



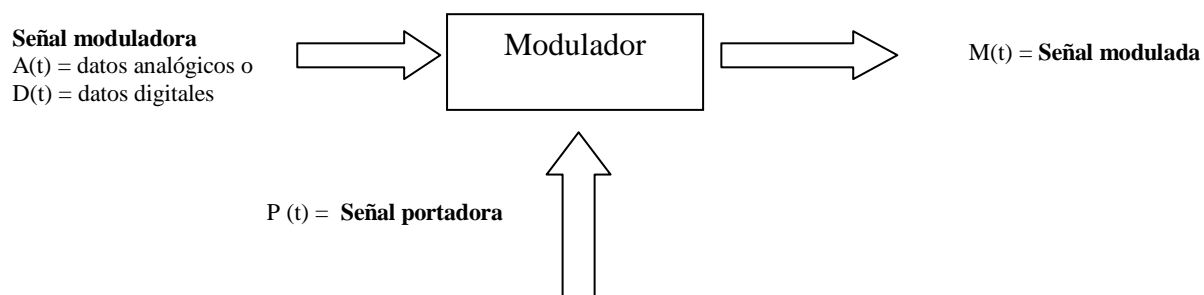
1) Introducción.

Modulación: “Operación mediante la cual ciertas características de una onda, denominada **portadora**, se modifican en función de otra, denominada **moduladora**, que contiene la información a transmitir. La onda resultante y en condiciones de ser transmitida se denomina señal **modulada**.”

Ese proceso de modulación en el extremo transmisor del enlace, debe ser revertido en la parte receptora, mediante la demodulación.

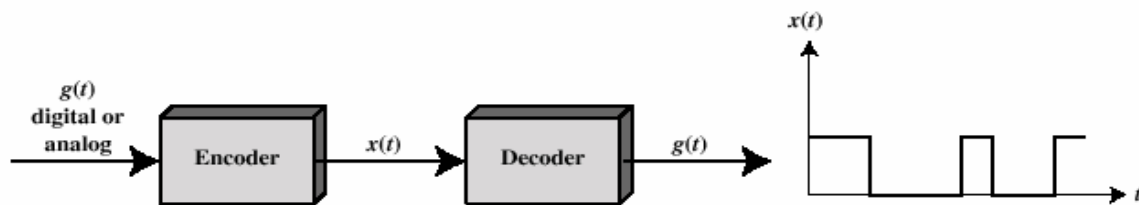
Demodulación: “Operación mediante la cual la señal modulada, luego de ser transmitida por el medio de comunicación y recibida en el receptor, es nuevamente procesada para recuperar la señal denominada moduladora, que es la que contiene la información, a efectos de que ésta sea entregada al equipo terminal de datos que la usará”.

Tanto la información analógica como la digital pueden ser moduladas/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.

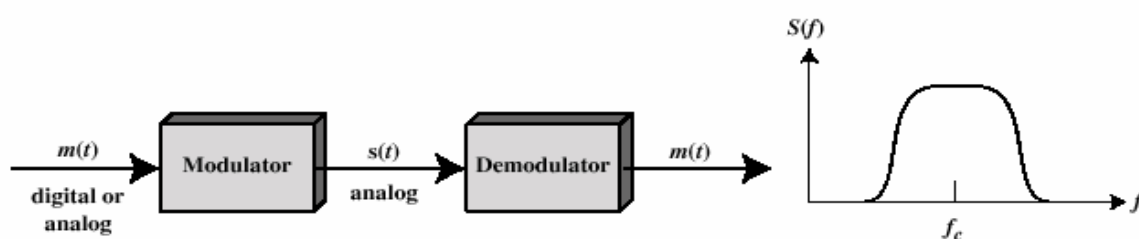


- **Datos digitales, señales digitales:** la forma más sencilla de codificar digitalmente datos digitales es asignar un nivel de tensión al uno binario y otro distinto para el cero. Para mejorar las prestaciones es posible utilizar otros códigos distintos al anterior, alterando el espectro de la señal y proporcionando capacidad de sincronización.
- **Datos digitales, señales analógicas:** los módems 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 de Pulsos Codificados (**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”).



(a) Encoding onto a digital signal



(b) Modulation onto an analog signal

Ilustración 1: Técnicas de codificación y modulación.

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 Ilustración 1, $s(t)$ 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.

2) 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.

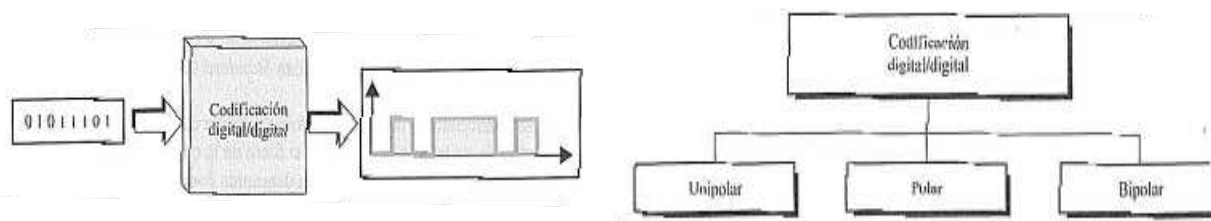


Ilustración 2: Técnicas de codificación de datos digitales con señales digitales.

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.

Una señal es **bipolar** cuando un determinado dígito (cero o uno) toma valores de polaridad alternados, mientras que el dígito restante siempre adopta el valor cero.

Una señal se dice que es de **banda base**, cuando no sufre ningún proceso de modulación al salir de la fuente que la originó. Se pueden codificar de diversas formas mediante los denominados Códigos en Banda Base o Códigos de Línea.

2.1) CODIGOS UNIPOLARES

La codificación unipolar es muy sencilla y barata, aunque actualmente considerada obsoleta. Se envían pulsos de cierto voltaje para únicamente uno de los estados binarios, habitualmente el 1 binario. El otro estado, generalmente el 0, se representa por el voltaje 0. Presenta dos problemas:

- Componente de continua (DC): la amplitud media no es nula y tiene una componente en $f=0$ en el desarrollo en series de Fourier. El medio de transmisión debe poder gestionar la componente DC, en general a través de otro conductor eléctrico.
- Dificultad de sincronización: cuando una señal no varía, el receptor no puede determinar el principio y el final de cada bit (sincronismo de bit), especialmente en largas series de unos y ceros transmitidos. Se soluciona enviando una señal de reloj a través de una línea adicional exclusiva, que encarece y limita el alcance del enlace.

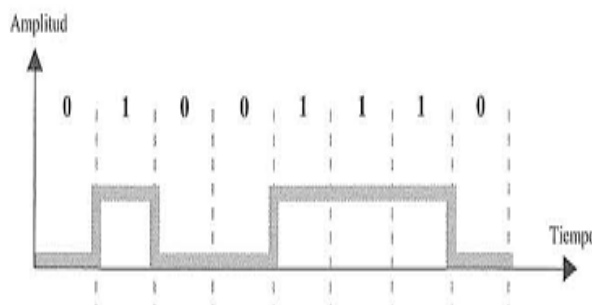


Ilustración 3: codificación unipolar

2.2) CÓDIGOS POLARES

De las muchas variantes existentes de codificación polar, se presentan las más populares:

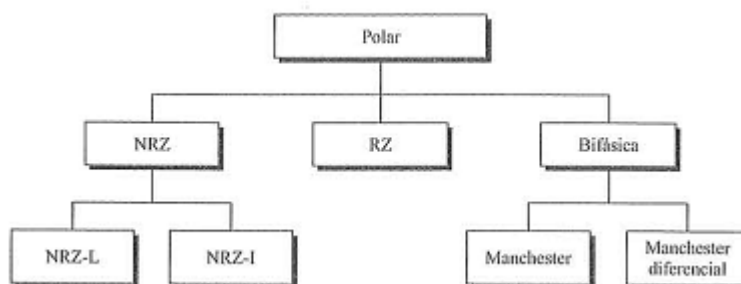


Ilustración 4: tipos de codificaciones polares más usadas

2.2.1) NRZ ó SIN RETORNO A CERO (NRZ-L Y NRZI):

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 en la Ilustración 5, se denomina código **No retorno a nivel 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 Ilustración 1, la señal NRZ-L es $g(t)$ y la señal codificada es $s(t)$].

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.

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

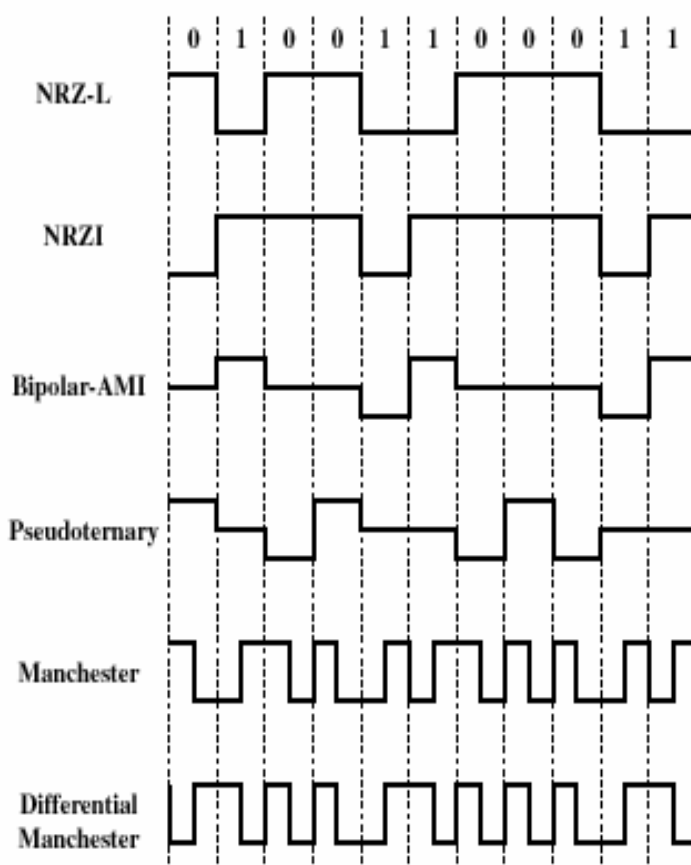


Ilustración 5: Formatos de codificación de señales digitales

Una variante del NRZ se denomina NRZI (“Nonreturn 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 Ilustración 10, 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 de 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.

2.2.2) CON RETORNO A CERO (RZ)

Para solucionar el problema de sincronismo frente a largas cadenas de unos y ceros, que los NRZ no resuelven, se puede incluir una forma de sincronización dentro de la señal codificada como hacen los códigos RZ, que usa tres valores: positivo, negativo y cero. En RZ, la señal no cambia entre los bits, sino durante cada bit (sincronismo) y como NRZ-L asigna voltaje positivo al 1 y negativo al 0 (datos). La principal desventaja de ésta solución es que al requerir dos cambios de señal para codificar un bit, ocupa mayor ancho de banda

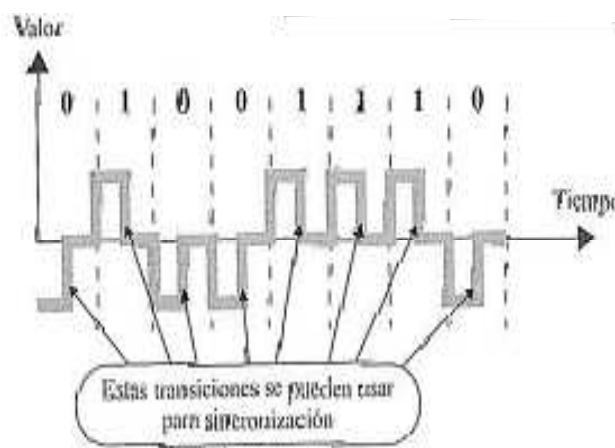


Ilustración 6: codificación RZ

2.2.3) BINARIO MULTINIVEL:

Las técnicas de codificación llamadas binario multinivel subsanan algunas de las deficiencias de los códigos NRZ. Estos códigos usan tres niveles de voltaje: positivo, negativo y cero. Sin embargo, a diferencia de RZ, el nivel cero se usa para representar uno de los dos valores binarios de la señal. En la Ilustración 5 se muestran dos ejemplos: el **bipolar-AMI** y el **pseudoternario**.

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 (Ilustración 10).

- 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.

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.

Se han desarrollado dos variantes de AMI bipolar para solucionar el problema de la sincronización de secuencias de ceros, especialmente en transmisiones a larga distancia. Ambas modifican el patrón original solamente en el caso de que haya múltiples ceros consecutivos.

B8ZS (Bipolar con sustitución de 8 ceros):

Variación de AMI bipolar, utilizada en USA y Canadá. Provoca cambios artificiales (violaciones) en el patrón, ante ocho o más ceros consecutivos y considerando la polaridad del 1 anterior (el que ocurrió justo antes de los ceros). Si el valor del 1 anterior era positivo, cambia la secuencia a la indicada en Ilustración 7 (a), recordando que el receptor busca polaridades alternas para identificar unos binarios. Dos valores positivos consecutivos entre tres ceros es la primera violación, que verifica en la segunda violación con el otro par. Detectado que no es un error, traduce todos a ceros y retoma el AMI bipolar en modo normal. La Ilustración 7 (b) muestra el patrón de violación, si la polaridad del 1 anterior es negativa.

Ejemplo: codificar el flujo de bits 10000000000100 usando B8ZS. Asumir que la polaridad del primer 1 es positiva. Se grafica en Ilustración 7.

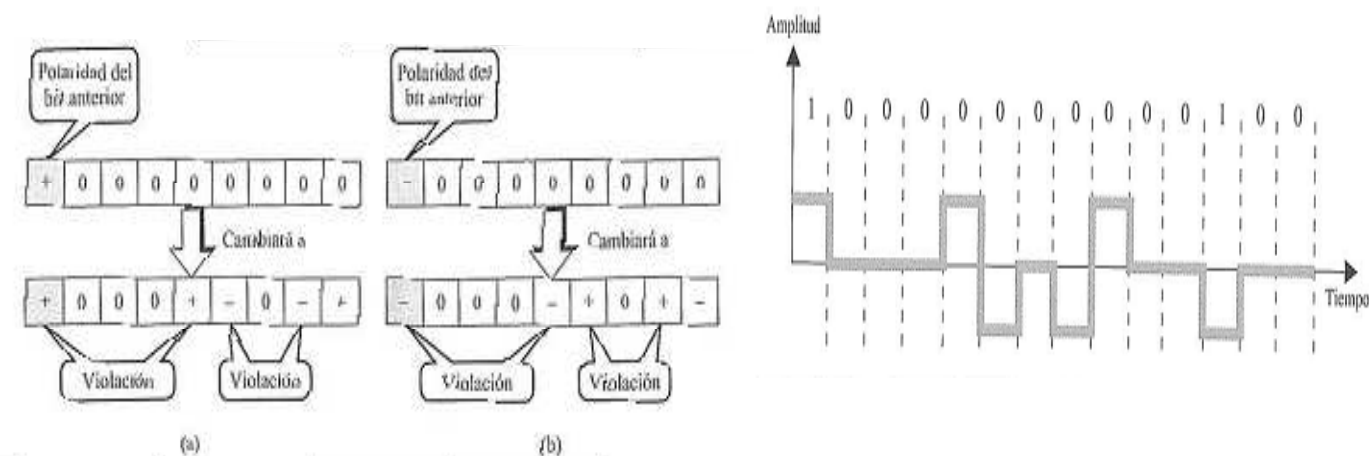


Ilustración 7: secuencias de violaciones del código B8ZS y un ejemplo de aplicación

HDB3 (Bipolar 3 de alta densidad)

Variación de AMI bipolar utilizada en Europa y Japón. Se grafica en la Ilustración 8: si hay cuatro ceros seguidos, se cambia el patrón usando una de las cuatro formas basadas en: la polaridad del 1 anterior y el número de unos desde la última sustitución. Si ese número es impar, pone una violación en el lugar del cuarto 0 consecutivo, la que será positiva si la polaridad del bit anterior era positiva y negativa en caso contrario.

Si el número de unos de la última sustitución era par, HDB3 coloca una violación en el lugar del primer y cuarto 0 consecutivo. Si la polaridad del bit anterior era positiva, ambas violaciones son negativas. Si era negativa, ambas violaciones son positivas.

Ejemplo: codificar el flujo de bits 10000000000100 usando HDB3 y asumiendo que el número de unos hasta ahora es impar y que el primero es positivo.

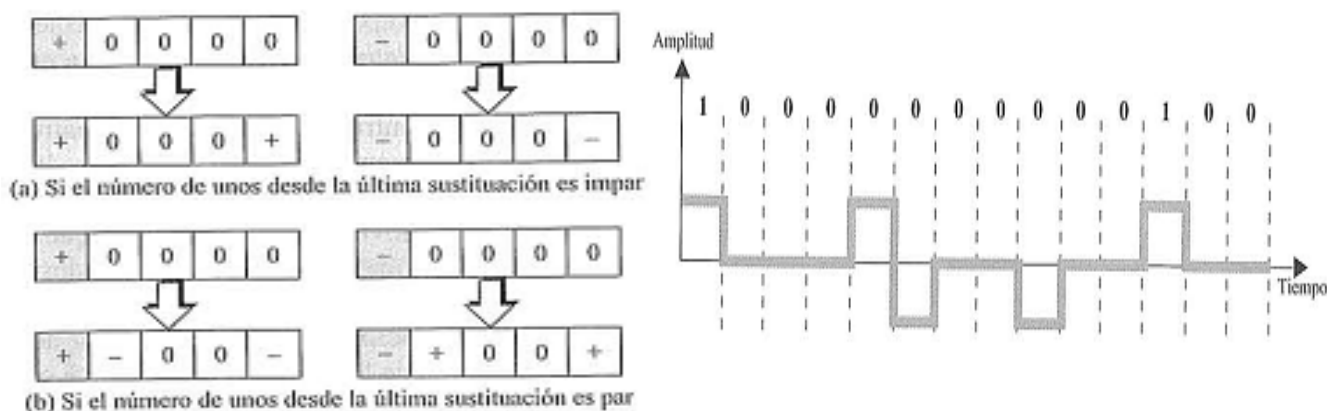
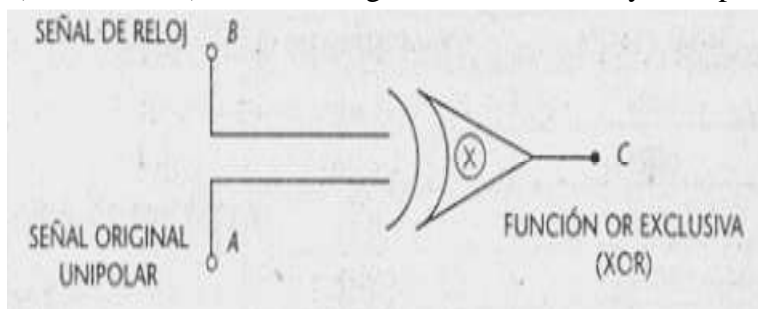


Ilustración 8: codificación HDB3 y ejemplo práctico de aplicación

2.2.4) 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 (Ilustración 5). En el código **Manchester**, 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 bajo representa un 0.

Ilustración 9: Codificador Manchester

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 Ilustración 10; **Error! No se encuentra el origen de la referencia.**, 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.

Analizando la ilustración, se observa que a una relación S/N dada, el BER de los códigos bifase es significativamente menor que el BER para un código binario multinivel

Los códigos bifase se usan con frecuencia en los esquemas de transmisión de datos.

Uno de los más utilizados 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, 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.

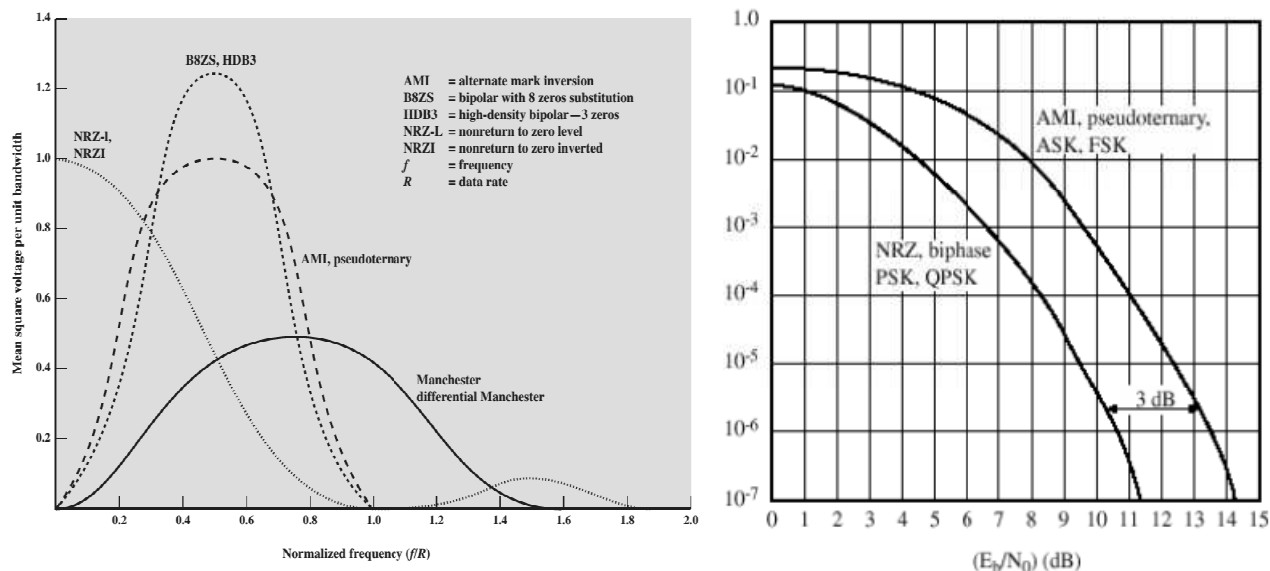


Ilustración 10: (a) Densidad espectral de distintos códigos de señales digitales.

(b) BER teórica para varios esquemas de codificación digital en presencia de ruido térmico.

2.3) 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 Ilustración 11, correspondiente a la transmisión de una cadena de unos a una velocidad de transmisión de 1 Mbps usando NRZI y Manchester.

En general:

$$D = R / b$$

Donde:

D = velocidad de modulación en baudios.

R = velocidad de transmisión en bps.

b = número de bits por elemento de señal.

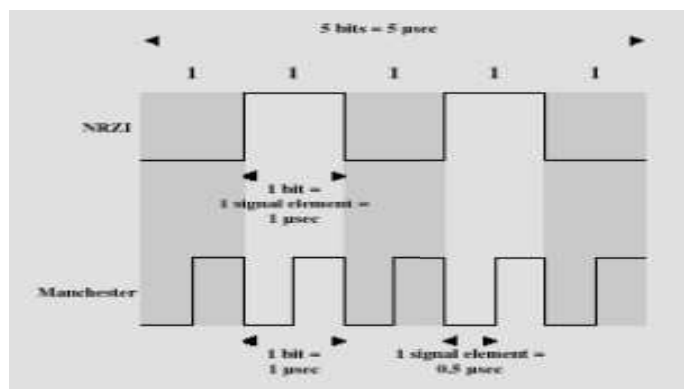


Ilustración 11: Una cadena de unos binarios a 1 Mbps.

3) DATOS DIGITALES, 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 3400 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 módems para producir señales en el rango de frecuencias de voz, si bien, las mismas técnicas se pueden usar para módems a frecuencias más altas (por ejemplo microondas).

3.1) TÉCNICAS DE CODIFICACIÓN:

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 Ilustración 12, hay tres técnicas básicas de codificación o modulación, que transforman los datos digitales en señales analógicas:

- Desplazamiento de amplitud
- Desplazamiento de frecuencia
- Desplazamiento de fase

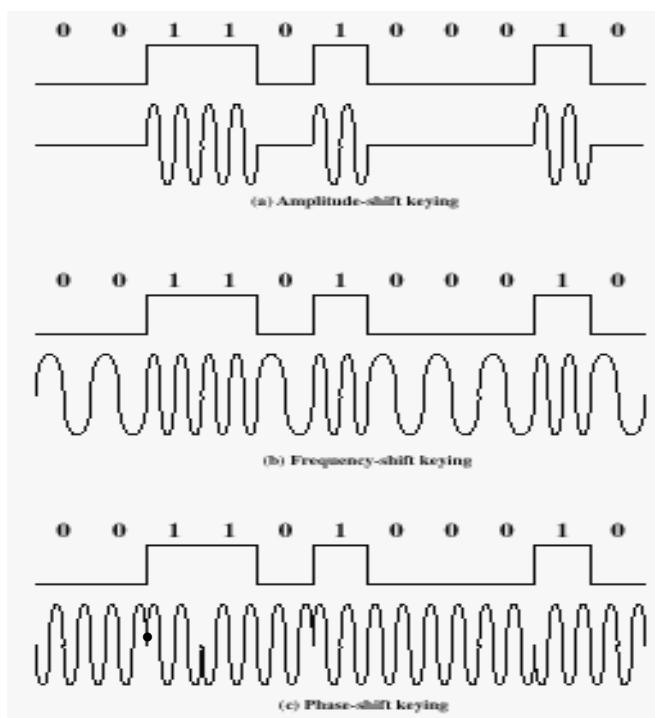


Ilustración 12: Modulación de señales analógicas con datos digitales. Una cadena de unos binarios a 1 Mbps.

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

3.1.1) ASK (Desplazamiento en Amplitudes)

En ASK, (“Amplitude Shift Keying”) los dos valores binarios se representan mediante dos amplitudes diferentes de la portadora. Es usual (pero no obligado), que una de las amplitudes sea cero (técnica “on-off”); 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:

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

Su ventaja es reducir con ésta codificación la cantidad de energía necesaria para transmitir. En éste ejemplo, la portadora es $A \cdot \cos(2\pi f_c t)$. ASK es sensible a cambios repentinos de la ganancia, susceptible al ruido y además una técnica de modulación bastante ineficaz. En líneas de

calidad telefónica, ASK se usa típicamente a 1200 bps como mucho.

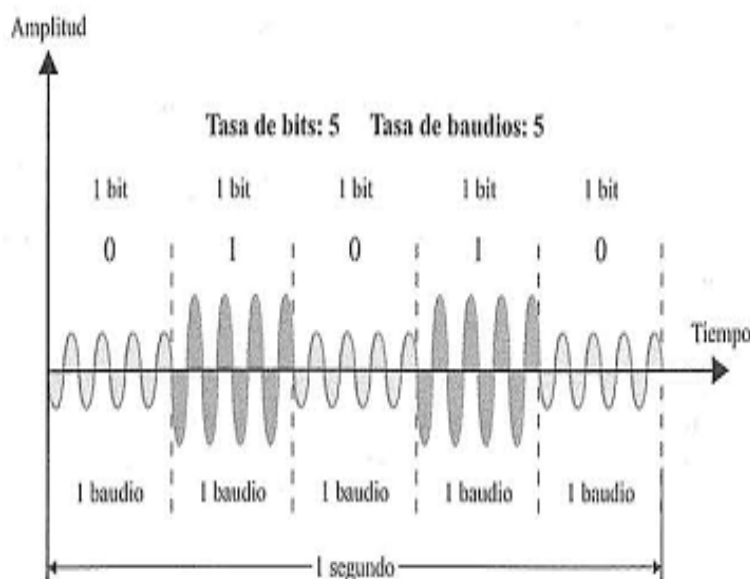


Ilustración 13: ejemplo de modulación ASK para dos valores distintos de la portadora

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.

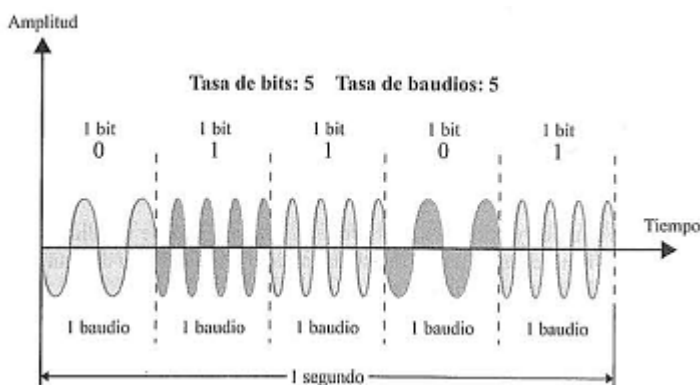
Los transmisores láser tienen normalmente un valor de desplazamiento («bias») que hace que el dispositivo emita para el último caso una señal de baja intensidad. Este pequeño nivel será uno de los elementos de señalización, mientras que el otro será un haz de luz de mayor amplitud.

FSK

En **FSK**, (“Frequency-Shift Keying”) los dos valores binarios se representan mediante dos frecuencias diferentes, próximas a la frecuencia de la portadora (Ilustración 14).

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 respecto de la frecuencia portadora f_c , de igual magnitud pero en sentidos opuestos.

Ilustración 14: ejemplo de modulación FSK.

La Ilustración 15 muestra un ejemplo real de transmisión de un canal telefónico full-duplex.

El canal telefónico tiene $BW = 3400 \text{ Hz} - 300 \text{ Hz} = 3100 \text{ Hz}$, por lo que se centra la transmisión entorno a los 1700 Hz.

Para un sentido de transmisión, los 1s y 0s se representan por un desplazamiento de 100 Hz a derecha e izquierda de 1170 Hz. (o sea 1070 Hz y 1270 Hz respectivamente).

Para el otro sentido de transmisión se procede igual entorno a la frecuencia central 2125 Hz (Representan entonces los 1s y 0s con 2025 Hz y 2225 Hz respectivamente).

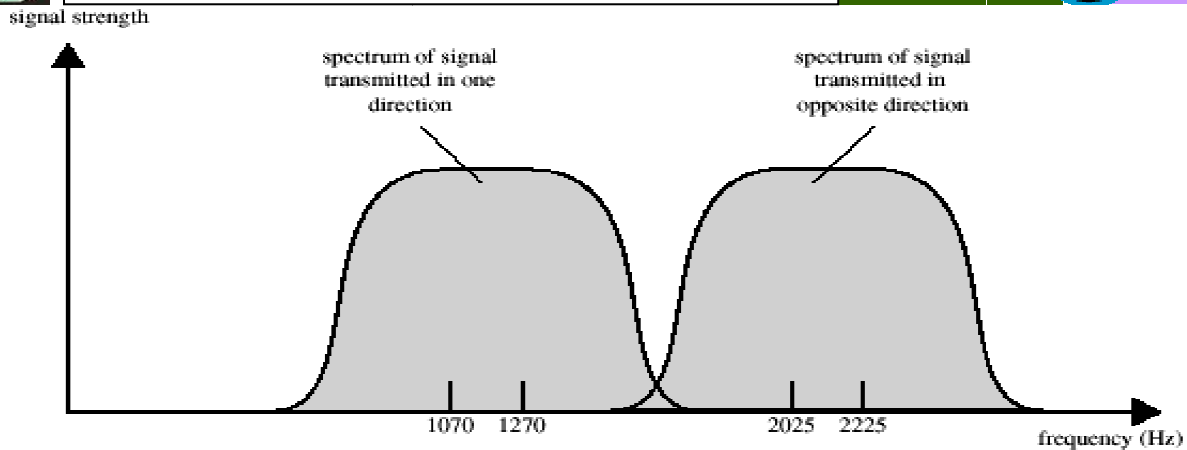


Ilustración 15: Transmisión "full-duplex" mediante FSK, en una línea de calidad telefónica

FSK es menos sensible a errores que ASK. En líneas de calidad telefónica, se utiliza típicamente a velocidades de hasta 1200 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.

PSK

En el esquema **PSK**, ("Phase-Shift Keying") la fase de la señal portadora se desplaza para representar con ello a los datos digitales.

En la Ilustración 16 se muestra un ejemplo de un sistema que utiliza dos fases distintas para transmitir los datos (2-PSK). El dato 0 binario se inicia con una fase de 0 grados, mientras el 1 binario lo hace con una fase de 180 grados. Se muestra el Diagrama de constelación ó diagrama de fase-estado.

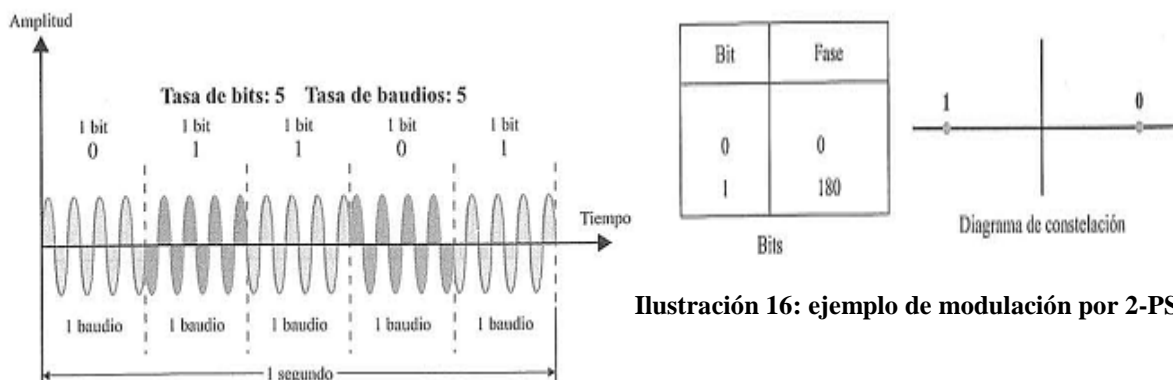


Ilustración 16: ejemplo de modulación por 2-PSK

Una variante más eficiente es la mostrada en la Ilustración 12. 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 DPSK (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. (Que debería estar también presente en el receptor).

La señal resultante es:

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

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° , como el que se hace en 2PSK, existe otra técnica de codificación frecuente denominada desplazamiento de fase en cuadratura (**QPSK- Quadrature phase-shift keying**) o también conocida como 4PSK, con desplazamientos de fase correspondientes a múltiplos de $\pi/2$ (90°).

QPSK

$$s(t) = \begin{cases} A \cos (2 \pi f_c t + 0) & 00 \\ A \cos (2 \pi f_c t + \pi/2) & 01 \\ A \cos (2 \pi f_c t + 2\pi/2) & 10 \\ A \cos (2 \pi f_c t + 3\pi/2) & 11 \end{cases}$$

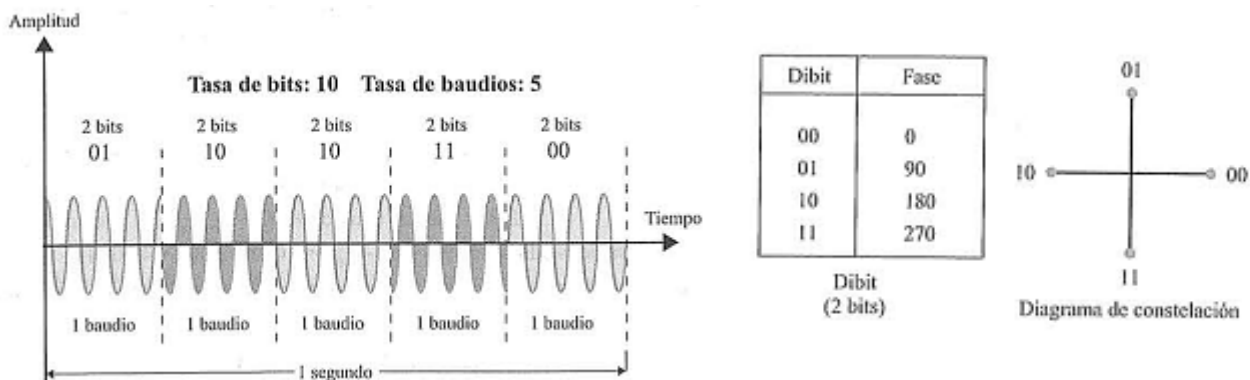
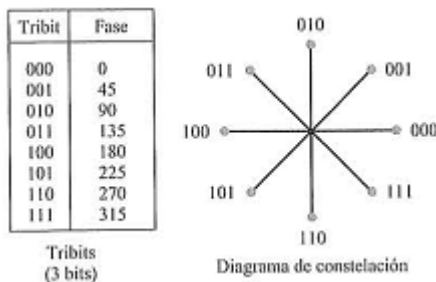


Ilustración 17: ejemplo de QPSK, mediante el uso de dibits y 4 fases distintas.

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



Este esquema, que generalizado constituye lo que se llama **MPSK (Multi Phase Shift Keying)**, se puede ampliar, por ejemplo para transmitir tres bits en Código Gray cada vez (Tribits), si se usan ocho ángulos de fase diferentes separados $\pi/4$ (45°) usando 8PSK.

Hay modems que usan un sistema 16PSK, con 16 distintos valores angulares discretos, pero en la medida que se aumenta la cantidad de valores angulares, el receptor tendrá cada vez mayor dificultad para discriminarlos por la interferencia y el ruido del canal.

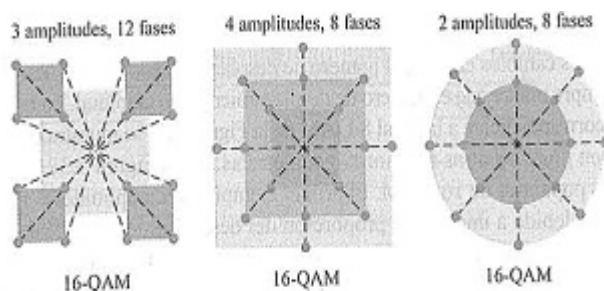


Ilustración 18: constelaciones usuales de 16 QAM

Es más, cada ángulo puede tener varias amplitudes, siendo un sistema de modulación corriente, conocido como **QAM (Quadrature Amplitude Modulation)**, que es en definitiva una combinación de ASK y PSK

El más usado es 16QAM, consistente en la modulación de dos portadoras independientes, desfasadas 45° entre sí, y con dos valores posibles de amplitudes; los 16 valores permiten codificar cuadribits. (Ilustración 18)



Ejemplo: Un MODEM estándar a 9600 bps utiliza 12 ángulos de fase diferentes, en el que cuatro de ellos tienen dos posibles amplitudes. ($L=16$, número de niveles diferentes). Supóngase una entrada digital de datos en NRZ-L

En general es:

$$D = R/b = R/\log_2 L$$

D = velocidad de modulación (baudios)

$R = 1/t_B$ = razón de datos (bps) (t_B : duración de cada bit en seg)

b = número de bits por elemento de señal

L = número de elementos de señal diferentes.

En particular, en el ejemplo: $L = 16$; $b = 4$

Con lo que resulta: $D = 2400$ baudios $R = 9600$ bps

Este ejemplo sirve para explicar cómo es posible transmitir en líneas de calidad telefónica a una razón de bits mayor, utilizando esquemas de modulación más complejos. (Ilustración 19)

Modulación	Unidades	Bits/Baudios	Tasa de Baudios	Tasa de Bits
ASK, FSK, 2-PSK	Bit	1	N	N
4-PSK, 4-QAM	Dibit	2	N	$2N$
8-PSK, 8-QAM	Tribit	3	N	$3N$
16-QAM	Quadbit	4	N	$4N$
32-QAM	Pentabit	5	N	$5N$
64-QAM	Hexabit	6	N	$6N$
128-QAM	Septabit	7	N	$7N$
256-QAM	Octabit	8	N	$8N$

Ilustración 19: comparación de tasa de bits y baudios

4) DATOS ANALOGICOS, SEÑALES DIGITALES.

Modulación por pulsos digitales es aquella en que el tren de pulsos de la señal de salida del proceso, es digital, y en su codificación se encuentra los datos a transmitir

4.2) PCM – (“Pulse Code Modulation”- Modulación por codificación de impulsos) :

La modulación por codificación de impulsos PCM se basa en el Teorema de Muestreo (Nyquist), 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 bajos.

Si los datos de voz se limitan a frecuencias por debajo de 4000 Hz, para caracterizar completamente la señal de voz serían suficientes obtener 8000 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 debe asignar un código digital a cada una de ellas. (Ilustración 20)

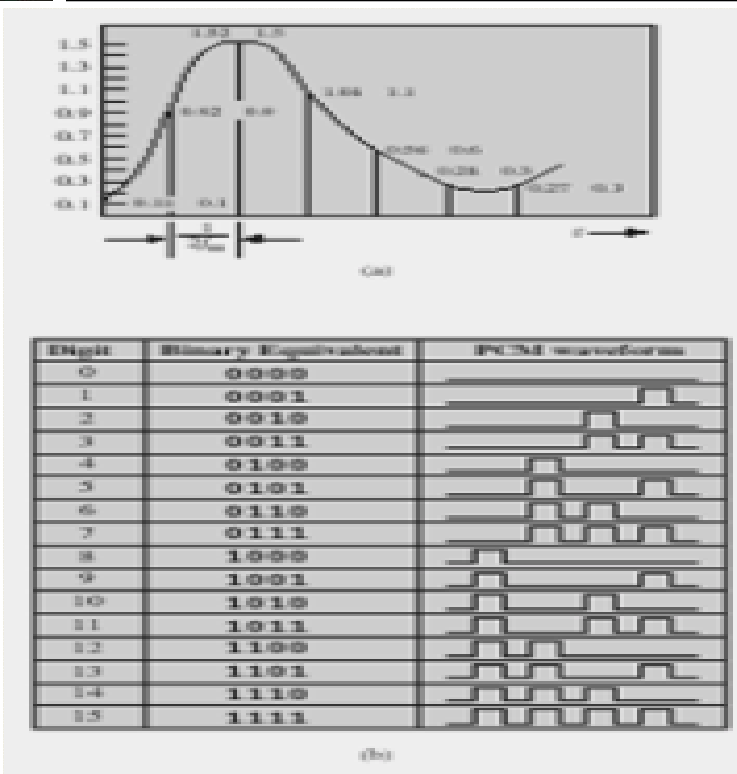


Ilustración 20: modulación por pulsos codificados.

En la ilustración, 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. Notar que esto implica que para una única señal de voz se necesitan: $8.000 \text{ muestras por segundo} \times 8 \text{ bits por muestra} = 64 \text{ kbps}$.

La técnica PCM genera la señal digital tomando como entrada la señal analógica continua en el tiempo y en la 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.

En la Ilustración 21 se ejemplifica el mismo caso, pero aproximando cada muestra con siete bits (127 valores positivos y 127 negativos):

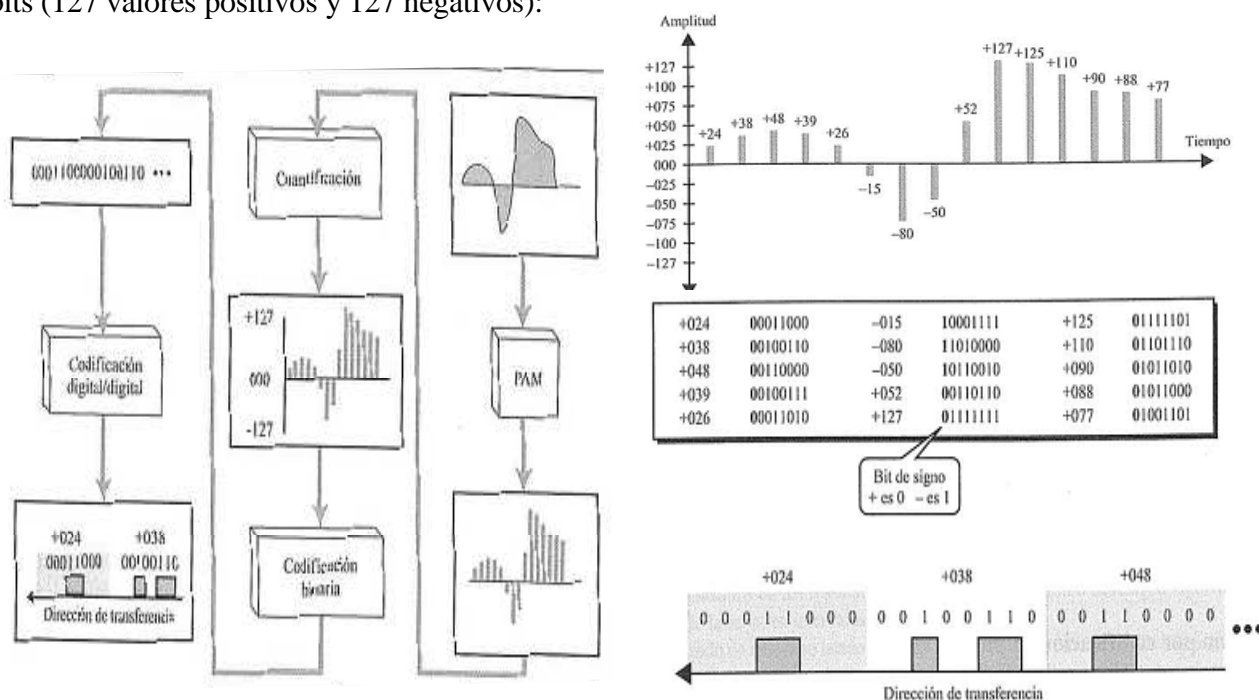


Ilustración 21: etapas de la conversión analógica-digital mediante PCM

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. 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 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 que se traduce en una mejora significativa de la relación S/N de un sistema PCM.

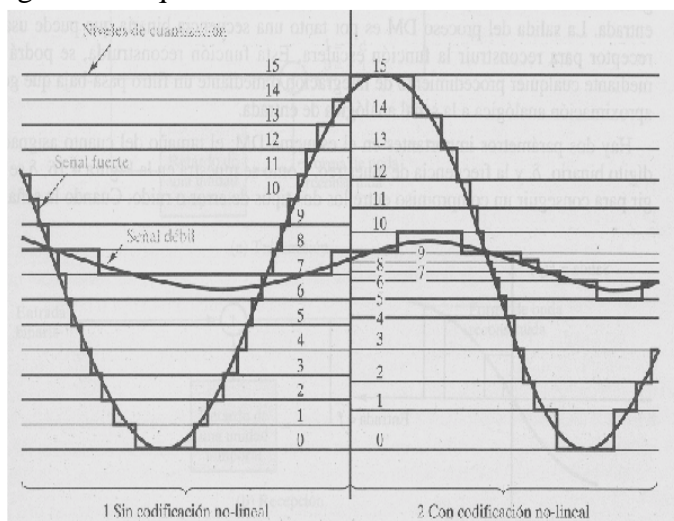


Ilustración 22: efecto de la codificación no lineal.

4.3) DM (“Delta Modulation”- Modulación Delta)

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 (δ).

En la Ilustración 23 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 [δ].

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.

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 bajos 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, δ , y la frecuencia de muestreo. Como se muestra en la ilustración, δ 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 δ . 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 δ .

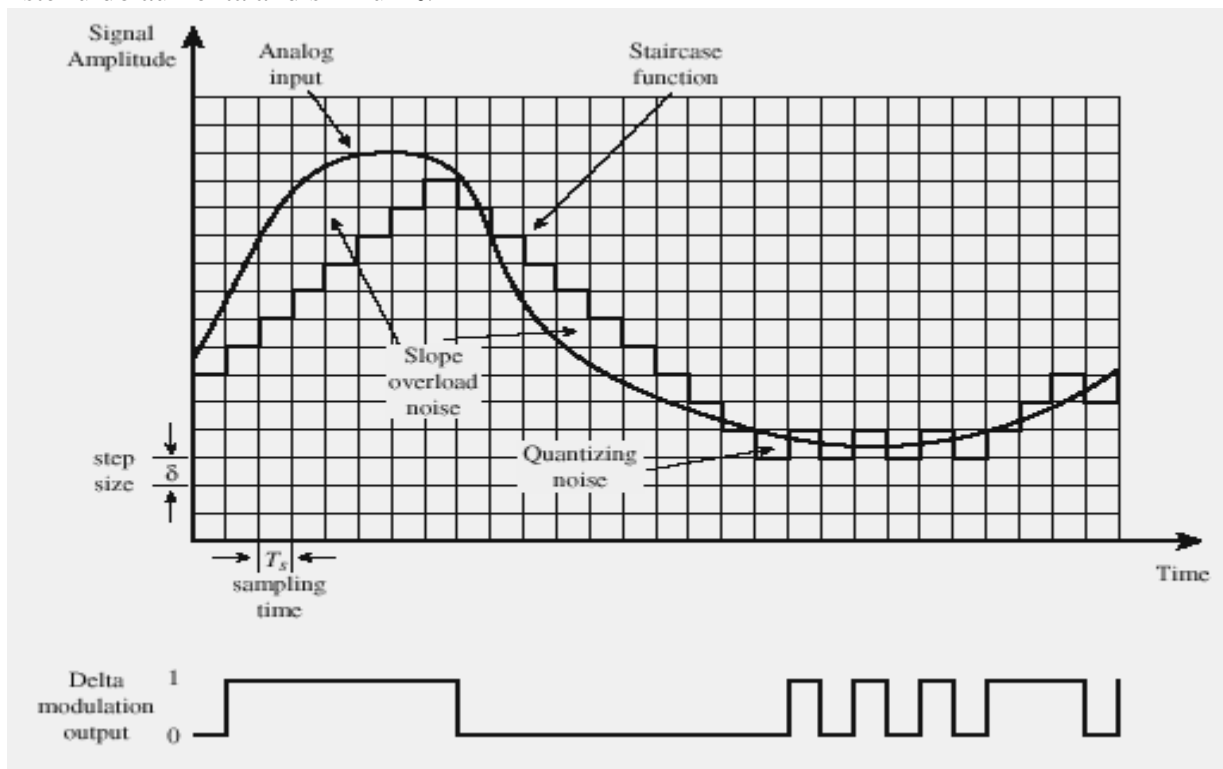


Ilustración 23: ejemplo de Modulación Delta

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 S/R para la misma velocidad de transmisión.

4.4) MODULACION POR PULSOS ANALOGICA

Se denomina modulación por pulsos analógica a la modificación de una señal portadora constituida por un tren de pulsos, de sus parámetros de amplitud, duración (o ancho de pulso) o la posición de éstos, mediante una señal moduladora que puede ser de origen analógico o digital.

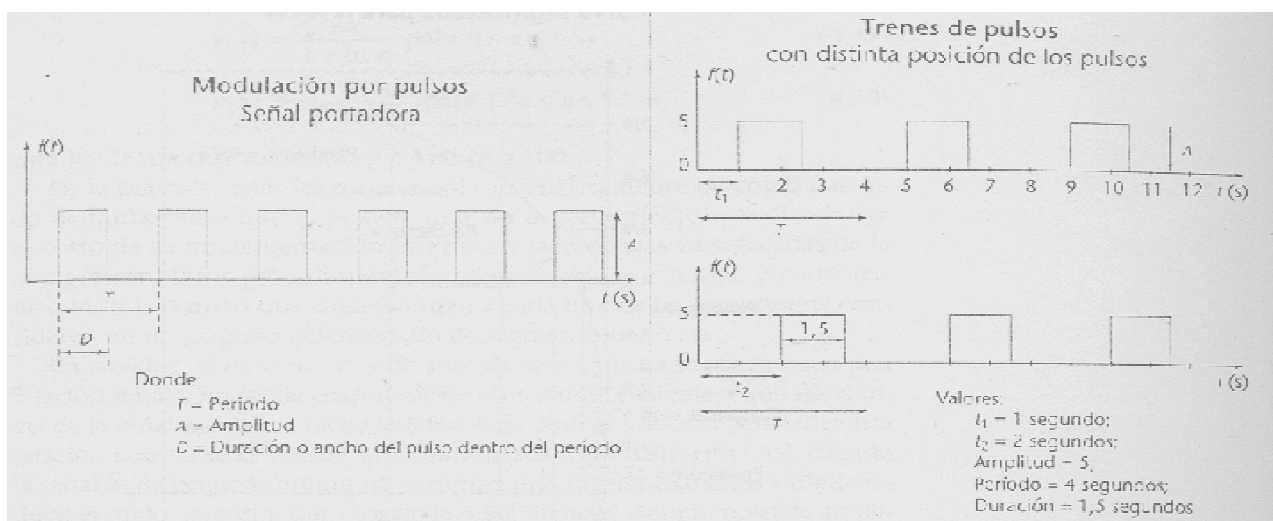


Ilustración 24: modulación por pulsos analógica. Caso de PPM.

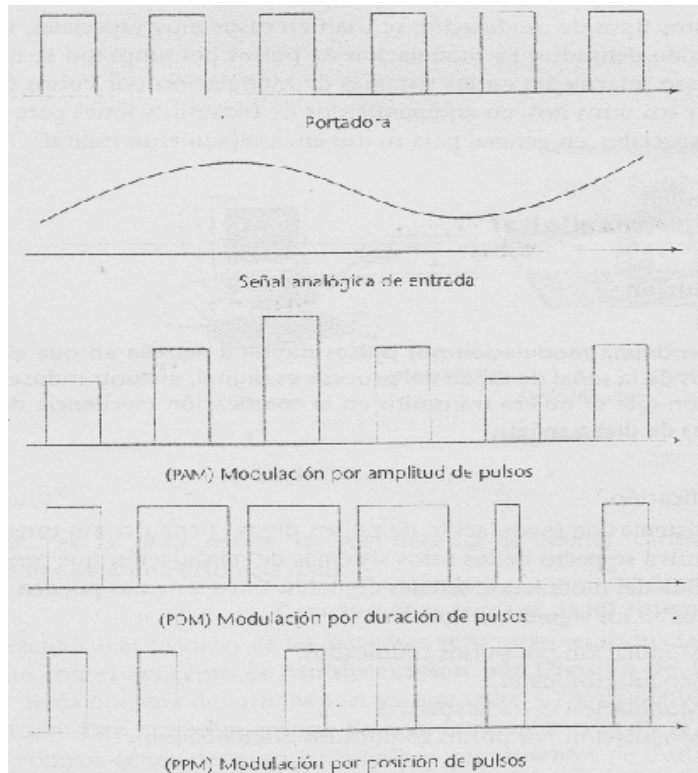


Ilustración 25: sistemas de modulación de pulsos.

- PAM (“Pulse Amplitude Modulation” -Modulación de pulsos en amplitud): la señal de salida aumenta o disminuye en amplitud, siguiendo la forma de la señal analógica o digital moduladora. La ubicación de los pulsos o su duración no se modifica.
- PDM (“Pulse Duration Modulation” -Modulación de pulsos por variación del ancho del pulso): la señal aumenta o disminuye su duración siguiendo la forma de la señal moduladora. La ubicación y amplitud no varía.
- PPM (“Pulse Position Modulation” -Modulación de pulsos por modificación de la posición del pulso): la señal de salida se retarda o avanza en correspondencia con la variación de la señal moduladora. En PPM, el ancho y la amplitud de los pulsos permanecen inalterados.

Estos métodos de modulación de pulsos se pueden comparar con los sistemas en los que se emplea una portadora sinusoidal continua, concretamente AM, FM Y PM.

5) 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 .

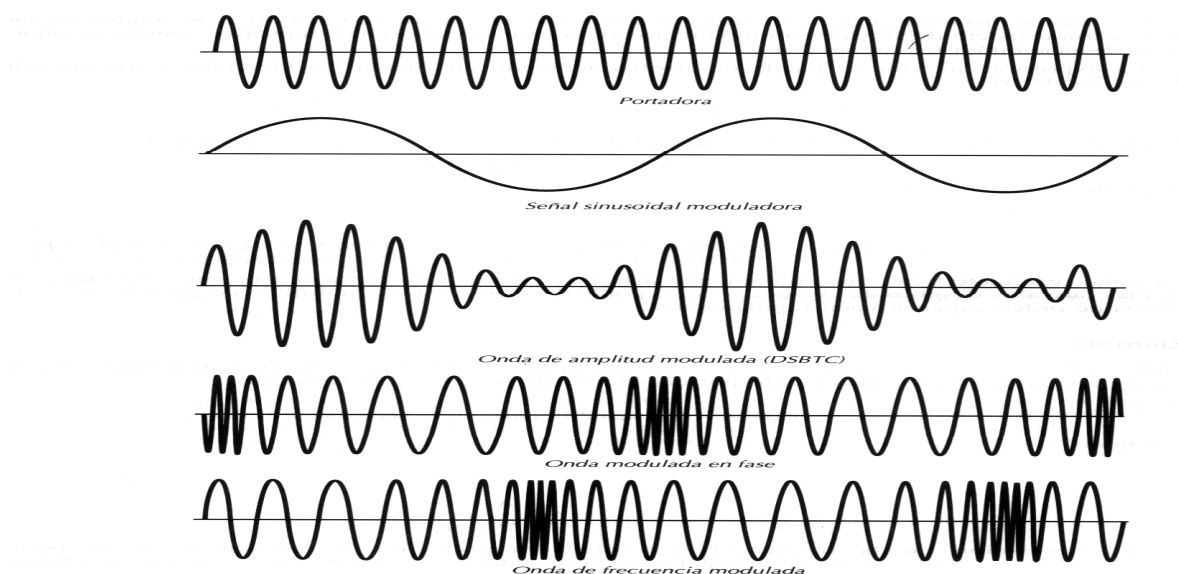


Ilustración 26: modulación en amplitud, fase y frecuencia de una portadora senoidal mediante datos analógicos

5.1) AM - MODULACIÓN EN AMPLITUD:

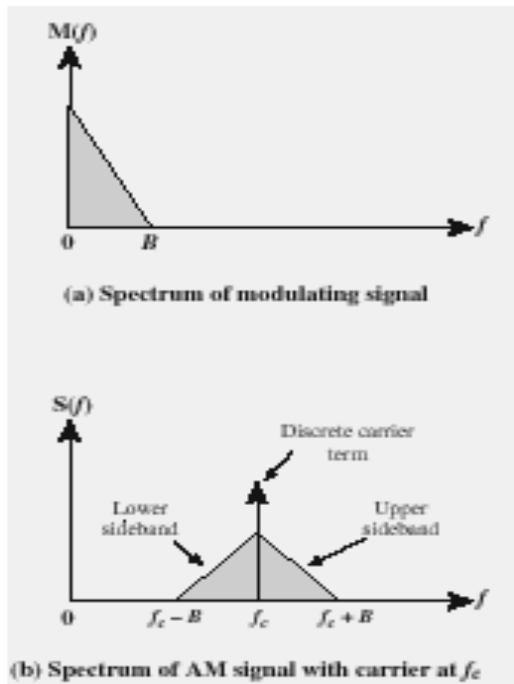


Ilustración 27: espectro de una señal AM con portadora f_c

La modulación en amplitud (AM), mostrada en la Ilustración 27, es la técnica más sencilla de modulación.

Matemáticamente el proceso se puede expresar como

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

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. Este esquema también se denomina *transmisión de portadora con doble banda lateral*.

Queda 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 Side Band), aprovecha esto para transmitir una sola banda, eliminando la otra junto con la portadora. Con la SSB se consigue:

- Duplicar el ancho de banda disponible respecto a AM.
- Reducir la potencia de transmisión, al no transmitir la portadora y otra banda lateral.

5.2) MODULACIÓN EN ÁNGULO (FM y PM) :

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:

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

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

$$\phi'(t) = n_f m(t) \quad \text{donde } n_f, \text{ es el índice de modulación en frecuencias.}$$

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 :

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

$$f_i(t) = f_c + [1 / 2\pi] \phi'(t)$$

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 Ilustración 26 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 ΔF se puede obtener como:

$$\Delta F = [1/2 \pi] n_f A_m \text{ Hz}$$

Donde A_m es al valor máximo de $m(t)$. Por tanto, un incremento en la amplitud de $m(t)$ aumentará ΔF , lo que, intuitivamente, debería aumentar el ancho de banda transmitido BT. Sin embargo, como se evidencia a partir de la ilustración, 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.

Tanto FM como PM requieren un ancho de banda mayor que AM.

6) APÉNDICE: Sistema de Espectro Expandido (“SS-Spread Spectrum”)

6.1) INTRODUCCIÓN

Una transmisión utilizando un Sistema de Espectro Ensanchado (ó Expandido), como medio de transmisión, significa que se amplía el ancho de banda de la señal por medio de un código con ciertas características que benefician la transmisión del mensaje.

La definición dada por Viterbi dice:

“SEE es el medio de transmisión en el cual la señal ocupa un ancho de banda (BW) superior del mínimo necesario para enviar la información; la banda base es ensanchada por medio de un código independiente de los datos, este es conocido por el receptor, quien correlaciona la señal recibida con el código en correcta fase para recuperar los datos enviados”.

Analizando cada punto tenemos:

1. La señal ocupa un ancho de banda (BW) superior al mínimo necesario para transmitir la información.
2. La banda base es ensanchada por medio de una señal código independiente de los datos.
3. En el receptor la señal de datos original es recuperada “correlacionando” la señal recibida con una réplica sincronizada y en fase de la señal de código utilizada para el ensanchamiento de la banda base.

Otras técnicas de modulación también ensanchan la banda respecto a la señal base, sin embargo no cumplen con las otras características de la definición anterior.

La ampliación del ancho de banda trae aparejado otra ventaja, según el principio enunciado por Shannon en la Teoría de la Información, que indica que en un canal ruidoso, se puede intercambiar ancho de banda por potencia de señal, manteniendo constante la capacidad del canal.

$$C = BW \log (1 + S/N)$$

Donde

C es la capacidad del canal ruidoso.

BW es el ancho de banda de la señal.

S/N es la relación señal a ruido en la recepción.

De esta forma se puede regular la potencia de los emisores para que no se interfieran en forma significativa, disminuyendo la potencia y ampliando el ancho de banda en una relación acorde para mantener constante la capacidad del canal. Por esta razón en la actualidad, cuando se va a instalar un radio enlace con SS, no es necesario pedir autorización a la Comisión Nacional de Comunicaciones, y sólo se debe informar, ya que la potencia utilizada, la banda de frecuencia y el código impide la interferencia sobre estaciones vecinas. Esta tecnología se ha utilizado inicialmente para propósitos militares: al final de la Segunda Guerra Mundial, en 1942, la estrella de Hollywood Hedy Lamarr creó y patentó ésta técnica de transmisión, donando los derechos para la causa de la guerra.

Se puede usar tanto para transmitir señales analógicas como señales digitales, mediante la utilización de una señal analógica, presentando grandes ventajas con respecto a la capacidad para rechazar interferencias, ya sean intencionales o no. Durante los años subsiguientes se efectuaron estudios sobre posibles aplicaciones destacándose algunas como:

- Supresión de interferencia, “antijamming”
- Sistemas con Baja probabilidad de interceptación (“LPI: low probability of intercept”).
- Alta resolución para determinar posicionamiento.
- Sistemas de acceso múltiple (“CDMA: Code Division Multiple Access”).

En la actualidad, ésta técnica tiene muy amplia utilización en desarrollos de redes de datos inalámbricas, teléfonos inalámbricos y telefonía celular.

En la Ilustración 28, se indica el principio general de un sistema de espectro expandido.

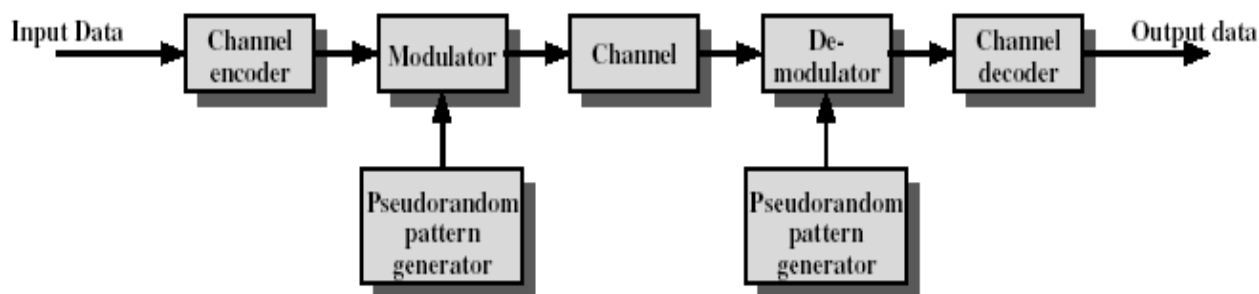


Ilustración 28: Modelo general para un sistema de comunicación digital con SS.

El codificador del canal produce una señal analógica a partir de los datos de las entradas (analógicas o digitales), con un ancho de banda relativamente estrecho en torno a su frecuencia central. Ésta señal se modula posteriormente usando una secuencia de dígitos aparentemente aleatorios, denominada *secuencia pseudoaleatoria*. Con ésta modulación se pretende aumentar drásticamente el ancho de banda (espectro expandido) de la señal a transmitir. En el receptor, se usa la misma secuencia de dígitos para demodular la señal de espectro expandido, y luego decodificar los datos originales.

6.2) TRANSMISIÓN

De la definición dada por Viterbi, se van a destacar dos características:



1) El código es independiente de los datos y además debe contar con propiedades de aleatoriedad para disminuir la interferencia entre ellos y mantener la comunicación con un alto nivel de privacidad.

Sin embargo para recibir el mensaje se necesita del receptor una sincronización con el transmisor, una réplica del código utilizado y estar en fase con el transmisor.

Se desean las siguientes características para las secuencias de código.

- Fácilmente generadas.
- Con propiedades de aleatoriedad.
- De períodos largos.
- Difíciles de reconstruir a partir de una muestra pequeña de bits.

Hoy en día se utilizan secuencias pseudoaleatorias como señal de código (PN, “Pseudo Noise”).

Esta secuencia de números se genera mediante un algoritmo a partir de un valor inicial, denominado *semilla*. El algoritmo es determinista, por lo que la secuencia de números que genera no es estadísticamente aleatoria. Sin embargo, si el algoritmo es suficientemente bueno, las secuencias resultantes superarán un buen número de pruebas de aleatoriedad. Estos números se denominan números pseudoaleatorios. La clave del asunto reside en el hecho de que a menos que se conozca tanto el algoritmo como la semilla, es casi imposible predecir la secuencia. Por lo tanto, sólo los receptores que conozcan esa información serán capaces de decodificar adecuadamente la señal.

Para generar dichas secuencias el método más común son los Registros de Desplazamiento con Realimentación Lineal.

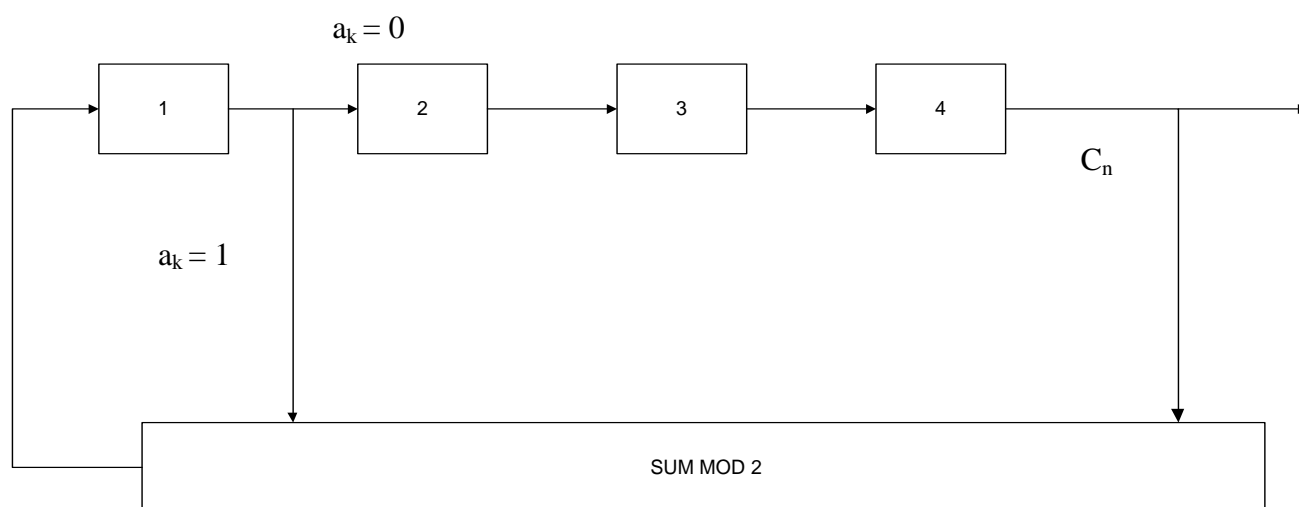


Ilustración 29: Registro de Desplazamiento con Realimentación Lineal (LFSR)

El registro de desplazamiento consiste en elementos de memoria, los cuales transfieren su contenido hacia la derecha después de cada pulso de reloj (clock). Por ejemplo un flip flop D.

Los contenidos de los registros son linealmente combinados de acuerdo si existe o no conexión; a_k es un coeficiente que indica la existencia o no de la realimentación: 0 no realimenta, 1 realimenta el contenido de la etapa

Finalmente el contenido de estas etapas se suma en módulo dos (OR exclusivo), o sea con la siguiente tabla de verdad:

$$\begin{aligned}
 0 + 0 &= 0 \\
 0 + 1 &= 1 \Rightarrow 1 - 1 = 0 \\
 1 + 0 &= 1 \Rightarrow 1 - 0 = 1
 \end{aligned}$$

$$1 + 1 = 0 \Rightarrow 0 - 1 = 1$$

La expresión de la realimentación será:

$$C_n^r = \sum_{k=1}^r a_k C_{n-k}$$

$$a_r = 1 \quad (\text{modulo } 2)$$

El ciclo periódico depende del estado inicial C_{-i} de cada uno de los registros y de la realimentación. Una realimentación que permite producir una secuencia de máxima longitud para $r = 4$ registros de desplazamientos es la mostrada anteriormente. Entonces el valor de los registros de desplazamiento en 15 “clocks” sucesivos será:

0001	1000	1100	1110	1111	0111	1011	0101	1010	1101	0110	0011	1001	0100	0010	0001
------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------	------

Suponemos que el valor inicial de los registros es 0001 (de izquierda a derecha).

La secuencia de salida:

1	0	0	0	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

Período $2^4 - 1 = 15$ $r = 4$ etapas

Para r cantidad de etapas, la longitud máxima de código que se puede obtener es:

$$2^r - 1 = M$$

El tipo de código se puede variar, cambiando la realimentación siempre que produzcan secuencias de máxima longitud. Dentro de un mismo código se puede variar la fase cambiando el estado inicial de los registros de desplazamiento.

2) “La señal es ensanchada por un código independiente de los datos”.

Inicialmente en la técnica original, se usó para ampliar el ancho de banda, el sistema de SS mediante salto de frecuencias. En éste 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, por lo que los receptores no autorizados escucharán una señal ininteligible (Si se intentara interceptar la señal, sólo se conseguiría hacerlo para unos pocos bits)

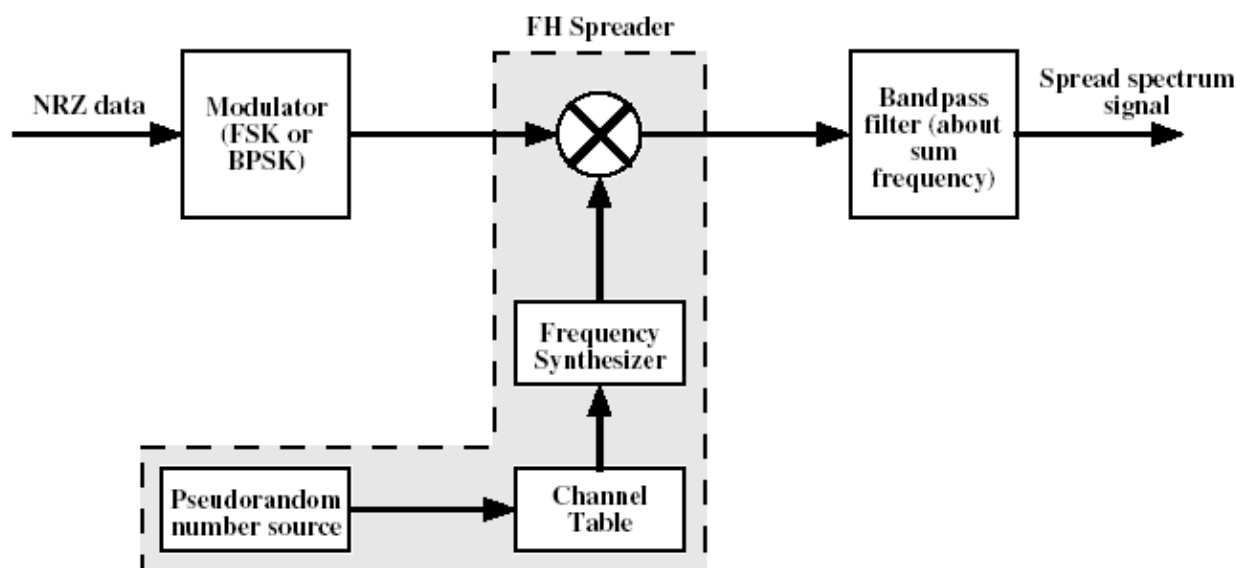


Ilustración 30: Expansión en el transmisor, mediante saltos de frecuencia (Frequency Hoper Spreader)

En la transmisión, (Ilustración 30) los datos digitales constituyen la entrada del modulador usando algún esquema de codificación digital a analógico, como por ejemplo FSK (Frequency-Shift Keying) ó BPSK (Binary phase shift keying). La señal resultante, estará centrada en torno a una frecuencia base cualquiera. Se utiliza un generador de números pseudoaleatorios como puntero a una tabla de frecuencias. A partir de dicha tabla se selecciona una frecuencia en cada uno de los intervalos considerados. Ésta frecuencia es modulada por la señal obtenida del modulador inicial, para dar lugar a una nueva señal con la misma forma, pero centrada en torno a la frecuencia de la tabla anterior.

En el receptor (Ilustración 31), la señal del espectro expandido se comprime nuevamente (Frequency Hoper Despreader) 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.

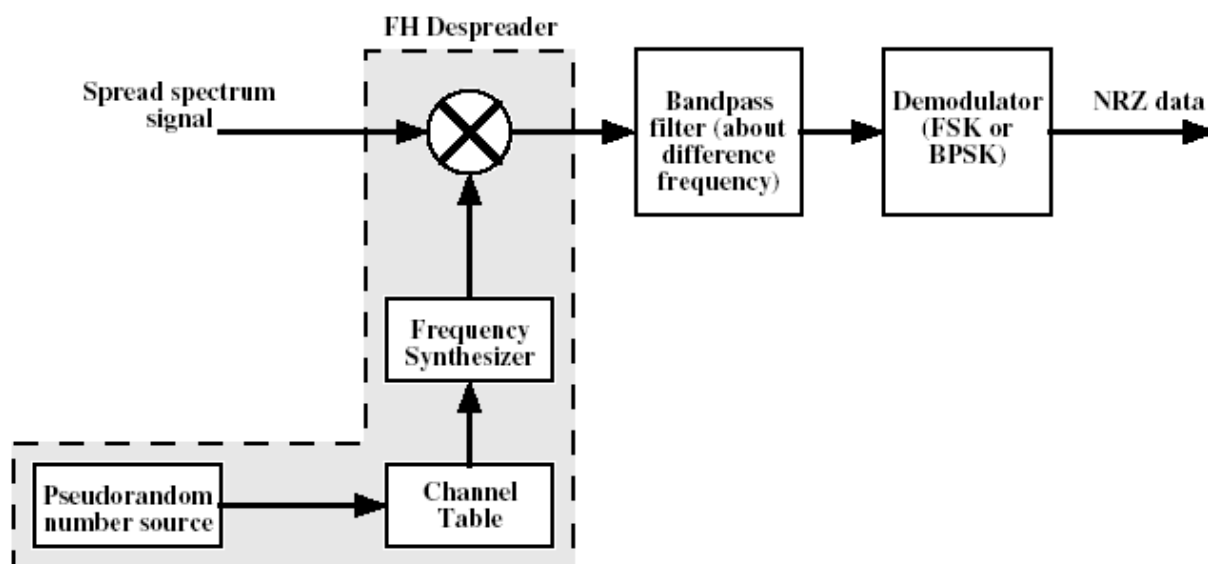


Ilustración 31: Compresión en el receptor, mediante saltos de frecuencia (Frequency Hoper Spreader)

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

Como alternativa al sistema de SS por salto de frecuencia explicado, se desarrolló posteriormente el *Sistema de Espectro Expandido mediante Secuencia Directa*. (Direct Sequence Spreader)

Esto se realiza **multiplicando** cada bit de la banda base por los de un denominado *código de compartición*.

Este código expande la señal a una banda de frecuencias mayor, directamente proporcional al número de bits que se usen en el código (CHIPS). La técnica consiste en combinar la cadena de dígitos binarios de los datos con la cadena de bits pseudoaleatorios utilizando la función or-exclusiva.

La Ilustración 32 es un ejemplo para un código de compartición de 4 bits. (Notar que un 1 de información invierte los bits pseudoaleatorios, mientras que un bit de información igual a 0, hace que se transmitan sin inversión. La cadena resultante, tiene la misma razón que la secuencia original de CHIPS, por tanto tiene un ancho de banda mayor que la cadena de información. (En el ejemplo mencionado, la cadena de bits pseudoaleatorios tiene una frecuencia de reloj cuatro veces la frecuencia de los bits de información.)

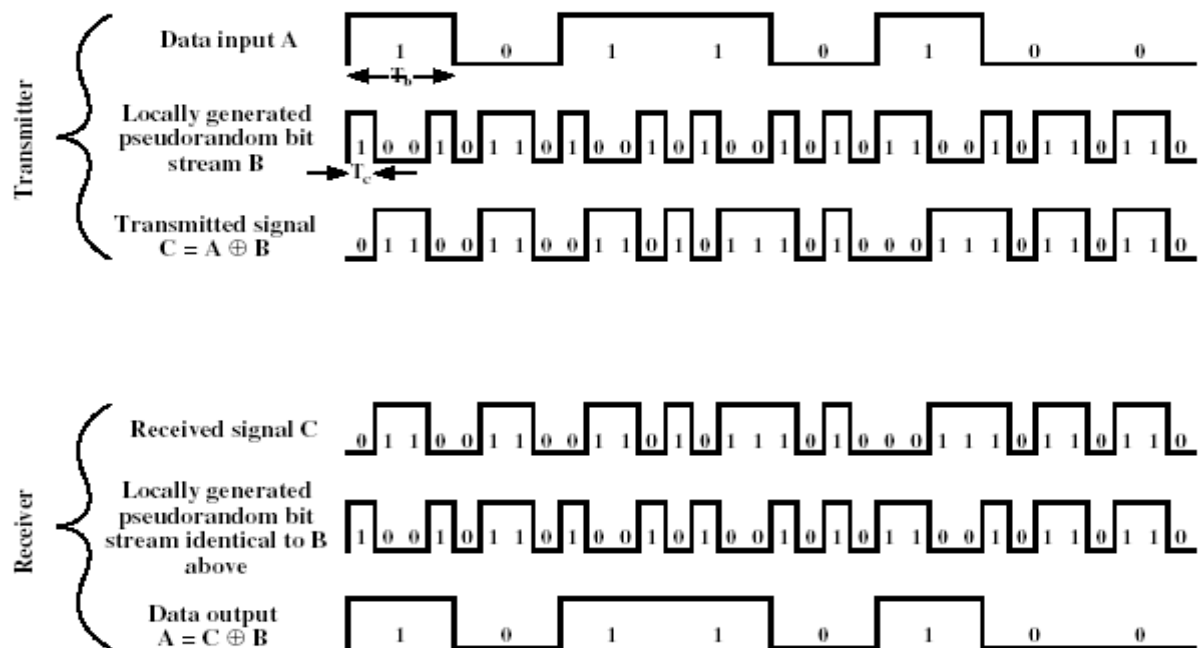


Ilustración 32: Ejemplo de un SS por secuencia directa, con código de compartición de 4 CHIPS

En la Ilustración 33 se muestra un ejemplo de realización de un sistema típico de secuencia directa. En éste caso, en lugar de realizar la función or-exclusiva entre los bits de información y los pseudoaleatorios, y posteriormente modularlos, dichos bits se convierten primero a señales analógicas y posteriormente se combinan.

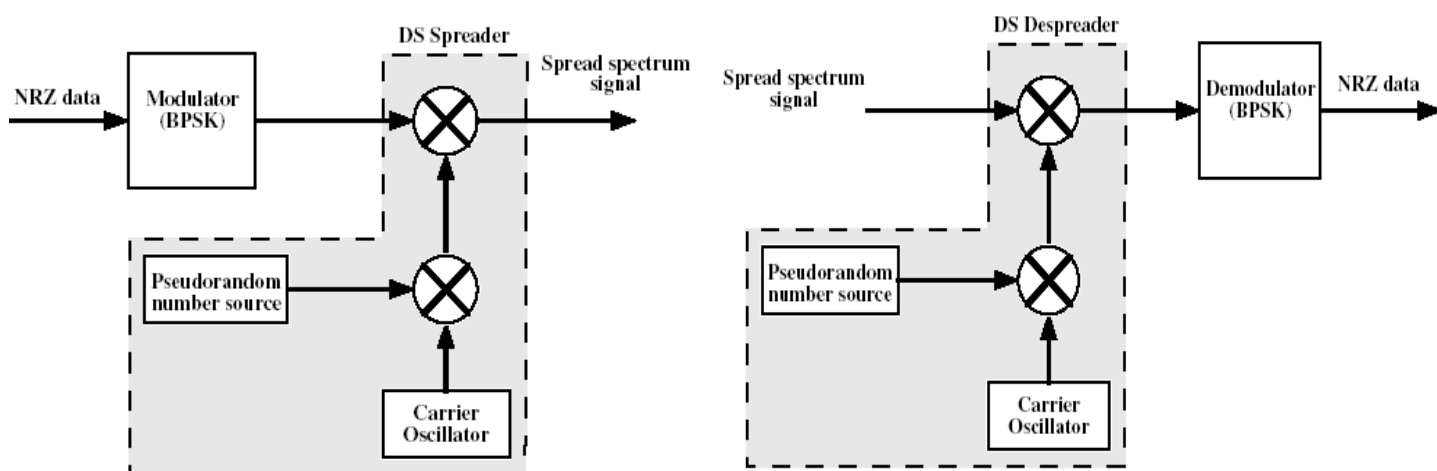


Ilustración 33: Transmisor y receptor en sistema SS por secuencia directa

La magnitud de 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 , (duración del bit) (Ilustración 32), lo que equivale a una razón de datos $1/T_b$. En ese caso, el ancho de banda de la señal, dependiendo de la técnica de codificación, es aproximadamente $2/T_b$. Por otro lado, el ancho de banda de la señal pseudoaleatoria es $2/T_c$, donde T_c es la duración de cada CHIP. El ancho de banda de la señal combinada es aproximadamente igual a la suma de los dos anchos de banda, es decir $2/(T_b+T_c)$. La amplitud de la expansión conseguida está directamente relacionada con la razón de datos de la cadena pseudoaleatoria: cuanto mayor sea la razón de datos de la entrada pseudoaleatoria, mayor será la expansión.

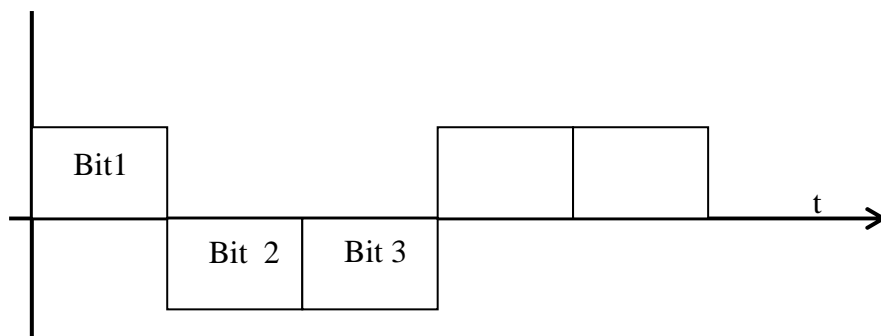


Así, por ejemplo, si se usara el generador de números pseudoaleatorios de cuatro etapas de la Ilustración 18, representando los datos en forma bipolar ($0 = +1$ ó $1 = -1$), a la salida del modulador se tiene el código en fase o en contrafase.

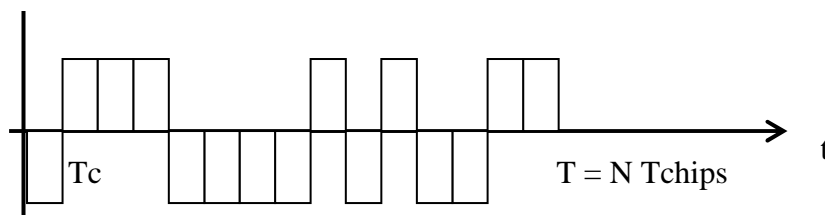
Si se usa un código de 15 chips, como el que se ejemplifica abajo, cada bit del mensaje será representado en la señal SS por 15 chips, incrementándose el ancho de banda 15 veces.

1	0	0	0	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

Si la señal de datos es:

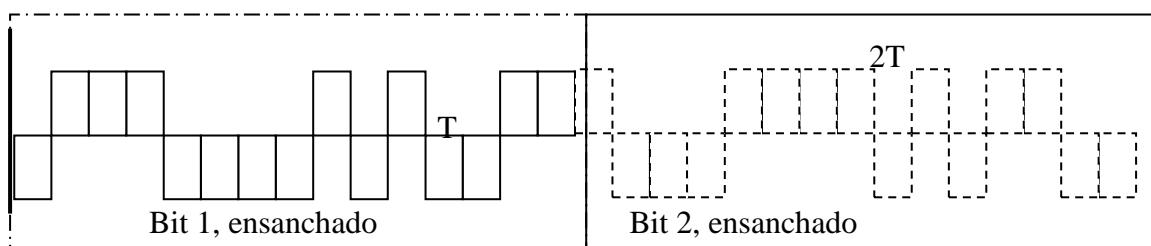


Y la señal de código es:



Tiempo de duración de cada CHIP T_c , donde $T_c = T/N$ con N longitud de código en CHIPS.

Para el primer y segundo bit (1, -1) la señal de salida luego del ensanchamiento será:



Se incrementa 15 veces la velocidad de transmisión de la señal (en el período T se envían 15 chips), aumentando en la misma proporción el ancho de banda.

El término CHIP se utiliza a los efectos de diferenciar la señal de código de la del mensaje.

6.3) CORRELACIÓN DE DOS SEÑALES (Fundamentos matemáticos)

Para comparar la señal recibida con la señal transmitida, se deben correlacionar ambas.

Se define producto escalar de dos funciones $v(t)$ y $w(t)$ del mismo tipo (energía o potencia) como:



$$\langle v(t), w(t) \rangle = \begin{cases} \int_{-\infty}^{+\infty} v(t) w^*(t) dt & \text{señales de energía.} \\ 1/T_0 \int_{-\infty}^{+\infty} v(t) w^*(t) dt & \text{señales de potencia} \end{cases}$$

Nótese que el producto escalar de la función consigo misma es la potencia o la energía de la señal:

$$\|v\|^2 = \langle v(t), v(t) \rangle \begin{cases} \text{Potencia de la señal} \\ \text{Energía de la señal} \end{cases}$$

La desigualdad de Schwarz nos da un límite superior en el valor del producto escalar:

$$|\langle v(t), w(t) \rangle| \leq \|v\| \|w\|$$

Y el valor máximo se obtiene cuando las señales son directamente proporcionales:

$$|\langle v(t), w(t) \rangle| = \|v\| \|w\| \quad \text{sii} \quad v(t) = a w(t)$$

Donde a es una constante arbitraria.

El producto escalar es igual a 0 si las señales son ortogonales.

$$\langle v(t), w(t) \rangle = 0$$

Esto se cumple cuando:

- 1- Las dos señales tienen simetría opuesta, sea una par y la otra impar.
- 2- No se traslapan, son desunidas en el tiempo.
- 3- Son desunidas en frecuencia, sus espectros no se traslapan.

Como conclusión el producto escalar da una medida de similitud entre dos funciones: si son proporcionales el producto es máximo; si son distintas el producto es 0.

Se define como correlación cruzada entre dos funciones:

$$R_{v,w}(\tau) = \langle v(t), w(t - \tau) \rangle$$

Al producto escalar entre dos funciones cuando una de ellas sufre un desplazamiento τ .

Vemos que cuando τ es 0, las dos funciones están en fase, luego la correlación cruzada nos da una medida de la similitud entre las señales en función de su desplazamiento relativo.

Se denomina autocorrelación a la correlación consigo misma:

$$R_{v,v}(\tau) = \langle v(t), v(t - \tau) \rangle$$

Denota una cuantificación del cambio de la señal cuando sufre un desfase, es una medida muy importante cuando se quiere obtener la misma señal en fase, recordemos que cuando esto ocurre el valor de la autocorrelación será máximo.

Por otro lado $R_{v,v}(0) = \langle v(t), v(t - \tau) \rangle$ es la energía o la potencia de la señal.