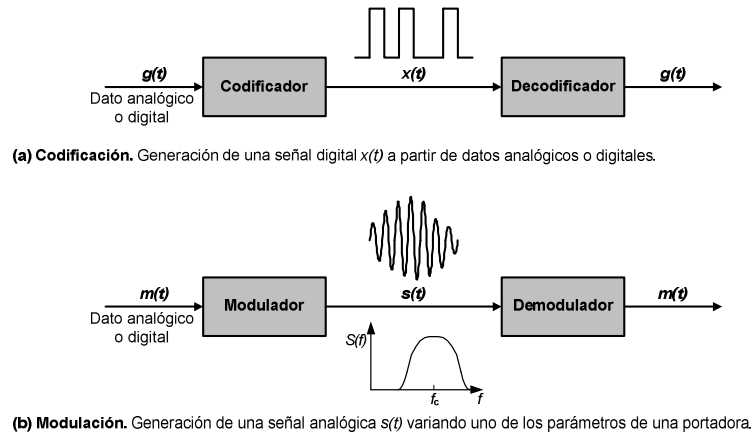


Figura 6.1: Codificación y modulación

Señalización Digital

Se usa señalización digital cuando por un medio de transmisión se envía una señal digital generada a partir de datos analógicos o digitales, acción que se denomina codificación. Figura 6.1(a).

La codificación. Consiste en construir una señal digital $x(t)$ a partir de datos $g(t)$ de entrada. La forma de $x(t)$ dependerá del tipo de codificación utilizada, la cual siempre se elige con el propósito de optimizar el uso del medio de transmisión. Por ejemplo, la codificación se elige de manera de minimizar el ancho de banda de la señal o para minimizar errores, o un compromiso de ambas cosas.

Señalización Analógica

Se usa señalización analógica cuando por un medio de transmisión se envía una señal analógica generada a partir de datos digitales o analógicos, acción que se denomina modulación.

La modulación es el proceso de construir una señal analógica a partir de los datos de entrada, modificando uno o más parámetros de una onda seno, la cual tiene una frecuencia “ f_c ” denominada portadora. Los parámetros que se pueden modificar son la amplitud, la frecuencia y la fase. La frecuencia de la portadora se elige de modo tal que el espectro de frecuencia de la señal analógica generada sea compatible con las características del medio de transmisión a utilizar.

En la Figura 6.1(b), los datos de entrada están representados por $m(t)$ que se denomina señal moduladora, o también señal en banda base. La señal resultante de modular la portadora se llama señal modulada $s(t)$. Como se muestra en dicha figura, $s(t)$ es una señal limitada en banda (pasabanda) y la localización del ancho de banda está alrededor de " f_c ". De la misma forma que para codificación digital, aquí el tipo de modulación se elige para optimizar el uso del medio de transmisión. Algunos de los propósitos es utilizar un mínimo ancho de banda o utilizar una zona adecuada del espectro del medio o maximizar la relación señal a ruido.

Consideraciones sobre el Tipo de Señalización a Utilizar

El propósito común de todas las conversiones es adecuar la señal a las características del medio de transmisión para optimizar la calidad de la misma. Una transmisión es de buena calidad cuando al receptor llega una señal a la que se le pueden extraer los datos con una mínima o nula cantidad de errores.

Cuando el medio está definido, lo primero que debe decidirse es el tipo de señalización que se usará (modulación o codificación) para generar una señal analógica o digital. Luego deberá determinarse la técnica correspondiente, de tal manera que el ancho banda o el espectro de frecuencia de la señal generada se adecue lo mejor posible a las características del ancho de banda del medio. Esto último significa intentar que las perturbaciones del medio, vistas en el capítulo cuatro, influyan lo menos posible en la calidad de la señal que llega al receptor.

Las cuatro posibles combinaciones para convertir datos en señales (Figura 6.1) son ampliamente usadas en los sistemas de comunicación.

La elección de usar un determinado tipo de conversión obedece a distintos motivos que se explican a continuación:

- Conversión D/D: Datos Digitales \rightarrow Señales Digitales. En general, el equipamiento para la codificación de los datos digitales para generar señales digitales es menos complejo y de menor costo que el equipamiento necesario para transmitir datos digitales con señales analógicas mediante modulación.
- Conversión A/D: Datos Analógicos \rightarrow Señales Digitales. Facilita el uso de las técnicas más recientes de procesamiento y transmisión digital de señales. La principal ventaja es que permite enviar conjuntamente, por un mismo medio, datos analógicos y digitales de diverso origen como voz, video, temperatura, flujo de bytes de un archivo o caracteres alfanuméricos.
- Conversión D/A: Datos Digitales \rightarrow Señales Analógicas. Esta conversión es generalmente impuesta por aquellos medios de transmisión que sólo pueden transmitir señales analógicas. Tal es el caso de la fibra óptica, los medios no guiados y las líneas telefónicas tradicionales tendidas desde el domicilio del usuario a la central pública.
- Conversión A/A: Datos Analógicos \rightarrow Señales Analógicas: Existen básicamente dos modos de transmitir datos analógicos mediante señales analógicas:

- ✓ Se genera una señal analógica de la misma forma y ancho de banda que el dato. Su transmisión se denomina en banda base y utiliza un equipamiento sencillo y de bajo costo. El ejemplo más común es el teléfono cuya capsula microfónica genera señales que son enviadas por una línea telefónica.
- ✓ El otro modo es usar la modulación para desplazar el ancho de banda de la señal que representa los datos de entrada y llevarlo a otra zona del espectro de frecuencia del medio por motivos que se verán más adelante.

6.1. Dato digital se convierte en Señal digital

Una señal digital es una secuencia de pulsos de voltaje discretos y discontinuos. Cada pulso es un elemento de señal. Los datos binarios se transmiten codificando cada bit de datos en elementos de señal. En el caso más simple, hay una correspondencia uno a uno entre bits y elementos de señal. Se muestra un ejemplo en la Figura 4.5.3.1, en la cual el binario 1 está representado por un nivel de voltaje más bajo y 0 binario por un nivel de voltaje más alto. Mostramos en esta sección que se utilizan una variedad de otros esquemas de codificación.

Primero, definimos algunos términos. Si todos los elementos de señal tienen el mismo signo algebraico, es decir, todo positivo o negativo, entonces la señal es unipolar. En señalización polar, un estado lógico está representado por un nivel de voltaje positivo y el otro por un nivel de voltaje negativo.

La velocidad de señalización de datos, o solo velocidad de datos, de una señal, es la velocidad, en bits por segundo, en la que los datos se transmiten. La duración o longitud de un bit es la cantidad de tiempo que tarda el transmisor en emitir el bit; para una velocidad de datos R , la duración del bit es $1 / R$. La tasa de modulación, por el contrario, es la tasa a la cual el nivel de señal cambia, lo cual dependerá de la naturaleza de la codificación digital, como se explica más adelante. La velocidad de modulación se expresa en baudios, lo que significa “elementos de señal por segundo”.

Finalmente, los términos “marca” y “espacio”, por razones históricas, se refieren a los dígitos binarios 1 y 0, respectivamente. Las tareas involucradas en la interpretación de señales digitales en el receptor pueden resumirse haciendo referencia nuevamente a la figura 4.5.3.1. Primero, el receptor debe conocer el tiempo de cada bit; es decir, el receptor debe saber con cierta precisión cuándo comienza y termina el mismo. Segundo, el receptor debe determinar si el nivel de señal para cada bit, la posición es alta (0) o baja (1). En la Figura 4.5.3.1, estas tareas se realizan mediante muestreo de cada posición de bit en el medio del intervalo y comparar el valor con un umbral.

Debido al ruido y otros impedimentos, habrá errores, como se mostró y explicó en el capítulo 3. En este último vimos que tres factores son importantes para definir la calidad de la señal: relación de ruido (SNR), la velocidad de datos y el ancho de banda. Si otros factores (no desarrollados en las presentes notas) se mantienen constantes, las siguientes afirmaciones son verdaderas:

- Un aumento en la velocidad de datos aumenta la tasa de error de bit (BER)¹
- Un aumento en SNR disminuye la tasa de error de bits.
- Un aumento en el ancho de banda permite un aumento en la velocidad de datos.

A continuación, los distintos métodos de codificación de señales:

No Retorno a Cero (NRZ-L)

1 = nivel alto
0 = nivel bajo

No Retorno a Cero Invertido (NRZI)

1 = transición de nivel al principio del intervalo
0 = sin transición

Bipolar-AMI

0 = sin señal de línea
1 = nivel positivo o negativo, alternando por sucesivos

Pseudoternario

0 = nivel positivo o negativo, alternando para ceros sucesivos
1 = sin señal de línea

Manchester

1 = transición de abajo hacia arriba en el medio del intervalo
0 = transición de arriba hacia abajo en el medio del intervalo

Manchester Diferencial

Siempre transiciona en el medio del intervalo
1 = sin transición al comienzo del intervalo
0 = transición al comienzo del intervalo

B8ZS

Igual que el AMI bipolar, excepto que cualquier cadena de ocho ceros se reemplaza por una cadena con dos violaciones de código

HDB3

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

¹ El BER es la medida más común de rendimiento de error en un circuito de datos y se define como probabilidad de que se reciba un bit por error. También se llama relación de error de bit.

La figura 6.1.1 muestra la codificación de señal para la secuencia binaria 01001100011 utilizando seis esquemas de codificación de señal diferentes.

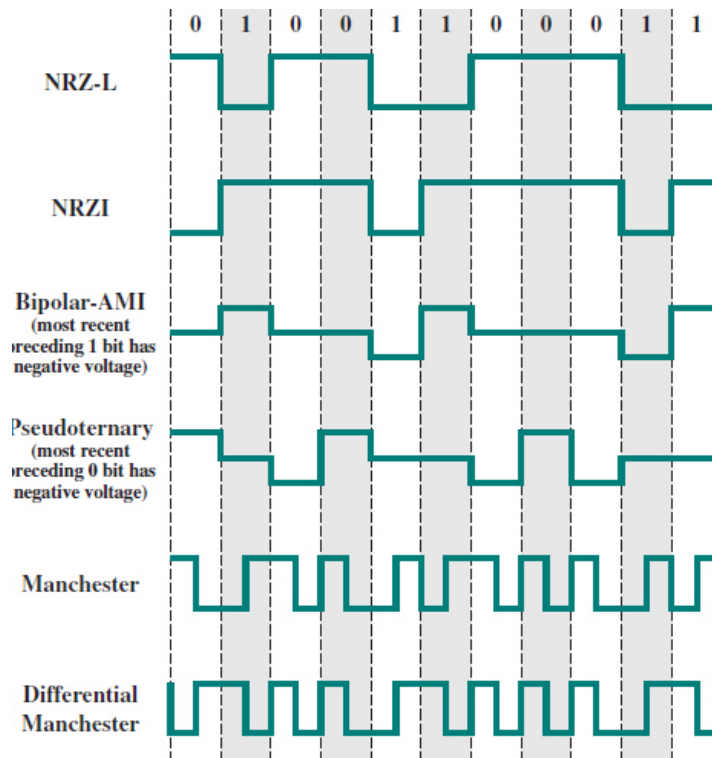


Figura: 6.1.1: Formato de codificación de señal digital

Antes de describir estas técnicas, se considera las siguientes formas de evaluar o comparar las diversas técnicas:

- **Espectro de señal:** varios aspectos del espectro de señal son importantes. Una falta de componentes de alta frecuencia significa que se requiere menos ancho de banda para la transmisión. Además, también es deseable la falta de un componente de corriente continua (CC). Para transportar una señal con CC, debe haber una conexión física directa de los componentes de transmisión.
- **Reloj:** mencionamos la necesidad de determinar el comienzo y el final de cada posición de bit. Esta no es una tarea fácil. Un enfoque bastante costoso es proporcionar un cable de reloj separado para sincronizar el transmisor y el receptor. La alternativa es proporcionar algún mecanismo de sincronización basado en señal transmitida. Esto se puede lograr con una codificación adecuada, como se explicará luego.
- **Detección de errores:** esta tarea es responsabilidad de una capa de lógica por encima de la capa de señalización, la cual sabemos es la capa de control de enlace de datos. Sin embargo, es útil tener alguna capacidad de detección de errores

integrada en el esquema de codificación de señalización física. Esto permite detectar errores más rápidamente.

- **Interferencia de señal e inmunidad al ruido:** ciertos códigos exhiben un rendimiento superior en presencia de ruido. El rendimiento generalmente se expresa en términos de un BER.
- **Costo y complejidad:** aunque la lógica digital continúa bajando de precio, este factor no debe ser ignorado. En particular, cuanto mayor sea la velocidad de señalización para lograr una determinada tasa de datos, mayor será el costo. Se verá que algunos códigos requieren una velocidad de señalización mayor que la velocidad de datos real.

No retorno a cero (NRZ)

La forma más común y más fácil de transmitir señales digitales es usar dos niveles de voltaje para los dos dígitos binarios. Los códigos que siguen esta estrategia comparten la propiedad de que el nivel de voltaje es constante durante un intervalo de bit; no hay transición (sin retorno a un nivel de voltaje cero). Por ejemplo, la ausencia de voltaje puede ser usado para representar 0 binario, con un voltaje positivo constante usado para representar 1 binario. Más comúnmente, un voltaje negativo representa un valor binario y uno positivo representa el otro. Este último código, conocido como “Nonreturn to Zero-Level” se muestra en la Figura 6.1.1 NRZ-L es típicamente el código utilizado para generar o interpretar datos digitales por terminales y otros dispositivos. Si fuera a usarse un código diferente en la transmisión, el sistema de transmisión primero genera una señal NRZ-L (en términos de la Figura 6.1, NRZ-L es $g(t)$ y la señal codificada es $x(t)$).

Una variación de NRZ se conoce como NRZI (Nonreturn to Zero, invert on). Como con NRZ-L, NRZI mantiene un pulso de voltaje constante durante un tiempo de bit. Los datos mismos están codificados como la presencia o ausencia de una transición de señal en el comienzo del bit. Una transición (de menor a mayor o de mayor a menor) al principio de un bit de tiempo denota un 1 binario para ese tiempo de bit; ninguna transición indica un 0 binario. NRZI es un ejemplo de codificación diferencial. En codificación diferencial, la información a transmitir se representa en términos de los cambios entre sucesivos elementos de señal en lugar de los elementos de señal en sí. La codificación del bit actual se determina de la siguiente manera: si el bit actual es un 0 binario, entonces el bit actual se codifica con la misma señal que el bit anterior; si el bit actual es un 1 binario, entonces el bit actual se codifica con una señal diferente a la anterior. Una ventaja de la codificación diferencial es que puede ser más confiable para detectar una transición en presencia de ruido (error), que comparar un valor con un umbral de voltaje. Otro beneficio es que, en un escenario de transmisión complejo, es fácil perder el sentido de la polaridad de la señal. Por ejemplo, en una línea de par trenzado multipunto, si los cables desde un dispositivo conectado al par trenzado se invierten accidentalmente, todos los 1s y 0s para NRZ-L se invertirá. Esto no sucede con la codificación diferencial.

Ventajas de NRZ: Los códigos NRZ son los más fáciles de diseñar y, además, hacen un uso eficiente de ancho de banda. Esta última propiedad se ilustra en la Figura 6.1.2, que compara la densidad espectral de varios esquemas de codificación. En la figura, la frecuencia se normaliza a la velocidad de datos. La mayor parte de la energía en las señales NRZ y NRZI está entre CC (componente continua) y la mitad de la tasa de bits. Por

ejemplo, si se usa un código NRZ para generar una señal con velocidad de datos de 9600 bps, la mayor parte de la energía en la señal se concentra entre CC y 4800 Hz.

Desventajas de NRZ: Las principales limitaciones de las señales NRZ son la presencia de un componente de CC y la falta de capacidad de sincronización. Para imaginar el último problema, considere que con una cadena larga de 1s o 0s para NRZ-L o una cadena larga de 0s para NRZI, la salida es un voltaje constante durante un largo período de tiempo. En estas circunstancias, cualquier diferencia entre los relojes del transmisor y el receptor se perderá la sincronización entre los dos.

Debido a su simplicidad y características de respuesta de frecuencia relativamente baja, los códigos NRZ se usan comúnmente para la grabación magnética digital. Sin embargo, sus limitaciones hacen que estos códigos no sean atractivos para las aplicaciones de transmisión de señales.

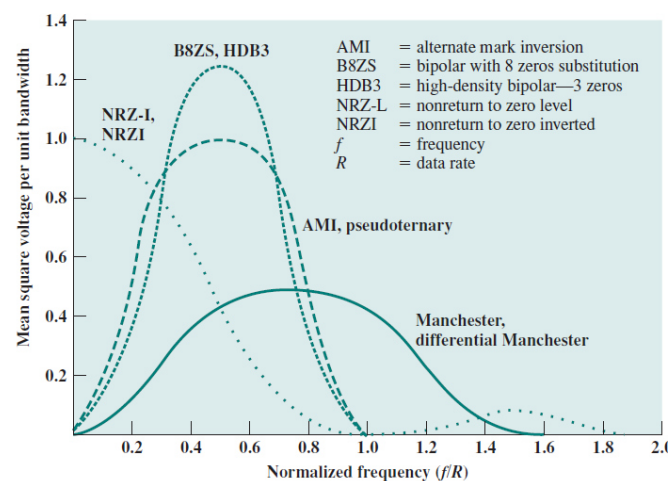


Figura 6.1.2: Densidad espectral de los distintos esquemas de codificación

Binario Multinivel

Las técnicas de codificación binaria multinivel abordan algunas de las deficiencias de Códigos NRZ. Estos códigos usan más de dos niveles de señal. Dos ejemplos de estos esquemas se ilustran en la Figura 6.1.1, bipolar-AMI (inversión de marca alternativa) y pseudoternario.

En el caso del esquema bipolar-AMI, un 0 binario está representado por ninguna línea de señal, y un binario 1 está representado por un pulso positivo o negativo. El pulso binario 1 debe alternar en polaridad.

Hay varias ventajas de este enfoque. Primero, no habrá pérdida de sincronización si ocurre una larga cadena de 1s. Cada 1 introduce una transición, y el receptor puede re sincronizarse en esa transición. Segundo, la propiedad de alternancia de pulso proporciona un medio simple de detección de errores. Cualquier error aislado, ya sea que elimine un pulso o agregue un pulso, causa una violación de esta propiedad. Tercero, debido a que las señales 1 alternan en voltaje de positivo a negativo, no hay componente

neto de CC. Además, el ancho de banda de la señal resultante es considerablemente menor que el ancho de banda para NRZ (Figura 6.1.1). La desventaja, una larga cadena de 0s todavía sigue siendo un problema.

Los comentarios del párrafo anterior también se aplican al pseudoternario. En este caso, es el 1 binario que está representado por la ausencia de una señal de línea, y el 0 binario alternando pulsos positivos y negativos. No hay una ventaja particular de una técnica versus la otra, y cada una es la base de algunas aplicaciones.

Aunque se proporciona un grado de sincronización con estos códigos, una larga cadena de 0s en el caso de AMI o 1s en el caso de pseudoternario todavía presenta un problema.

Se han utilizado varias técnicas para abordar esta deficiencia. Un enfoque consiste en insertar bits adicionales que fuerzan las transiciones. Esta técnica se utiliza en ISDN (red digital de circuitos integrados) para transmisión de datos a velocidades relativamente bajas. Por supuesto, a una velocidad de datos alta, este esquema es costoso, ya que resulta en un aumento de velocidad en una transmisión que ya tiene una alta velocidad.

Para tratar este problema a altas velocidades de datos, se utiliza una técnica que implica codificar los datos. Se examinan dos ejemplos de esta técnica más adelante en este capítulo. Por lo tanto, con una modificación adecuada, los esquemas binarios multinivel superan los problemas de los códigos NRZ. Por supuesto, como con cualquier decisión de diseño de ingeniería, hay una compensación. Con la codificación binaria multinivel, la señal de línea puede tomar uno de tres valores en cada elemento de señal, que podría representar $\log_2 3 = 1.58$ bits de información, aunque en realidad sólo lleva 1 bit de información. Por lo tanto, el binario multinivel no es tan eficiente como codificación NRZ. Otra forma de decir esto es que el receptor de binario multinivel se ve obligado a distinguir entre tres niveles de señal (+ A, -A, 0) en lugar de solo dos niveles en los formatos de señalización discutidos previamente. Debido a esto, en el sistema binario multinivel, la señal requiere aproximadamente 3 dB más de potencia que una señal de dos niveles, para poder mantener la misma probabilidad de error de bit. Dicho de otra manera, la tasa de error de bits para los códigos NRZ, dada una relación señal / ruido, es significativamente menor que la correspondiente en un sistema binario multinivel.

Bifase

Existe otro conjunto de técnicas de codificación, agrupadas bajo el término bifase, que supera las limitaciones de los códigos NRZ. Dos de estas técnicas, Manchester y Manchester diferencial, son de uso común.

En el código Manchester, hay una transición a la mitad de cada período de bit. La transición de medio bit sirve como mecanismo de reloj y también como datos: un valor bajo a alto la transición representa un 1, y una transición de alto a bajo representa un diferencial de 0.

En la codificación Manchester, la transición de medio bit se usa solo para proporcionar reloj. La codificación de un 0 está representado por la presencia de una

transición al comienzo de un período de bits, y un 1 está representado por la ausencia de una transición al comienzo de un período de bit.

Manchester diferencial tiene la ventaja adicional de emplear la codificación diferencial. Todas las técnicas bifásicas requieren al menos una transición por bit de tiempo y puede tener hasta dos transiciones. Por lo tanto, la tasa de modulación máxima es dos veces respecto a NRZ; Esto significa que el ancho de banda requerido es correspondientemente mayor.

Por otro lado, los esquemas bifásicos tienen varias ventajas:

- Sincronización: debido a que hay una transición predecible durante cada tiempo de bit, el receptor puede sincronizarse en esa transición. Por esta razón, los códigos bifase se conocen como códigos de auto reloj.
- Sin componente de CC: los códigos bifásicos no tienen componente de CC, lo que brinda los beneficios descrito anteriormente.
- Detección de errores: la ausencia de una transición esperada se puede utilizar para detectar errores. El ruido en la línea tendría que invertir la señal antes o después de la transición esperada para producir un error no detectado.

Como se puede ver en la Figura 6.1.2, el ancho de banda para los códigos bifásicos es razonablemente estrecho y no contiene componente de CC. Sin embargo, es más ancho que el ancho de banda para los códigos binarios multinivel.

Los códigos bifásicos son técnicas populares para la transmisión de datos. El más común es el código Manchester se ha especificado para el estándar IEEE 802.3 (Ethernet) para cable coaxial de banda base y LAN de bus de par trenzado. Manchester diferencial se ha especificado para la LAN de token ring IEEE 802.5, utilizando par trenzado blindado.

Velocidad de Modulación

Cuando se utilizan técnicas de codificación de señales, es necesario hacer una distinción entre velocidad de transmisión de los datos (expresada en bits por segundo) y la velocidad de modulación (expresada en baudios).

- Velocidad de transmisión de datos. Es la velocidad de transmisión de los bits y es $1/t_b$, donde t_b es la duración de un bit.
- Velocidad de modulación. Es la velocidad a la que se transmiten los elementos de señal. Un bit puede estar representado por uno o más elementos de señal.

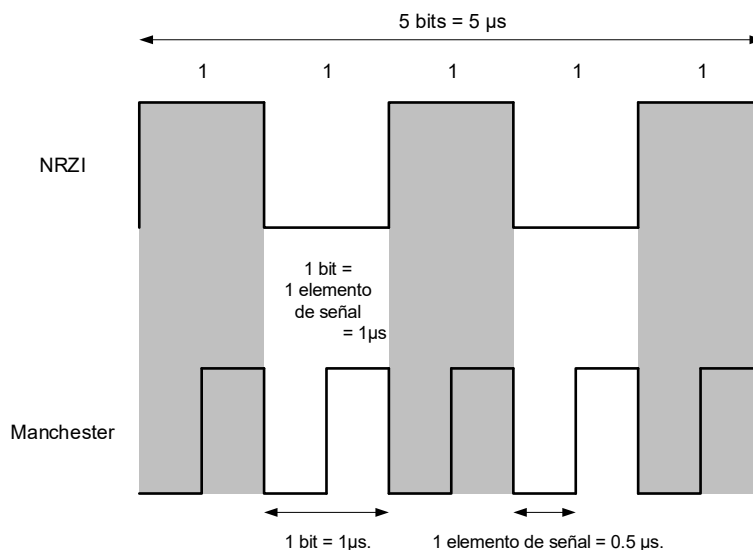


Figura 6.1.3: Velocidad de transmisión vs. velocidad de modulación

Un caso particular es el de la onda cuadrada (código NRZI) que se muestra en la parte superior de la Figura 6.1.3, en la cual un pulso de señal representa un bit. Aquí, el elemento de señal es un pulso y su duración es igual a la de un bit. Por esta razón, la velocidad de modulación (velocidad a la que se emiten los pulsos) es la misma que la velocidad a la que se transmiten los bits, es decir, 1Mbps. Sin embargo, esto no siempre es así, como se muestra a continuación.

En el caso de la codificación Manchester y Manchester diferencial el elemento de señal es un pulso cuya duración, en determinadas circunstancias, puede ser la mitad del tiempo de un bit. Por ejemplo, cuando se emite una secuencia de 0's codificados en Manchester diferencial, para tener una velocidad de bits de $1/t_b$, debe generarse un tren de pulsos a una velocidad de envío de $2/t_b$ que es la velocidad de modulación. Esta situación se ilustra en la parte inferior de la Figura 6.1.3. En general se tiene que:

$$D = v / b$$

donde:

D = velocidad de modulación (en baudios).

v = velocidad de los datos (en bps).

b = número de bits por elemento de señal.

En el ejemplo de la Figura 6.1.3 donde se muestra el caso particular de una secuencia de 1's, para la codificación Manchester, $v = 1$ Mbps y $b = 0,5$, resultando $D = 2$ Mbaudios.

Una forma de caracterizar la velocidad de modulación es determinando el promedio de transiciones que ocurren durante el tiempo de duración de un bit. En rigor, esto dependerá de la secuencia en particular de bits que se transmitan. En la Tabla 6.1.4 se muestran velocidades de modulación para algunas técnicas de codificación. En ella se

indica la razón de transiciones de la señal para el caso de una cadena de unos y ceros alternados, como así también para cadenas de datos correspondientes a la velocidad de modulación máxima y mínima.

Tabla 6.1.4: Velocidades de modulación de señales

	Mínimo	101010...	Máximo
NRZ-L	0 (all 0s or 1s)	1.0	1.0
NRZI	0 (all 0s)	0.5	1.0 (all 1s)
Bipolar-AMI	0 (all 0s)	1.0	1.0
Pseudoternary	0 (all 1s)	1.0	1.0
Manchester	1.0 (1010...)	1.0	2.0 (all 0s or 1s)
Differential Manchester	1.0 (all 1s)	1.5	2.0 (all 0s)

Técnicas de “scrambling”

Aunque las técnicas bifásicas han logrado un uso generalizado en la red de área local, en aplicaciones a velocidades de datos relativamente altas (hasta 10 Mbps), no han sido ampliamente utilizadas en aplicaciones de larga distancia. La razón principal de esto es que ellas requieren una alta velocidad de señalización en relación con la velocidad de datos. Este tipo de ineficiencia es más costoso en una aplicación de larga distancia.

Otro enfoque es hacer uso de algún otro tipo de esquema de codificación. La idea detrás de este enfoque es simple: las secuencias que darían como resultado un voltaje constante en los niveles de tensión en la línea se reemplaza por secuencias de “relleno” que proporcionarán suficientes transiciones para que el reloj del receptor mantenga la sincronización. La secuencia de llenado debe ser reconocida por el receptor y reemplazado con la secuencia de datos original. La secuencia de llenado tiene la misma longitud que la secuencia original, por lo que no hay problemas con la velocidad de los datos. Los objetivos de diseño para este enfoque se pueden resumir de la siguiente manera:

- Sin componente de CC
- No hay secuencias largas de señales de línea de nivel cero
- Sin reducción en la velocidad de datos
- Capacidad de detección de errores

Ahora se observan dos técnicas de codificación que se usan comúnmente en la distancia larga.

Servicios de transmisión: B8ZS y HDB3.

El esquema de codificación bipolar con sustitución de 8 ceros (B8ZS) es comúnmente utilizado en América del Norte. El esquema de codificación se basa en un

bipolar-AMI. Se sabe acerca del inconveniente del código AMI, por el cual una larga cadena de ceros puede provocar pérdida de sincronización. Para superar este problema, la codificación se modifica con las siguientes reglas:

- Si se produce un octeto con todos ceros y el último impulso de voltaje que precede a este octeto fue positivo, entonces los ocho ceros del octeto están codificados como 000+ -0- +.
- Si se produce un octeto con todos ceros y el último impulso de voltaje que precede a este octeto fue negativo, entonces los ocho ceros del octeto están codificados como 000- +0+ -.

Esta técnica fuerza dos violaciones de código (patrones de señal no permitidos en AMI) del código AMI, un evento que probablemente no sea causado por ruido u otra distorsión en la transmisión. El receptor reconoce el patrón e interpreta el octeto como que consiste en un octeto con todos los bits en valor cero.

Un esquema de codificación que se usa comúnmente en Europa y Japón se conoce como código de ceros bipolar-3 de alta densidad (HDB3) (Tabla 6.1.5). Como antes, se basa en el uso de codificación AMI. En este caso, el esquema reemplaza cadenas de cuatro ceros con secuencias que contienen uno o dos pulsos. En cada caso, se reemplaza el cuarto cero con una violación del código. Además, se necesita una regla para garantizar que las violaciones sucesivas son de polaridad alternativa para que no se introduzca ningún componente de CC. Por lo tanto, si la última violación fue positiva, la siguiente violación debe ser negativa y viceversa. Tabla 6.1.5 muestra que esta condición se prueba determinando (1) si el número de pulsos desde la última violación es par o impar y (2) la polaridad del último pulso antes de la aparición de los cuatro ceros.

La figura 6.1.2 muestra las propiedades espectrales de estos dos códigos. Como puede verse, ninguno tiene un componente de CC. La mayor parte de la energía se concentra en una región estrecha alrededor de una frecuencia igual a la mitad de la velocidad de datos. Por lo tanto, estos códigos se usan para la transmisión de alta velocidad de datos.

Table 6.1.5: Reglas de sustitución HDB3

Polarity of Preceding Pulse	Number of Bipolar Pulses (ones) since Last Substitution	
	Odd	Even
-	000-	+00+
+	000+	-00-

Ejemplo: La figura 6.1.6 muestra la codificación de señal para la secuencia binaria 1100000000110000010 con AMI y luego codificado con B8ZS y HDB3.

La secuencia original incluye cadenas continuas de ocho ceros y cinco ceros. B8ZS elimina la cadena de ocho ceros. HDB3 elimina ambas cadenas. El número total de transiciones para esta secuencia es 7 para Bipolar-AMI, 12 para B8ZS, y 14 para HDB3.

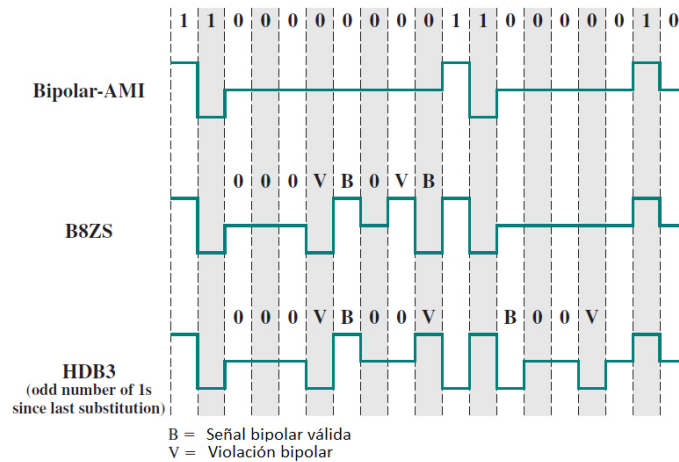


Figura 6.1.6: Reglas de codificación B8ZS y HDB3

6.2. Dato digital se convierte en Señal Analógica

Se verá el caso de la transmisión de datos digitales mediante señales analógicas. El uso familiar de esta transformación es para transmitir datos digitales a través de la red de telefonía pública. Ésta fue diseñada para recibir, conmutar, y transmitir señales analógicas en el rango de frecuencia de voz de aproximadamente 300 a 3400 Hz. Por lo tanto, no es adecuada para la transmisión de señales digitales desde las ubicaciones del suscriptor (aunque esto está empezando a cambiar). De esta forma, los dispositivos digitales están unidos a la red a través de un módem (modulador-demodulador), que convierte los datos digitales a señales analógicas y viceversa.

Para la red telefónica, se utilizan módems que producen señales en el rango de frecuencia de voz. Se utilizan las mismas técnicas básicas para los módems que producen señales a frecuencias más altas (por ejemplo, microondas). Esta sección presenta estas técnicas y proporciona una breve discusión de las características de rendimiento de cada una de ellas.

La modulación implica la operación en una o más de las tres características de una señal portadora: amplitud, frecuencia y fase. En consecuencia, existen tres técnicas básicas de codificación o modulación para la transformación de datos digitales en señales analógicas, como se ilustra en la Figura 6.2.1: modulación por desplazamiento de amplitud (ASK), modulación por desplazamiento de frecuencia (FSK) y modulación por desplazamiento de fase (PSK). En todos estos casos, la señal resultante ocupa un ancho de banda centrado en la frecuencia portadora. El término “frecuencia portadora” se refiere a una frecuencia continua capaz de ser modulada o “moldeada” por una con una segunda señal (portadora de información).

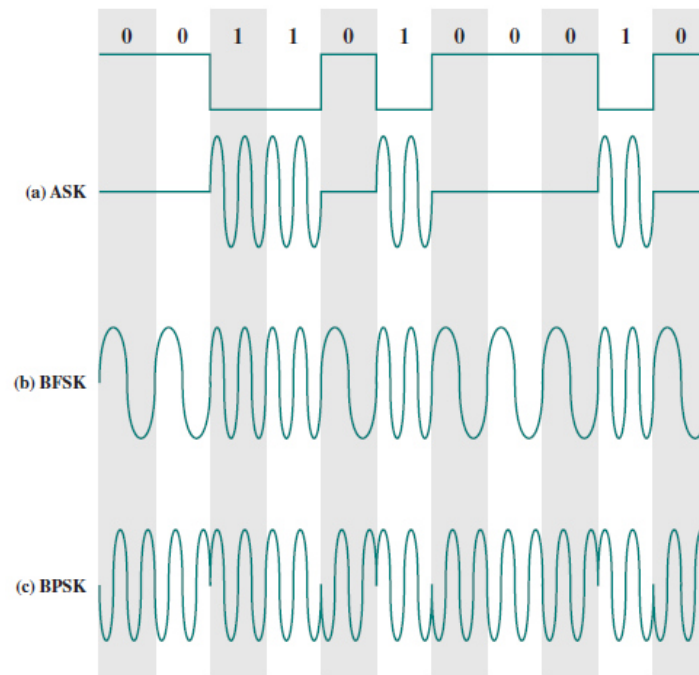


Figura 6.2.1: Datos digitales modulados en señales analógicas

6.2.1. Desplazamiento en Amplitud (modulación en amplitud, Amplitude Shift Keying)

En ASK, los dos valores binarios están representados por dos amplitudes diferentes de frecuencia de carga. Comúnmente, una de las amplitudes es cero; es decir, un dígito binario está representado por la presencia, a una amplitud constante, del portador, el otro por la ausencia del portador (figura 6.2.1(a)). La señal transmitida resultante es:

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

donde la señal portadora es $A \cos(2\pi f_c t)$. ASK es susceptible a cambios repentinos de ganancia y es una técnica de modulación bastante ineficiente. En líneas de grado de voz, generalmente es usado solo hasta 1200 bps.

La técnica ASK se utiliza para transmitir datos digitales a través de fibra óptica. Para los transmisores LED (diodo emisor de luz), la ecuación anterior es válida. Es decir, un elemento de señal está representado por un pulso de luz, mientras que el otro elemento de señal está representado por la ausencia de luz. Los transmisores láser normalmente tienen una corriente de "polarización" fija que hace que el dispositivo emita un bajo nivel de luz. Este nivel bajo representa un elemento de señal, mientras que una onda de luz de mayor amplitud representa otro elemento de señal.

6.2.2. Desplazamiento de Frecuencia (modulación en frecuencia, Frequency Shift Keying)

La forma más común de FSK es FSK binaria (BFSK), en la que los dos valores binarios están representados por dos frecuencias diferentes cerca de la frecuencia portadora (Figura 6.2.1(b)). La señal transmitida resultante por un tiempo de bit es:

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

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

Ejemplo:

En la Figura 6.2.2.1 se muestra una transmisión FSK full duplex (transmisión simultánea en ambos sentidos) sobre una línea telefónica. El esquema de la figura representa la especificación para módems de la serie 108 de Bell System. El ancho de banda establecido para una línea telefónica es entre 300 a 3.400 Hz; por lo que, para transmitir full duplex, debe dividirse el ancho de banda en dos partes de, aproximadamente, 1.600 Hz cada una, otorgándose una parte a cada señal.

La mitad inferior del ancho de banda mencionado se destina a la señal que va en un sentido (correspondiente a la transmisión o recepción) y que se desplaza en 100 Hz a ambos lados de la frecuencia central de 1.170 Hz. El efecto de alternar entre dos frecuencias $f_1 = 1.070$ Hz y $f_2 = 1.270$ Hz cuando se representa un 1 y un 0, respectivamente, produce un espectro de frecuencias indicado por el área demarcada que está a la izquierda en la Figura 6.2.2.1

De manera similar, para la señal que se envía en sentido contrario (correspondiente a la recepción o transmisión) se destina la mitad superior del ancho de banda. El desplazamiento también es de 100 Hz en torno a la frecuencia central de 2.125 Hz. El espectro de frecuencia resultante está demarcado por área ubicada a la derecha de la anterior en la Figura 6.2.2. Obsérvese que hay un pequeño solapamiento entre las bandas, es decir, una pequeña interferencia.

La modulación de frecuencia es mucho menos sensible a la variación de amplitud de la señal que la modulación de amplitud, por lo tanto, es menos susceptible de error que esta última. Por este motivo FSK se usa normalmente sobre línea telefónica para transmitir datos hasta 1.200 bps. También se usa frecuentemente en radiotransmisión en alta frecuencia; esto es, de 3 a 30 MHz.

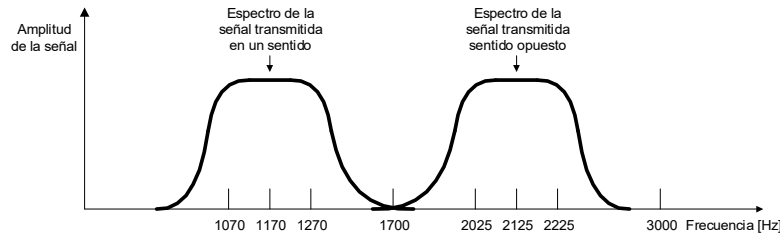


Figura 6.2.2.1: Transmisión FSK full duplex por una línea telefónica.

Una señal que es más eficiente en ancho de banda, pero también más susceptible a errores, es FSK múltiple (MFSK), en el que se utilizan más de dos frecuencias. En este caso cada elemento de señalización representa más de un bit. La señal transmitida MFSK para el intervalo correspondiente a un elemento de señal se puede definir de la siguiente manera:

$$\text{MFSK } s_i(t) = A \cos 2\pi f_i t, 1 \leq i \leq M$$

dónde

$$f_i = f_c + (2i - 1 - M) f_d$$

f_c = la frecuencia portadora

f_d = la frecuencia de diferencia

M = número de elementos de señal diferentes = 2^L

L = número de bits por elemento de señal

Para coincidir con la velocidad de datos del flujo de bits de entrada, cada elemento de señal de salida es mantenido durante un período de $T_s = LT$ segundos, donde T es el período de bits (velocidad de datos = $1 / T$). Por lo tanto, un elemento de señal, que es un tono de frecuencia constante, codifica L bits. El ancho de banda total requerido es de $2Mf_d$. Se puede demostrar que la separación de frecuencia mínima requerida es $2f_d = 1 / T_s$. Por lo tanto, el modulador requiere un ancho de banda de

$$W_d = 2Mf_d = M / T_s.$$

Ejemplo: Con $f_c = 250$ kHz, $f_d = 25$ kHz y $M = 8$ ($L = 3$ bits), se tiene las siguientes asignaciones de frecuencia para cada una de las ocho posibles combinaciones de datos a partir de los 3 bits por señal:

$$f_1 = 75 \text{ kHz } 000; f_2 = 125 \text{ kHz } 001; f_3 = 175 \text{ kHz } 010; f_4 = 225 \text{ kHz } 011$$

$$f_5 = 275 \text{ kHz } 100; f_6 = 325 \text{ kHz } 101; f_7 = 375 \text{ kHz } 110; f_8 = 425 \text{ kHz } 111$$

Este esquema puede soportar una velocidad de datos de $1 / T = 2Lf_d = 150$ kbps.

6.2.3. Desplazamiento en Fase (modulación PSK, Phase Shift Keying)

En PSK, la fase de la señal portadora se desplaza para representar los datos.

PSK de dos niveles: El esquema más simple utiliza dos fases para representar los dos dígitos binarios (Figura 6.2.1(c)) y se conoce como codificación de desplazamiento de fase binaria. La señal resultante transmitida que se transmite por tiempo de bit es:

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

Debido a que un cambio de fase de $180^\circ (\pi)$ es equivalente a voltear la onda sinusoidal o multiplicarla por -1, se pueden usar las expresiones más a la derecha en la ecuación. Esta conduce a una formulación conveniente. Si tenemos un flujo de bits, y definimos $d(t)$ como la función discreta que adquiere el valor de +1 por un tiempo de bit si el correspondiente bit en el flujo de bits es un 1 y el valor de -1 por un tiempo de bit si el bit correspondiente en el flujo de bits es un 0, entonces podemos definir la señal transmitida como:

$$\text{BPSK} \quad s_d(t) = A d(t) \cos(2\pi f_c t)$$

También es muy usada la técnica de **Modulación de Fase Diferencial (PSK Diferencial)**, en la que el desplazamiento de fase se hace con relación a la fase correspondiente al último símbolo transmitido. Por ejemplo, el binario 0 se representa transmitiendo una señal con la misma fase que la señal anteriormente enviada. Mientras que, el binario 1 se representa transmitiendo una señal con una fase desplazada un ángulo π respecto de la señal precedente. La señal resultante de una modulación PSK Diferencial de acuerdo al ejemplo mencionado es:

$$\text{PSK Diferencial} \quad s(t) = \begin{array}{ccc} \begin{array}{c} \text{si antes} \\ A \cos(2\pi f_c t) \\ A \cos(2\pi f_c t) \end{array} & \begin{array}{c} \text{entonces, la actual es} \\ A \cos(2\pi f_c t + \pi) \\ A \cos(2\pi f_c t) \end{array} & \begin{array}{c} \text{binario 1} \\ \text{binario 0} \end{array} \end{array}$$

PSK de cuatro niveles: Se puede lograr un uso más eficiente del ancho de banda si cada elemento de señalización representa más de un bit. Por ejemplo, en lugar de un cambio de fase de 180° , según lo permitido en BPSK, se implementa una técnica de codificación conocida como modulación por desplazamiento de cuadratura de fase (QPSK), la cual utiliza desplazamientos de fase separados por múltiplos de $\pi / 2$ (90°). En este tipo de modulación un elemento de señal representa dos bits:

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

De esta forma, se generan cuatro elementos de señal que se diferencian por el desplazamiento de fase relativo, y donde cada elemento de señal representa dos bits en lugar de uno.

PSK de multinivel: La utilización de varios niveles se puede extender para transmitir más de dos bits de una vez. Por ejemplo, usando ocho ángulos de fase diferentes es posible transmitir de una vez tres bits. Es más, cada ángulo puede tener más de una amplitud. Por

ejemplo, un módem estándar a 9.600 bps utiliza 12 ángulos de fase, cuatro de los cuales tienen dos valores de amplitud, dando lugar a 16 elementos de señalización diferentes.

Este último ejemplo pone de manifiesto la diferencia entre velocidad de transmisión R (en bps) y velocidad de modulación D (en baudios) de la señal. Supongamos que este sistema se empleara sobre una señal digital en la que cada bit se representara por un pulso constante de tensión, tomando un nivel para el uno binario y otro nivel distinto para el cero. La velocidad de transmisión sería $R = 1/T_b$. Sin embargo, la señal codificada contendrá $L=4$ bits por cada elemento de señalización, utilizando $M=16$ combinaciones distintas de amplitud y fase. La velocidad de modulación, en este caso, es $R/4$, ya que cada elemento de señal transporta cuatro bits. Por tanto, la velocidad de señalización es 2.400 baudios, pero la velocidad de transmisión es igual a 9.600 bps. Esta misma aproximación posibilita mayores velocidades de transmisión en líneas de calidad telefónica mediante la utilización de esquemas de modulación más complejos.

En los módems actuales se aplican técnicas combinadas de modulación de fase y amplitud para lograr transmitir mayor cantidad de bits por cada elemento de señal. Una de esas combinaciones, denominada QAM, se usa actualmente en líneas ADSL y permite transmitir hasta 60 Kbps en un ancho de banda de 4KHz.

6.2.4. Eficiencia de las técnicas de modulación

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 paso banda. Estos son los resultados:

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 relacionada con la técnica de filtrado aplicada para limitar el ancho de banda de la señal, permitiendo así su posterior transmisión. Generalmente, se verifica que $0 < r < 1$. Así, el ancho de banda está directamente relacionado con la 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 ΔF es el dominante. Por ejemplo, uno de los estándares que utiliza FSK en redes locales multipunto sobre cable coaxial es $\Delta F = 1,25$ MHz, $f_c = 5$ MHz y $R = 1$ Mbps. En este caso, el término dominante es $2\Delta F = 2,5$ MHz.

Utilizando PSK multinivel (MPSK) se pueden conseguir mejoras significativas en el ancho de banda. En general:

$$\text{MPSK} \quad B_T = \left(\frac{1+r}{L} \right) R = \left(\frac{1+r}{\log_2 M} \right) R$$

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

Para FSK multinivel (MFSK), se tiene que:

$$\text{MFSK} \quad B_T = \left(\frac{(1+r)M}{\log_2 M} \right) R$$

En la Tabla 6.2.4.1 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.

Tabla 6.2.4.1: Eficiencia del ancho de banda (R/B_T)

	<i>r</i> = 0	<i>r</i> = 0.5	<i>r</i> = 1
ASK	1.0	0.67	0.5
Multilevel FSK			
<i>M</i> = 4, <i>L</i> = 2	0.5	0.33	0.25
<i>M</i> = 8, <i>L</i> = 3	0.375	0.25	0.1875
<i>M</i> = 16, <i>L</i> = 4	0.25	0.167	0.125
<i>M</i> = 32, <i>L</i> = 5	0.156	0.104	0.078
PSK	1.0	0.67	0.5
Multilevel PSK			
<i>M</i> = 4, <i>L</i> = 2	2.00	1.33	1.00
<i>M</i> = 8, <i>L</i> = 3	3.00	2.00	1.50
<i>M</i> = 16, <i>L</i> = 4	4.00	2.67	2.00
<i>M</i> = 32, <i>L</i> = 5	5.00	3.33	2.50

6.2.5. Modulación de amplitud en cuadratura

La modulación de amplitud en cuadratura (QAM, Quadrature Amplitude Modulation) es una técnica de señalización analógica que se utiliza en algunas normas inalámbricas y en las líneas de abonado digitales asimétricas (ADSL, Asymmetric Digital Subscriber Line). Esta técnica de modulación es una combinación de ASK y PSK.

También se puede considerar como una generalización de QPSK. En QAM se aprovecha el hecho de que es posible enviar simultáneamente dos señales diferentes sobre la misma frecuencia portadora, utilizando dos réplicas de la misma, desplazadas entre sí 90°. En QAM cada portadora se modula usando ASK. Las dos señales independientes se transmiten sobre el mismo medio. En el receptor, las dos señales se demodula combinándose para reproducir la señal binaria de entrada.

En la Figura 6.2.5.1 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 a R/2 bps cada una, tomando los bits de forma alternante. 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 la secuencia 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 90° y, a su vez, se usa para la modulación 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:

$$\text{QAM} \quad s(t) = d_1(t) \cos 2\pi f_c t + d_2(t) \sin 2\pi f_c t$$

Si se utiliza un esquema ASK con dos niveles, entonces, cada una de las dos secuencias binarias se podrá representar mediante dos estados, que combinadas dan lugar a una señal con 4 (2×2) posibles estados de señalización. Esto es, esencialmente QPSK. Si se usa ASK con cuatro niveles (esto es, cuatro niveles diferentes de amplitud), entonces, la secuencia combinada podrá tomar uno de entre 16 (4×4) estados. En la práctica, se implementan sistemas con 64, e incluso, 256 estados.

Para un ancho de banda dado, cuanto mayor sea el número de estados, 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.

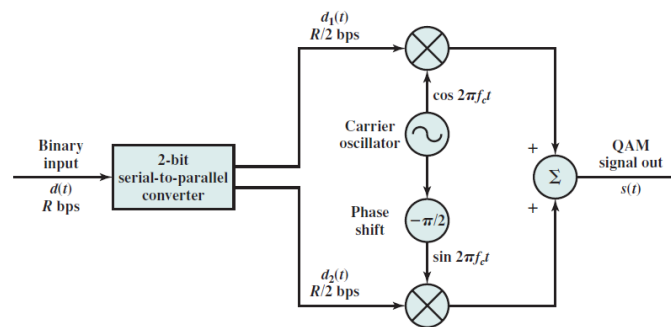


Figura 6.2.5.1: Modulador QAM

6.3. Dato Analógico se convierte en Señal digital

En esta sección, examinamos el proceso de transformación de datos analógicos en señales digitales. Estrictamente hablando, podría ser más correcto referirse esto como un proceso de convertir datos analógicos en datos digitales. Este proceso se conoce como digitalización. Una vez que los datos analógicos se han convertido en datos digitales, pueden suceder varias cosas. Las tres operaciones más utilizadas son:

1. Los datos digitales se pueden transmitir utilizando NRZ-L. En este caso, se habrá producido una conversión directamente de datos analógicos a una señal digital.
2. Los datos digitales pueden codificarse como una señal digital utilizando un código que no sea NRZ-L. Por lo tanto, se requiere un paso adicional.
3. Los datos digitales se pueden convertir en una señal analógica, utilizando una de las técnicas de modulaciones discutidas en la sección anterior

Este último procedimiento se ilustra en la Figura 6.3.1, que muestra datos de voz que se digitalizan y luego se convierten en una señal ASK analógica.

Los datos de voz, debido a que se han digitalizado, pueden tratarse como datos digitales, incluso si se transmiten por medios que obliguen a usar una señal analógica.

El dispositivo utilizado para convertir datos analógicos en datos digitales que luego serán transmitidos, para después en una operación inversa, recuperar los datos analógicos originales se conoce con el nombre de CODEC (codificador-decodificador).

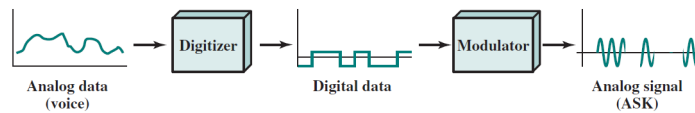


Figura 6.3.1: Señal de voz digitalizada y luego convertida en señal analógica

Desarrollo del caso (2): conversión A/D/D con código distinto de NRZ-L

La Técnica de Modulación en Código de Pulsos o PCM (Pulse Code Modulation) es una de las técnicas usadas para convertir datos analógicos en digitales y está basada en el teorema del muestreo.

Teorema del Muestreo

- Muestra de una señal $f(t)$. Es el valor que tiene la señal en el instante de tiempo t_i ; es decir, es el valor $f(t_i)$.
- Muestreo. Es la acción de tomar muestras de una señal en intervalos regulares de tiempo.
- Frecuencia de muestreo. Es la cantidad de muestras tomadas en una unidad de tiempo.
- Teorema del muestreo. Establece que, si una señal $f(t)$ se muestrea a intervalos regulares con una frecuencia igual o 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. Esto implica que, bajo las condiciones expuestas, la función $f(t)$ puede ser reconstruida totalmente a partir de las muestras obtenidas, es decir, sin pérdida de información.

Aplicación Teorema del Muestreo a la voz

Como ejemplo considérese que se deben muestrear los datos de voz que tienen como límite superior la frecuencia de 4KHz. De acuerdo a lo establecido por el teorema del muestreo serán suficientes 8.000 muestras por segundo para recuperar íntegramente esta señal. Obsérvese que las muestras son analógicas puesto que sus amplitudes se han obtenido de una señal analógica. Este conjunto se denomina muestras PAM (Pulse Amplitude Modulation). Para convertir las muestras PAM a digital debe utilizarse un código que le asigne un número binario a cada una de ellas. En la Figura 6.3.2 se ilustra con un ejemplo lo expuesto. Se asume que la señal original de (a) tiene un ancho de banda limitado de valor B Hz. Las muestras PAM se toman a una frecuencia de $2B$ muestras/segundo. El tiempo entre muestra y muestra será $T_s = 0.5/B$ seg.

La PAM es el primer paso hacia la PCM, como se muestra en la Figura 6.3.2(c). Para generar los datos PCM supóngase que se codifican las muestras PAM mediante un código binario de “n” bits. La cantidad de niveles discretos en que cuantifica cada muestra PAM está determinada por “n”, es decir, se tienen 2^n niveles. En el ejemplo mostrado en la Figura 6.3.2(c), $n = 4$ y por lo tanto se tienen 16 niveles en todo el rango de variación de la señal.

Errores en la Conversión A/D

Cuando se digitaliza una señal analógica se generan dos tipos de errores: el producido en la toma de las muestras PAM y el debido a la codificación digital de cada muestra. En el primer caso el error es introducido por el instrumento electrónico que toma el valor analógico de las muestras y se denomina error de medición. Por lo tanto, el máximo error de medición admitido sólo puede ser limitado utilizando un instrumento de calidad adecuada. En el segundo caso, el error depende de la diferencia entre dos números binarios consecutivos. Este error es similar al error de redondeo y se denomina error de digitalización.

Se utilizan varios parámetros para expresar el error de digitalización de una señal analógica que varía dentro de un rango determinado por un valor máximo y un mínimo. Uno de ellos es el error de digitalización promedio que da una idea global del error y es igual a $100/\text{cantidad de niveles}$. Por ejemplo, en el caso mostrado en la Figura 6.2.3, se tiene que el error de digitalización porcentual es $= 100/16 = 6.25 \%$. Esta cantidad representa la separación entre dos niveles adyacentes.

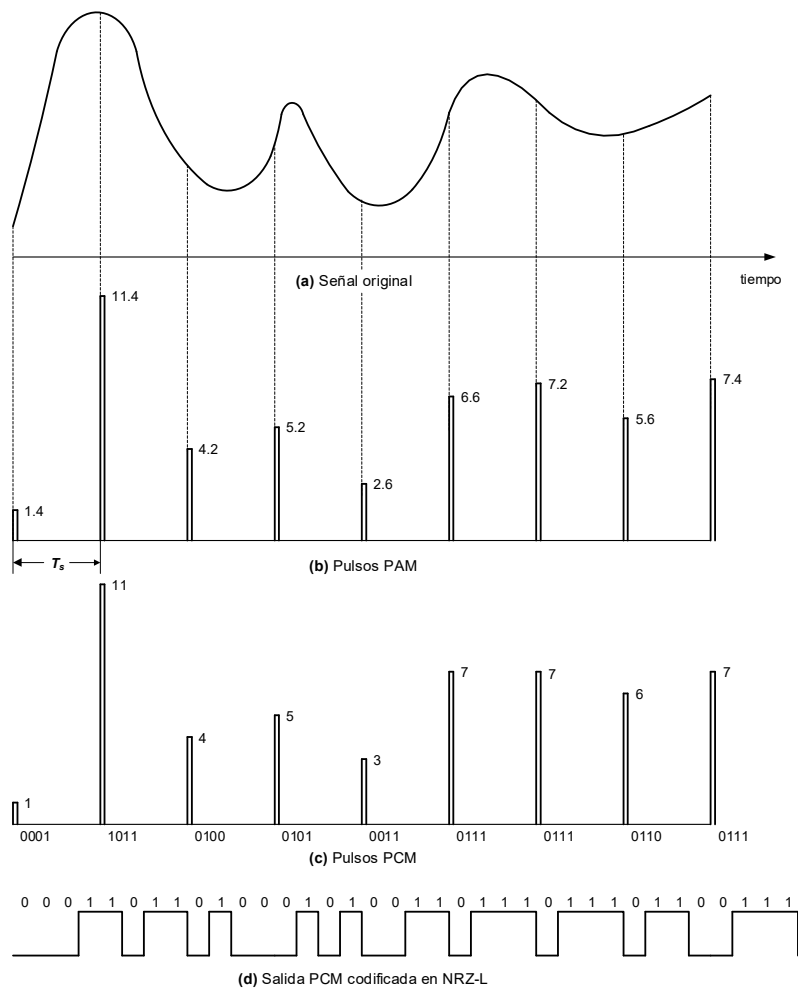


Figura 6.3.2: Modulación por código de pulsos

En el proceso de digitalización debe tenerse presente que, cuando el valor de la muestra es cercano al máximo admitido, el error introducido es similar al error de digitalización promedio. No obstante, cuando la muestra tiene un valor pequeño, por ejemplo, del orden de la diferencia entre niveles, el error de digitalización puede llegar al 100%. Obsérvese, además que, aunque se aplique lo indicado por teorema del muestreo respecto de la elección de la frecuencia de muestreo, resulta imposible recuperar la señal original debido al error de digitalización. No obstante, este error se puede reducir aumentando el número de bits de la palabra utilizada en la digitalización, con lo que crece la cantidad de niveles en un rango determinado y, por lo tanto, se reduce la diferencia entre dos niveles adyacentes.

En la Figura 6.3.3 se muestran los pasos que comprende el proceso de digitalización de una señal analógica. A partir de una señal analógica de entrada se obtienen muestras analógicas (muestras PAM); a continuación, éstas se discretizan o digitalizan mediante un código y luego se genera la señal digital.

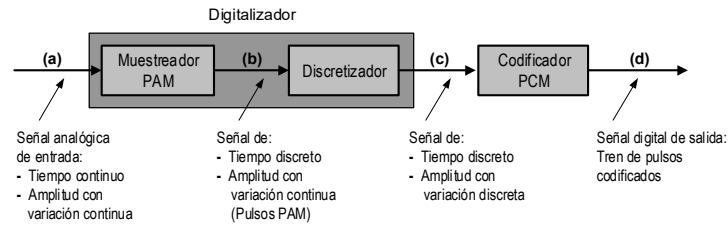


Figura 6.3.3: Proceso de conversión A/D. Las señales en (a), (b), (c) y (d) se corresponden con (a), (b), (c) y (d) de la Figura 6.3.2

Prestaciones

Se puede lograr una buena reproducción de voz a través de PCM con 128 niveles de cuantificación, o codificación de 7 bits ($2^7 = 128$). Una señal de voz, conservadoramente, ocupa un ancho de banda de 4 kHz. Por lo tanto, de acuerdo con el teorema de muestreo, las muestras deben tomarse a una velocidad de 8000 muestras por segundo. Esto implica una velocidad de datos de $8000 * 7 = 56$ kbps para el codificador PCM.

Considere lo que esto significa desde el punto de vista del requisito de ancho de banda. Una señal de voz analógica ocupa 4 kHz. Usando PCM, esta señal analógica de 4 kHz puede convertirse en una señal digital de 56 kbps. Pero usando el criterio Nyquist de Capítulo 3, esta señal digital podría requerir del orden de 28 kHz de ancho de banda.

Incluso se ven diferencias más severas con señales de mayor ancho de banda. Por ejemplo, un esquema PCM común para la televisión en color utiliza códigos de 10 bits, lo que funciona para 92 Mbps para una señal de ancho de banda de 4.6 MHz. A pesar de estos números, las técnicas digitales continúan creciendo en popularidad para transmitir datos analógicos. Las razones para esto son las siguientes:

- Se utilizan repetidores en lugar de amplificadores, por lo que no hay ruido acumulativo.
- Como se verá más adelante, la multiplexación por división de tiempo (TDM) se usa para señales digitales en lugar de la multiplexación por división de frecuencia (FDM) utilizada para señales analógicas. Con TDM, no hay ruido de intermodulación, mientras que hemos visto que esto es una preocupación para FDM.
- La conversión a señalización digital permite el uso de técnicas de conmutación más eficientes debido al uso de la tecnología digital.

Además, se han desarrollado técnicas para proporcionar códigos más eficientes. En el caso de la voz, un objetivo razonable parece estar cerca de los 4 kbps. Con el video, se puede aprovechar el hecho que en el avance cuadro a cuadro, la mayoría de los elementos de la imagen no cambian. Las técnicas de codificación entre cuadros deberían permitir reducir las necesidades de video a unos 15 Mbps y en el caso de las escenas que cambian lentamente, como las de una videoconferencia, hasta 64 kbps o menos.

Como punto final, mencionamos que, en muchos casos, el uso del sistema dará como resultado un procesamiento de digital a analógico y de analógico a digital.

La abrumadora mayoría de las terminales locales en las redes de telecomunicaciones es analógica, y la red en sí usa una mezcla de técnicas analógico y digital. De esta forma, los datos digitales en el terminal de un usuario pueden convertirse a analógicos por un módem, posteriormente digitalizado por un códec, y tal vez sufra conversiones repetidas antes de llegar a su destino.

Por lo tanto, las instalaciones de telecomunicaciones manejan señales analógicas que representan voz y datos digitales. Las características de las formas de onda son bastante diferentes. Mientras que las señales de voz tienden a estar sesgadas en la parte inferior del ancho de banda, la codificación analógica de señales digitales tiene un contenido espectral más uniforme sobre el ancho de banda y por lo tanto contiene más componentes de alta frecuencia.

6.4. Dato analógico se convierte en señal analógica

La modulación fue definida como el proceso de combinar una señal de entrada $m(t)$ y una portadora de frecuencia f_c para generar una señal $s(t)$ cuyo ancho de banda está normalmente centrado en f_c . En el caso de los datos digitales (conversión D/A) la justificación de la modulación es evidente: es necesaria cuando el medio sólo permite transmisión analógica, debiendo entonces convertirse los datos digitales en señales analógicas.

Sin embargo, cuando los datos son analógicos la justificación de convertirlos en señales analógicas no es tan evidente. Un caso particular es el de las señales de voz que se transmiten por la línea telefónica usando su espectro original (esta forma de transmitir se denomina transmisión en banda base).

La conversión de datos analógicos en señales analógicas obedece fundamentalmente a dos razones:

- Transmisión en una frecuencia más alta. Esta necesidad es impuesta por el medio para poder hacer efectiva la transmisión. Es el caso de la transmisión por un medio no guiado, en que resulta virtualmente imposible transmitir señales en banda base. El motivo principal es que, cuando la señal es de baja frecuencia, la antena puede llegar a tener dimensiones físicas muy grandes como, por ejemplo, varios kilómetros de diámetro, lo que resulta totalmente impráctico y costoso.
- Multiplexión por división de frecuencia (FDM, Frequency Division Multiplexing). La modulación permite aplicar esta técnica de FDM que es muy útil para poder enviar por un mismo medio varias señales distintas. Se usa la modulación para correr el espectro de frecuencia de cada señal a lugares apropiados dentro del ancho de banda del medio de transmisión. De esta manera, dejando un espacio de frecuencias entre señal y señal, es posible recuperarlas en forma individual en el otro extremo del enlace.

A continuación, se considerarán las tres técnicas más importantes para modular datos analógicos: Modulación de Amplitud (AM, Amplitude Modulation), Modulación de Frecuencia (FM, Frequency Modulation) y Modulación de Fase (PM, Phase Modulation).

6.4.1. Modulación de Amplitud

La modulación de amplitud es la forma más simple de modulación y se describe en la Figura 6.4.1.1. Desde el punto de vista matemático el proceso se puede describir como:

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

donde $\cos 2\pi f_c t$ es la portadora y $m(t)$ es la señal de entrada o moduladora, es decir, es la que transporta los datos. Para simplificar la expresión anterior, tanto en la portadora como en la señal moduladora se han normalizado sus amplitudes a 1. El valor 1 de la expresión anterior representa el valor de tensión continua y se lo agrega porque previene de pérdida de información, como se explicará más adelante.

Ejemplo

Se considerará el caso particular en que la señal moduladora es una onda coseno, es decir, $m(t) = \cos 2\pi f_m t$. Reemplazando en la ecuación anterior el valor de $m(t)$ se tiene:

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

Haciendo uso de la identidad $\cos x \cos y = \frac{1}{2} [\cos (x - y) + \cos (x + y)]$, se tiene:

$$s(t) = \cos 2\pi f_c t + \frac{1}{2} \cos 2\pi (f_c - f_m) t + \frac{1}{2} \cos 2\pi (f_c + f_m) t$$

De la expresión resultante se ve que hay una componente que tiene la frecuencia de la portadora original más dos componentes con frecuencia separadas una cantidad f_m hercios de la portadora. Además, a partir de la expresión anterior y de la Figura 6.4.1.1 se puede observar que la modulación de amplitud implica multiplicar la señal de entrada por la portadora. La envolvente de la señal resultante es $[1 + m(t)]$ y es una reproducción exacta de la señal de entrada.

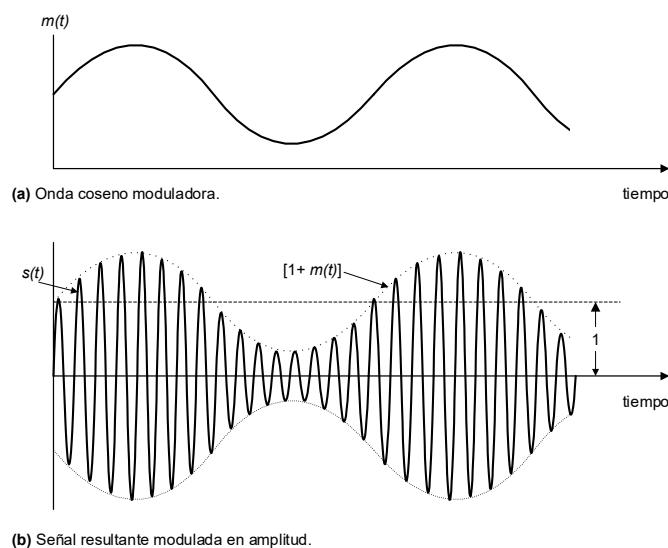


Figura 6.4.1.1: Modulación de amplitud.

Es preciso observar el espectro de frecuencia de la señal resultante de la modulación de amplitud. En la Figura 6.4.1.2 se muestra un ejemplo. El espectro total de la señal está compuesto de la portadora original más el espectro de la señal de entrada trasladado a f_c . La parte del espectro para la que $f > f_c$ se denomina banda lateral superior, y la parte 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 kHz.

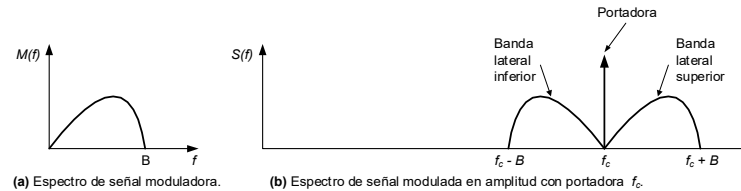


Figura 6.4.1.2: Espectro de una señal modulada en amplitud

6.4.2. Modulación de Ángulo

La modulación de frecuencia y la modulación de fase son casos particulares de la modulación de ángulo. La señal modulada se puede expresar como:

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

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

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

donde n_p es el índice de modulación de fase.

En la modulación de frecuencia, 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 de frecuencia.

En la Figura 6.4.2.1 se muestra la modulación de amplitud, frecuencia y fase por una onda moduladora seno.

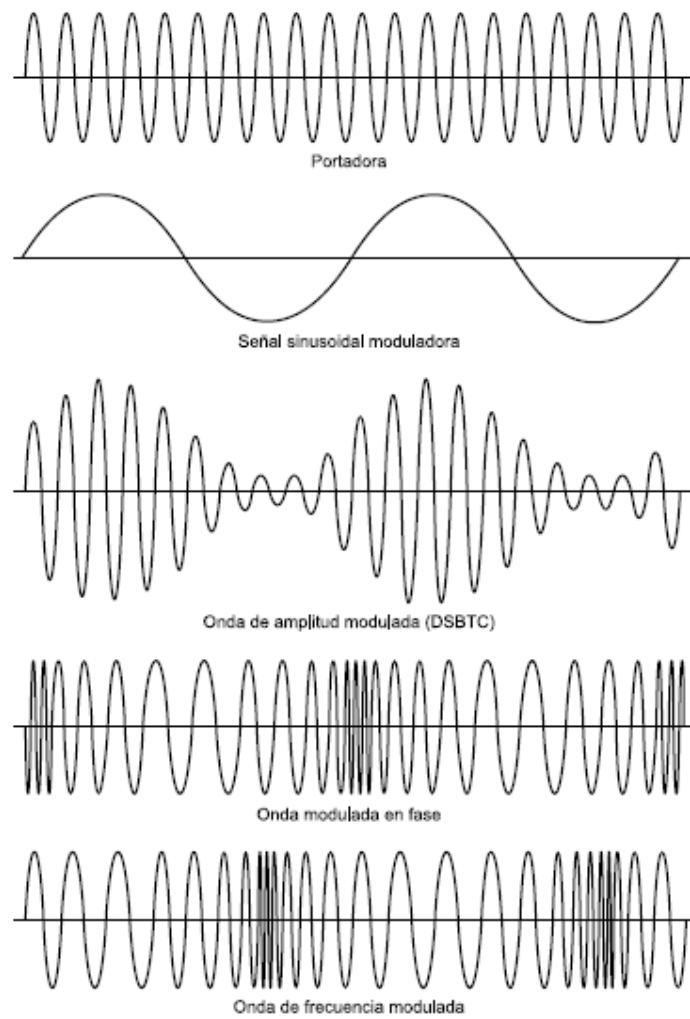


Figura 6.4.2.1: Modulación en amplitud, frecuencia y fase

6.5. Apéndice A – Detección de Errores

Independientemente del diseño del sistema de transmisión, habrá errores, lo que resultará en el cambio de uno o más bits en una trama transmitida. En lo que sigue, se va a asumir que los datos se transmiten como una o más secuencias contiguas de bits, llamadas tramas.

Se definen entonces las probabilidades de que las mencionadas tramas sufran algún tipo de error:

- P_b : Probabilidad de que se reciba un bit con error; también conocido como tasa de error de bits (BER)
- P_1 : Probabilidad de que llegue una trama sin errores de bit
- P_2 : Probabilidad de que, con un algoritmo de detección de errores en uso, una trama llegue con uno o más errores no detectados
- P_3 : Probabilidad de que, con un algoritmo de detección de errores en uso, una trama llegue con uno o más errores de bit detectados, pero sin errores de bit no detectados

Primero se considera el caso en el que no se toman medidas para detectar errores. Entonces la probabilidad de errores detectados (P_3) es cero. Para expresar las probabilidades restantes, se supone que la probabilidad de que cualquier bit esté en error (P_b) es constante e independiente para cada bit. Entonces se tiene que:

$$P_1 = (1 - P_b)^F, \text{ donde } F \text{ es el número de bits por trama.}$$
$$P_2 = 1 - P_1$$

Explicado con palabras, como cabría esperar, la probabilidad de que una trama llegue sin ningún bit erróneo disminuye al aumentar la probabilidad de que un bit sea erróneo. Además, la probabilidad de que una trama llegue sin errores de bits disminuyen al aumentar la longitud de la trama; cuanto más largo es la trama, más bits tiene y será mayor la probabilidad de que uno de estos esté en error.

Ejemplo: Un objetivo definido para ISDN (la red digital de servicios integrados), es que el BER (Bit Error) en un canal de 64 kbps debe ser inferior a 10^{-6} en al menos el 90% de los intervalos observados de 1 minuto. Se supone ahora que tenemos el requisito de usuario bastante modesto que, en promedio, una trama con un bit erróneo no detectado ocurriera por cada día de funcionamiento continuo en un canal de 64 kbps, y se estima asumir una longitud de trama de 1000 bits. El número de tramas que se pueden transmitir en un día es 5.529×10^6 , lo que produce una tasa de error de trama deseada de $P_2 = 1 / (5.529 \times 10^6) = 0.18 \times 10^{-6}$. Pero si asumimos un valor de P_b de 10^{-6} , entonces $P_1 = (0.999999)^{1000} = 0.999$ y por lo tanto $P_2 = 10^{-3}$, que es aproximadamente tres órdenes de magnitud demasiado grande para cumplir con nuestros requisitos.

Este es el tipo de resultado que motiva el uso de técnicas de detección de errores. para lograr una tasa de error de trama deseada en una conexión que tiene un determinado BER. Todas estas técnicas funcionan según el siguiente principio (Figura 6.5.1). Para una trama de bits dada, el transmisor agrega bits adicionales que constituyen un código de detección de errores.

Este código se calcula en función de los otros bits transmitidos. Por lo general, para un bloque de datos de k bits, el algoritmo de detección de errores produce un código de detección de errores de $n - k$ bits, donde $(n - k) < k$. El código de detección de errores, también conocido como verificación bits, se agrega al bloque de datos para producir una trama de n bits, que luego se transmite. El receptor separa la trama entrante en los k bits de datos y $(n - k)$ bits del código de detección de errores. El receptor aplica el mismo algoritmo a los bits de datos y compara este valor con el valor de la entrada código de detección de errores. Un error detectado ocurre si y solo si hay una falta de coincidencia. Por lo tanto, P_3 es la probabilidad de que una trama contenga errores y este esquema los detectará. P_2 se conoce como la tasa de error residual y es la probabilidad que no se detectará un error a pesar del uso de un esquema de detección de errores

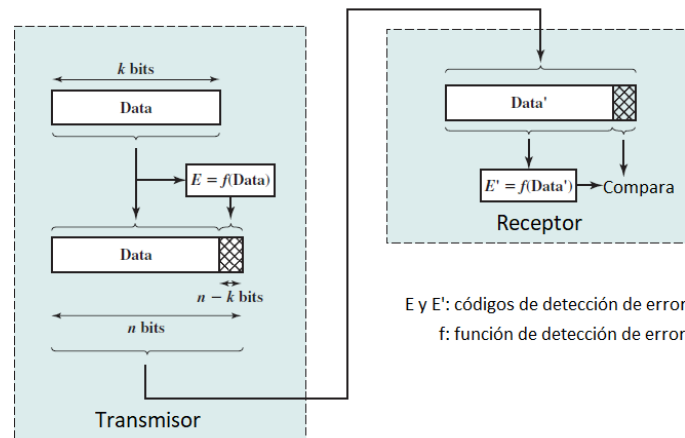


Figura 6.5.1: Proceso de detección de error

A los efectos de ajustar el contenido de las presentes notas de redes de dispositivos a los temas que se desarrollan en la asignatura de Comunicaciones I, sólo se verán técnicas de control de error de capa 2, dejando claro que existen distintas técnicas para detectar error en capa de red y transporte.

6.5.1. Comprobación de la paridad

El esquema más sencillo para detectar errores consiste en añadir un bit de paridad al final de cada bloque de datos. Un ejemplo típico es la transmisión de caracteres en la que se añade un bit de paridad por cada carácter IRA de 7 bits. El valor de este bit se determina de tal forma que el carácter resultante tenga un número impar de unos (paridad impar) o un número par (paridad par).

Ejemplo: Si el transmisor está transmitiendo una G en IRA (1110001) y utiliza paridad impar, añadirá un 1 y transmitirá 11110001. El receptor examinará el carácter recibido y si el número total de unos es impar, supondrá que no ha habido errores. Si un bit (o cualquier número impar de bits) se invierte erróneamente durante la transmisión (por ejemplo, 11000011), entonces el receptor detectará un error.

Nótese, no obstante, que si dos (o cualquier número par) de bits se invierten debido a un error, aparecerá un error no detectado. Normalmente, se utiliza paridad par para la transmisión síncrona y paridad impar para la asíncrona.

La utilización de bits de paridad no es infalible, ya que los impulsos de ruido son, a menudo, lo suficientemente largos como para destruir más de un bit, especialmente a velocidades de transmisión altas.

Verificación de paridad bidimensional

El esquema de paridad bidimensional, ilustrado en la Figura 6.5.1.1, es más robusto que el bit de paridad única. La cadena de bits de datos a comprobar se organiza en un arreglo de dos dimensiones. Se agrega a cada fila i un bit de paridad r_i para esa fila, y adjuntado a cada columna j hay un bit de paridad c_j para esa columna. Un bit de paridad general “p” completa la matriz. Por lo tanto, el código de detección de errores consiste en $i + j + 1$ bits de paridad. En este esquema, cada bit participa en dos comprobaciones de paridad. Como con el simple bit de paridad, se detecta cualquier número impar de errores de bit, y también se detectan números par de errores de bit, excepto lo explicado en el siguiente ejemplo.

Ejemplo: La Figura 6.5.1.1 (b) muestra una cadena de 20 bits de datos dispuestos en una matriz de 4×5 , con los bits de paridad calculados, para formar una matriz de 5×6 . Cuando se produce un solo bit de error en la Figura 6.5.1.1(c), tanto los bits de paridad de fila y columna correspondientes indican que hay un error. Además, se puede determinar que el error está en la intersección de esa fila y columna. Por lo tanto, es posible detectar y corregir el bit con error. Si se produce un número par de errores seguidos, los errores son detectados por bits de paridad de columna. Del mismo modo, si se produce un número par de errores en una columna, los errores son detectados por los bits de paridad de fila. Sin embargo, cualquier patrón de cuatro errores que forman un rectángulo, como se muestra en la Figura 6.5.1.1 (d), son indetectables. Si los cuatro bits que están encerrados por un círculo cambian de valor, los bits de paridad de fila y columna correspondientes no detectarían los errores.

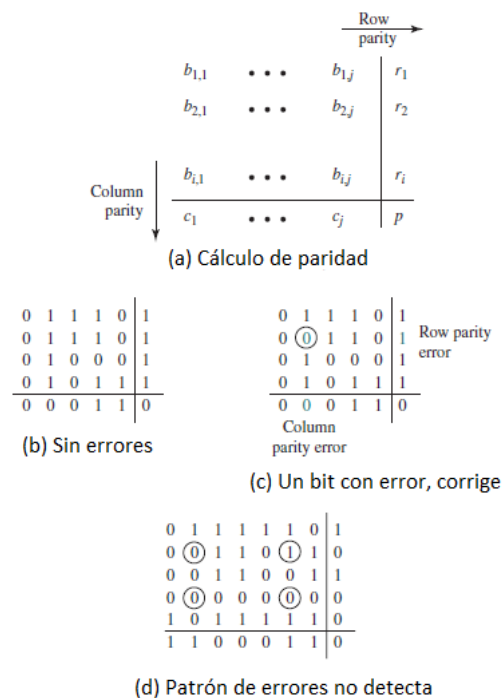


Figura 6.5.1.1: Detección de errores con paridad bidimensional

6.5.2. Chequeo de Redundancia Cíclica (CRC, Cyclic Redundancy Check)

Uno de los códigos para la detección de errores más habitual y más potente son los de comprobación de redundancia cíclica (CRC, Cyclic Redundancy Check), que se pueden explicar de la siguiente manera. Dado un bloque o mensaje de k-bits, el transmisor genera una secuencia de (n - k) bits, denominada secuencia de comprobación de la trama (FCS, Frame Check Sequence), de tal manera que la trama resultante, con n bits, sea divisible por algún número predeterminado.

El receptor dividirá la trama recibida entre ese número y si no hay resto en la división, supondrá que no ha habido errores. Para clarificar el funcionamiento de este procedimiento, a continuación, se va a explicar usando aritmética módulo 2 (existen otras técnicas de detección de errores: mediante polinomios y usando lógica digital, pero no son del alcance de las presentes notas).

Aritmética módulo 2

La aritmética módulo 2 hace uso de sumas binarias sin acarreo, lo cual es exactamente igual que la operación lógica exclusive-OR. La operación de resta binaria sin acarreo es también igual que la operación lógica exclusive-OR. Por ejemplo:

$$\begin{array}{r} 1111 \\ + 1010 \\ \hline 0101 \end{array} \quad \begin{array}{r} 1111 \\ - 0101 \\ \hline 1010 \end{array} \quad \begin{array}{r} 11001 \\ \times 11 \\ \hline 11001 \\ 11001 \\ \hline 101011 \end{array}$$

Algunas definiciones:

T = trama de n bits a transmitir.

M = mensaje con k bits de datos, correspondientes con los primeros k bits de T.

F = (n - k) bits de FCS, los últimos (n - k) bits de T.

P = patrón de n - k + 1 bits; éste es el divisor elegido.

El objetivo es que la división T/P no tenga resto alguno. Es evidente que

$$T = 2^{(n-k)} D + F$$

Es decir, multiplicar D por 2^{n-k} en realidad equivale a desplazar hacia la izquierda n - k bits, añadiendo ceros al resultado. Finalmente, en la obtención de T, al sumar F lo que estamos haciendo es, en realidad, concatenar D y F. El objetivo es hacer T divisible entre P. Supóngase que se divide $2^{n-k} D$ entre P:

$$\frac{2^{n-k} D}{P} = Q + \frac{R}{P} \quad (6.1)$$

Hay un cociente y un resto. El resto será siempre al menos un bit más corto que el divisor, ya que la división es módulo 2. La secuencia de comprobación de la trama, o FCS, será igual al resto de la división. Entonces:

$$T = 2^{n-k}D + R \quad (6.2)$$

¿Satisface R la condición exigida de que la división T/P tenga resto cero?
Para comprobarlo considérese que:

$$\frac{T}{P} = \frac{2^{n-k}D + R}{P} = \frac{2^{n-k}D}{P} + \frac{R}{P}$$

Sustituyendo en la Ecuación (6.1), se tiene que

$$\frac{T}{P} = Q + \frac{R}{P} + \frac{R}{P}$$

No obstante, cualquier número binario sumado a módulo 2 consigo mismo es igual a cero. Por tanto,

$$\frac{T}{P} = Q + \frac{R + R}{P} = Q$$

No hay resto y, por tanto, T es divisible entre P. Así pues, la FCS se genera fácilmente: simplemente se divide $2^{n-k}D$ entre P y se usan los (n - k) bits del resto como FCS. En el receptor se dividirá T entre P y, si no ha habido errores, no se obtendrá resto alguno.

Ejemplo:

Sean:

mensaje D = 1010001101 (10 bits)

patrón P = 110101 (6 bits)

FCS R = a calcular (5 bits)

Por tanto, n=15, k=10 y (n - k) = 5.

Paso 1: El mensaje se multiplica por 2^5 , resultando 101000110100000.

Paso 2: El resultado anterior se divide en P:

$$\begin{array}{r}
 \begin{array}{c} P \rightarrow 110101 \end{array} \bigg/ \begin{array}{r}
 \begin{array}{cccccccccccc}
 & & & & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \leftarrow Q \\
 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \leftarrow 2^{n-k}D \\
 \hline
 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & & & & & & & & \\
 \hline
 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & & & & & & & & \\
 \hline
 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & & & & & & & & \\
 \hline
 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & & & & & & & \\
 & \hline
 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & & & & & & & \\
 & \hline
 & & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & & & & & & \\
 & & \hline
 & & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & & & & & & \\
 & & \hline
 & & & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & & & & & \\
 & & & \hline
 & & & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & & & & & \\
 & & & \hline
 & & & & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & & & & \\
 & & & & \hline
 & & & & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & & & & \\
 & & & & & \hline
 & & & & & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \leftarrow R
 \end{array}
 \end{array}$$

Paso 3: El resto se suma a $2^5 D$ para dar $T = 101000110101110$, que es lo que se transmite.

5. Si no hay errores, el receptor recibe T intacto. La trama recibida se divide entre P :

$$\begin{array}{r}
 \begin{array}{c} P \rightarrow 110101 \end{array} \bigg/ \begin{array}{r}
 \begin{array}{cccccccccccc}
 & & & & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \leftarrow Q \\
 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \leftarrow T \\
 \hline
 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & & & & & & & & \\
 \hline
 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & & & & & & & & \\
 \hline
 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & & & & & & & & \\
 \hline
 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & & & & & & & \\
 & \hline
 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & & & & & & & \\
 & \hline
 & & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & & & & & & \\
 & & \hline
 & & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & & & & & & \\
 & & \hline
 & & & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & & & & & \\
 & & & \hline
 & & & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & & & & & \\
 & & & & \hline
 & & & & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & & & & \\
 & & & & & \hline
 & & & & & 0 \leftarrow R
 \end{array}
 \end{array}$$

El patrón P se elige con un bit más que la longitud de la FCS deseada. El patrón elegido en particular, dependerá del tipo de errores que se espera sufrir. Como mínimo, el bit más significativo y el menos significativo de P deben ser 1.

6.6. Apéndice B – Corrección de Errores

La detección de errores es una técnica útil, incorporada en la mayoría de los protocolos de control del enlace, como por ejemplo HDLC, al igual que en los protocolos de transporte, como por ejemplo TCP. No obstante, la corrección de errores mediante el uso de códigos para la detección de errores exige retransmitir el bloque de datos.

Este enfoque puede no ser del todo apropiado en aplicaciones inalámbricas por las dos razones siguientes:

1. La tasa de errores por bit en un enlace inalámbrico puede ser bastante elevada, lo que resultará en un gran número de retransmisiones.
2. En algunos casos, especialmente en enlaces satelitales, el retardo de propagación es muy elevado, comparado con el tiempo de transmisión de la trama. Como consecuencia, se obtiene un sistema muy poco eficaz. Como se estudiará en el

Capítulo 7, la aproximación más habitual es retransmitir la trama errónea además de las tramas siguientes. En enlaces de datos de gran longitud, un error en una trama aislada requerirá, por tanto, la retransmisión de muchas tramas.

En su lugar, sería deseable habilitar al receptor para que fuera capaz de corregir errores usando exclusivamente los bits recibidos en la transmisión. En la Figura 6.6.1 se muestra, en términos genéricos, cómo llevar a cabo este procedimiento. En el extremo del emisor, usando un codificador con corrección de errores hacia delante FEC (Forward Error Correction), para cada bloque de datos de k bits se genera uno de n bits ($n > k$) denominado palabra-código, que es transmitido. Durante la transmisión, la señal es susceptible de ser afectada por diversos contratiempos, los cuales pueden producir errores en los bits de la señal. En el receptor, la señal de entrada se demodula para obtener una cadena de bits similar a la palabra-código original, pero posiblemente con errores. Este bloque se pasa al decodificador FEC, el cual generará una de las siguientes cuatro salidas:

1. Si no ha habido errores, la entrada al decodificador FEC es idéntica a la palabra-código original, por lo que el decodificador generará el bloque de datos original.
2. Para ciertos patrones de error, es posible que el decodificador detecte y corrija esos errores. Por tanto, aunque los bloques de datos recibidos difieran de la palabra-código transmitida, el decodificador FEC será capaz de asociar el bloque recibido al bloque de datos original.
3. Para ciertos patrones de error, el decodificador podrá detectarlos, pero no corregirlos. En este caso, el decodificador simplemente informará sobre la detección de un error irrecuperable.
4. Para ciertos, aunque raros, patrones de error, el decodificador no detectará la ocurrencia de dichos errores y asignará el bloque de datos recibido, de n bits, a un bloque de k bits que será distinto al bloque original de k bits.

¿Cómo es posible que el decodificador corrija los bits erróneos? Esencialmente, la corrección de errores funciona añadiendo redundancia al mensaje transmitido. La redundancia hace posible que el receptor deduzca cuál fue el mensaje original, incluso para ciertos niveles de la tasa de bits erróneos.

Existe un tipo de códigos de corrección de errores denominados códigos de bloque. Una discusión más detallada de los códigos de corrección está fuera de los objetivos de estas notas.

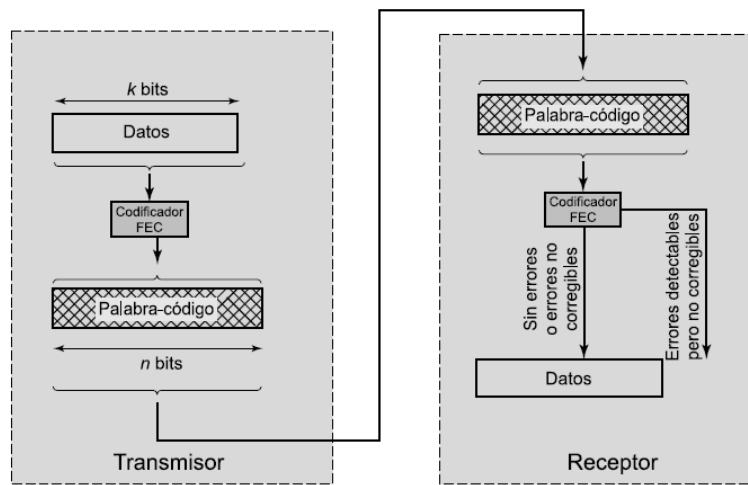


Figura 6.6.1: Procedimiento para corregir errores

