

# 2

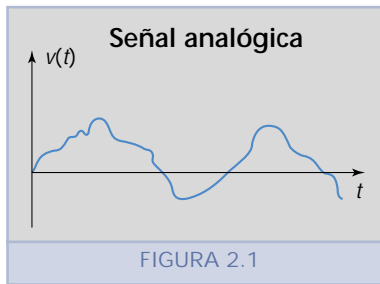
## Características de las señales de telecomunicaciones

2.1 Señales analógicas y digitales	54	2.4.2 Concepto de ancho de banda	91
2.1.1 Introducción	54	2.4.3 Curva de ganancia de un amplificador	92
2.1.2 Definiciones	54	2.4.4 Efecto del ancho de banda sobre una señal	94
2.1.3 Transmisión de señales	54		
2.2 Características de las señales utilizadas en la transmisión de datos	60	2.5 Señales en banda base	94
2.2.1 Señales periódicas	60	2.5.1 Definición	94
2.2.2 Representación de una señal periódica mediante la serie de Fourier	67	2.5.2 Señales unipolares, polares y bipolares	95
2.2.3 Ondas electromagnéticas. Ecuación de onda	74	2.5.3 Transmisión en banda base	97
2.2.4 El espectro de frecuencias electromagnéticas	84	2.5.4 Clasificación de las señales en banda base	100
		2.5.5 Códigos usados para señales en banda base	101
2.3 Unidades de medida	86	2.5.6 Códigos normalizados por la UIT-T	108
2.3.1 Introducción	86		
2.4 El ancho de banda	91	2.6 Filtros	109
2.4.1 Definición de ancho de banda	91	2.6.1 Introducción	109
		2.6.2 Definición	109
		2.6.3 Clasificación de los filtros	110
		2.6.4 Diseño de filtros	111

## 2.1 ■ Señales analógicas y digitales

### 2.1.1 Introducción

Por las redes de comunicaciones pueden transmitirse dos tipos de señales, a saber: analógicas y digitales. Es importante distinguirlas claramente porque su comportamiento es muy distinto en los diferentes elementos tecnológicos del *hardware* necesario para construir las redes de telecomunicaciones, que, por otra parte, también pueden clasificarse en redes analógicas o redes digitales. Sin embargo, hoy en día ya no hay redes totalmente analógicas ni totalmente digitales. La **red telefónica conmutada** es un ejemplo de ello. Originalmente las redes eran analógicas, pero actualmente se encuentran sometidas a procesos de transformación y han alcanzado diferentes grados de digitalización. Dentro de unos pocos años, la totalidad de las redes serán digitales, por lo que la diferenciación entre analógico y digital será un aspecto más histórico que práctico en el estudio de los sistemas de telecomunicaciones.



### 2.1.2 Definiciones

Las señales analógicas y las digitales pueden definirse como sigue:

#### Señales analógicas

Señales que pueden ser representadas por funciones que toman un número infinito de valores en cualquier intervalo considerado (figura 2.1).

#### Señales digitales

Señales que pueden ser representadas por funciones que toman un número finito de valores en cualquier intervalo considerado (figura 2.2).

### 2.1.3 Transmisión de señales

#### 2.1.3.1 Sistemas de transmisión

Se pueden señalar las siguientes características de los sistemas de transmisión analógicos y digitales:

- Tanto los sistemas de comunicaciones analógicos como los digitales están capacitados para transportar señales de información para los servicios de voz, textos, imágenes y datos.
- En los sistemas analógicos, la propia forma de onda de la señal transmitida es la que contiene la información que se transmite.
- En los sistemas digitales, los pulsos codificados de la señal transmitida son los que contienen la información.

Existen servicios de comunicaciones en los cuales las primeras señales generadas son típicamente analógicas, como en la transmisión de voz, y otros en los cuales esas señales son típicamente digitales, como en el caso de la transmisión de los datos producidos por los equipos informáticos en general; sin embargo, ambos tipos de señales pueden ser transmitidos por cualquiera de los dos tipos de redes.

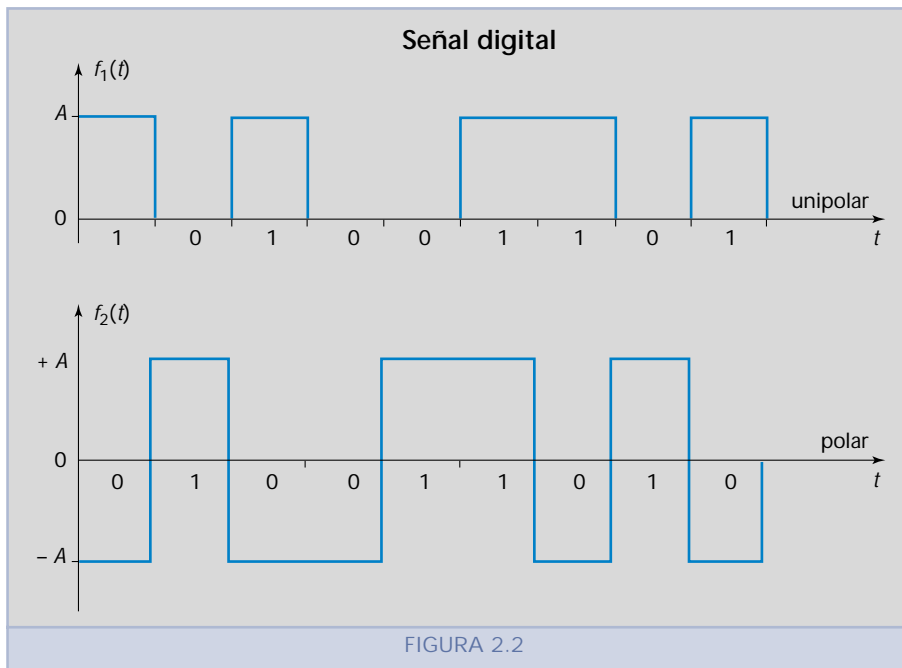


FIGURA 2.2

Si la red es digital, las señales típicamente analógicas, como las de la voz, deben ser previamente digitalizadas para ser transmitidas. El equipo que se utiliza para efectuar esta transformación se denomina genéricamente **digitalizador**<sup>1</sup> o también equipo **codec**<sup>2</sup>. La figura 2.3 muestra el esquema de una red digital que se utiliza para la transmisión de la voz. En ese esquema se observa que el **Equipo Terminal Telefónico** debe estar conectado a un digitalizador antes de que las señales pasen a la red digital. Si el digitalizador está incluido en el equipo terminal telefónico, se puede decir que éste ya está digitalizado y se trata de un **teléfono digital**<sup>3</sup>. Sin embargo, en la mayoría de los casos, y en casi todos los países, el equipo digitalizador está colocado sobre el borde de la red, antes de que ésta empiece a procesar las señales que recibe.

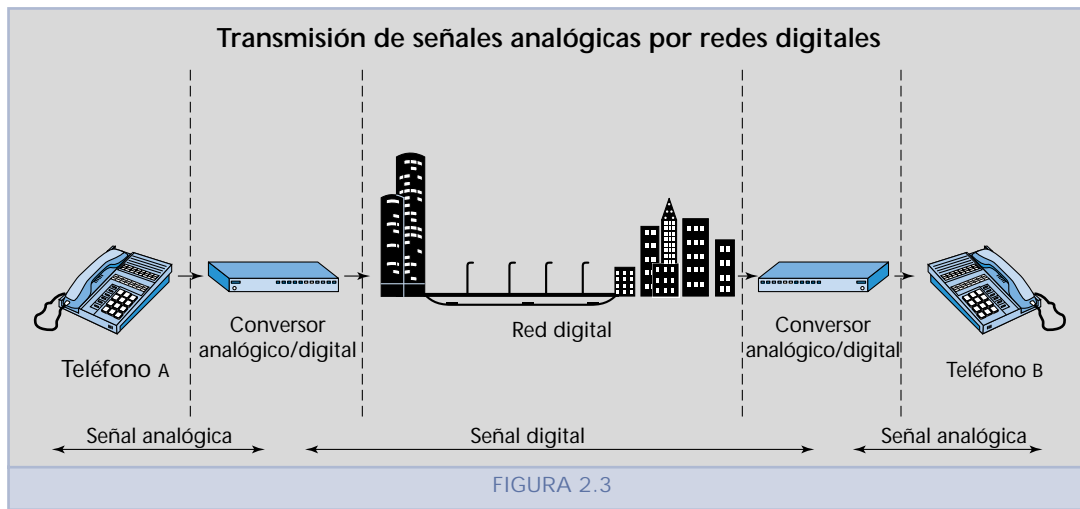
Cuando es necesario transportar señales digitales a través de redes analógicas, como es el caso típico de un computador conectado a la red telefónica conmutada, las señales deben sufrir previamente un proceso denominado **modulación**. El equipo que se utiliza para efectuar este proceso se denomina **módem**<sup>4</sup>. La figura 2.4 muestra el esquema de una red

<sup>1</sup> En realidad, el equipo realiza las funciones directa e inversa; es decir, primero digitaliza la voz para que pueda ser introducida en la red digital y luego la vuelve a convertir en analógica para que el usuario receptor la pueda interpretar.

<sup>2</sup> Contracción de las palabras *codificador* y *decodificador*.

<sup>3</sup> En muchos casos se comete el error de llamar **teléfono digital** a aquellos equipos que tienen solamente el teclado digitalizado. En estos casos, el equipo es tan analógico como el que usa el disco para realizar la operación de marcado.

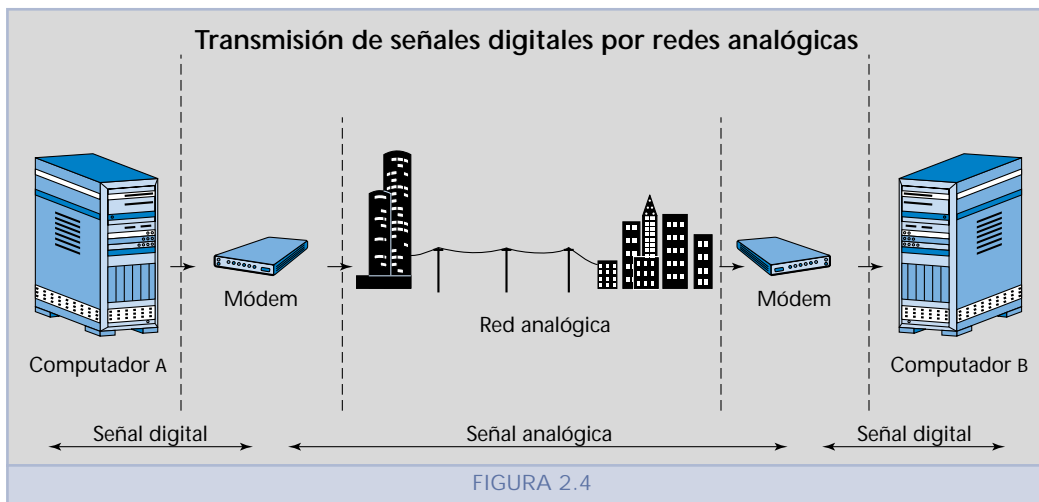
<sup>4</sup> Al igual que el digitalizador, el módem realiza las dos funciones: la directa, modular, y la inversa, demodular.



analógica que conecta dos **Equipos Terminales de Datos**. En dicha figura se observa que los computadores deben estar conectados a un módem para pasar las señales a la red analógica. En este caso, la red nunca provee el equipo terminal y el módem debe estar situado en las proximidades del computador. Por otra parte, el módem puede ser interno<sup>1</sup> o externo.

### 2.1.3.2 Características de la transmisión de señales

Las **Telecomunicaciones**, o simplemente **Comunicaciones**, están constituidas por el conjunto de tecnologías que permiten la transmisión a distancia de señales de información.



<sup>1</sup> Cuando el módem es interno, puede dar la impresión que es parte del computador. Sin embargo es un equipo independiente en cuanto a las tareas que realiza.

La transmisión de información<sup>1</sup> siempre se realiza desde una **fuente**, que es quien la genera, hacia un **sumidero** o **colector**, que es quien la recibe. Sin embargo, la información puede estar contenida, por ejemplo, en las palabras expresadas mediante la voz humana o en los datos de salida de un computador, por lo que es necesario transformarla en señales eléctricas, ópticas o electromagnéticas. Los dispositivos que se utilizan para realizar esta transformación son los **transductores**, que convierten ciertas formas de energía en otras; así, en el caso de la voz, convierten la energía acústica en energía eléctrica en la fuente y, a la inversa, energía eléctrica u óptica en energía acústica en el sumidero.

Por otra parte, el medio de comunicaciones, o **canal de comunicaciones**<sup>2</sup>, es el que permite que las señales generadas en el transductor de la fuente lleguen al transductor del sumidero. Además debe transmitir la información con la mayor fidelidad posible.

Resumiendo, un sistema de comunicaciones está compuesto por los siguientes elementos:

- una fuente y un sumidero o colector;
- un transductor en la fuente y otro en el sumidero;
- un medio o canal de comunicaciones.

Una vez que pasan al canal de comunicaciones, las señales sufren tres tipos de fenómenos que deforman la información que llega al colector, de manera que no permiten su correcta interpretación (caso de la voz) o se producen errores (caso de los datos).

Estos fenómenos se denominan **atenuación**, **distorsión** y **ruido**. Los dos primeros afectan de forma diferente a las redes analógicas y a las digitales. En las analógicas, el efecto más notable es la atenuación, y en las digitales, la distorsión.

La atenuación se caracteriza por la **disminución** de la intensidad de la señal útil a medida que ésta recorre el medio de comunicaciones. La atenuación aumenta en forma proporcional a la distancia recorrida desde la fuente y su efecto es la reducción de la amplitud de la señal.

Los cables tienen una atenuación que depende de la frecuencia de operación y de la resistividad del conductor. Por ejemplo, el cable coaxial fino RG 58, que es utilizado en el armado de redes *LAN ETHERNET*, tiene una atenuación de aproximadamente 4,8 dB/100 m a la frecuencia de operación. Por otro lado, la fibra óptica multipunto 62,5/125  $\mu\text{m}$  tiene una atenuación, a la misma frecuencia, de 1,6 dB/km. Esto nos indica que cuando se deben cubrir grandes distancias es más conveniente utilizar fi-

<sup>1</sup> Nota: *Intelligence* puede traducirse por *información*; datos o mensajes transmitidos o pendientes de transmisión; correspondencia/modulación; señal.

*Intelligence level*: (cintas perforadas) nivel de información.

*Intelligence sample*: muestra de señal. Parte de una señal tomada para juzgar la señal completa.

*Intelligence signal*: señal de información, señal de telecomunicación.

*Intelligence transmission*: transmisión de información.

<sup>2</sup> Para más detalles véase el capítulo 6 de esta obra.

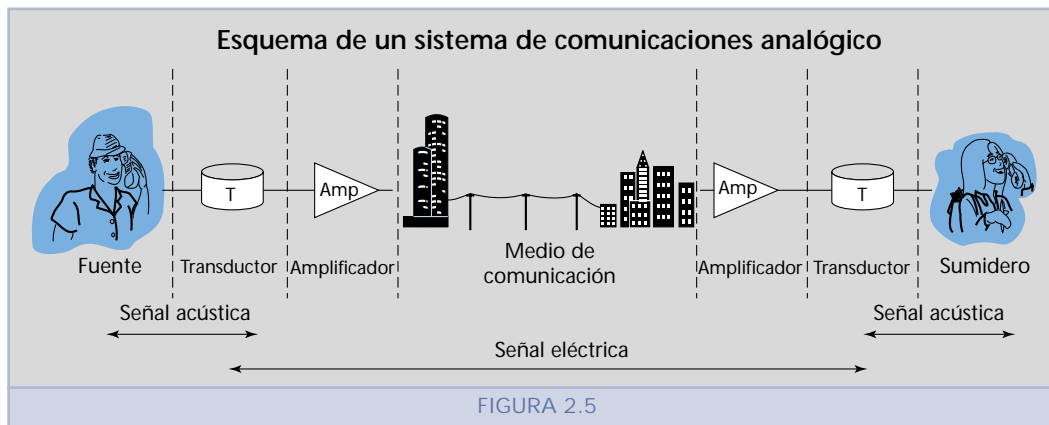
bras ópticas, ya que éstas presentan menor atenuación que cualquier cable de cobre (coaxial, UTP, multipar, etc.).

La distorsión es un fenómeno producido por las características **reactivas**<sup>1</sup> de los circuitos eléctricos que se establecen a través del medio de comunicaciones. En términos prácticos, el efecto es una **deformación** de la señal original.

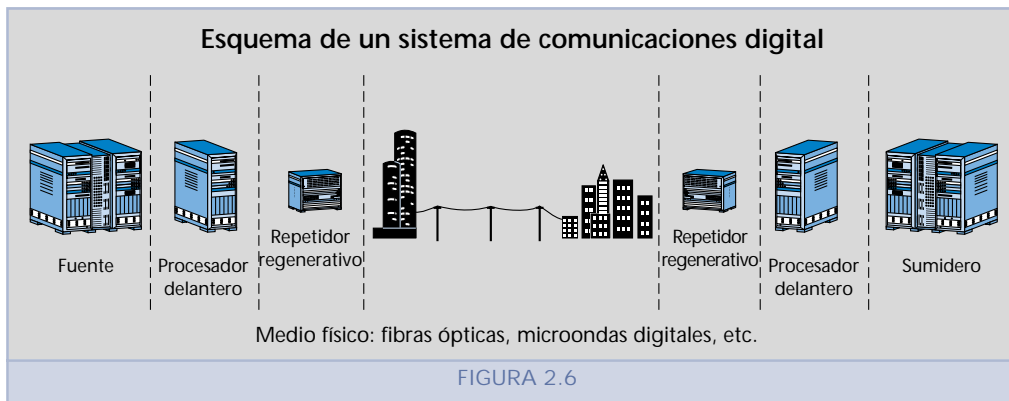
El ruido es toda perturbación o interferencia no deseada que se introduce en el canal de comunicaciones y se suma a la señal útil. Precisamente su característica principal es la **aditividad**, pues su intensidad se suma a la de la propia señal de información que se desea transmitir. Por otra parte, el efecto del ruido, que puede ser de origen endógeno o exógeno, es también el de una deformación, aunque de otro tipo.

Por todo lo expuesto, en el esquema de transmisión de los canales de comunicaciones, ya sean analógicos o digitales, se incorporan equipos que intentan resolver los problemas que producen dichos fenómenos. Así, en las redes analógicas se utilizan **amplificadores** para intentar resolver la atenuación, mientras que en las redes digitales se utilizan **repetidores regenerativos** que permiten *regenerar* los pulsos luego de que éstos sufren fundamentalmente el proceso de distorsión.

En las figuras 2.5 y 2.6 se muestran esquemas de canales analógicos y digitales, respectivamente. En el ejemplo de la figura 2.5, el transductor de la fuente es el micrófono del teléfono, mientras que el del sumidero es el altavoz. La cantidad de amplificadores que se deberá colocar en el recorrido del canal de comunicaciones dependerá de la distancia que debe cubrir cada circuito. En cuanto al ejemplo de la figura 2.6, los repetidores regenerativos se deberán situar en la práctica a distancias mucho menores. Esta distancia depende del tipo de medio de comunicaciones que se usa; así en el caso de cables de cobre, es del orden del kilómetro.



<sup>1</sup> Las características reactivas de un circuito eléctrico están dadas por los efectos que producen la **inductancia** (producida por las bobinas) y la **capacitancia** (producida por los condensadores).

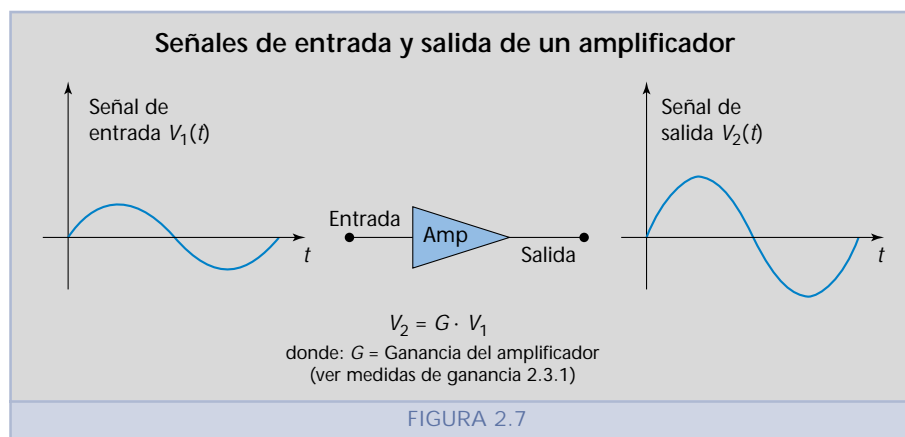


### Medios que transportan señales analógicas 2.1.3.3

Como ya se dijo, las señales que se transmiten a través de un medio analógico deben amplificarse debido al fenómeno de la atenuación. En la figura 2.7 se muestra cómo opera un amplificador. Las señales que llegan al amplificador están atenuadas respecto a su amplitud original, y las que salen de él tienen un nivel conveniente para que puedan ser detectadas e interpretadas correctamente en el colector.

Debe tenerse en cuenta que el ruido que acompaña a la señal analógica también es amplificado. Este fenómeno es imposible de evitar en este tipo de canales de comunicación. Por otro lado, el amplificador tiene su propio ruido interno que se suma a la señal que debe amplificar. En consecuencia, si en un canal analógico se añaden cada vez más amplificadores para resolver el problema de la atenuación, se llega a un punto en el que el ruido es tan grande que la señal original se pierde. Es por ello que el alcance de un canal analógico es finito.

Como se verá en el apartado siguiente, esto no ocurre en los canales digitales, por lo que la tendencia actual es la de reemplazar los canales analógicos por digitales.



#### 2.1.3.4 Medios que transportan señales digitales

Cuando un canal transporta señales digitales, éstas deben ser regeneradas debido a la distorsión que se produce en los pulsos transmitidos. Para ello se utilizan los repetidores regenerativos, que mantienen inalterada la forma de las señales hasta llegar al sumidero.

En la figura 2.8 se muestran las señales que arriban a un repetidor regenerativo y las que salen de él. Como se puede observar, cada vez que se regenera un pulso, el ruido que llevaba la señal se elimina, pues los pulsos de salida tienen la misma forma que los pulsos emitidos por la fuente. Por este motivo se puede decir que el alcance de los canales digitales es teóricamente infinito.

Para que las señales digitales puedan ser regeneradas, deben llegar al repetidor con un mínimo de energía y forma a fin de que sean reconocidas. Así, se puede hablar de un **umbral de detección** por debajo del cual la acción del repetidor ya no es efectiva. Por tanto, la distancia entre repetidores debe ser tal que la señal no se encuentre nunca por debajo de ese umbral.

#### 2.1.3.5 Incompatibilidad entre ambos tipos de canales

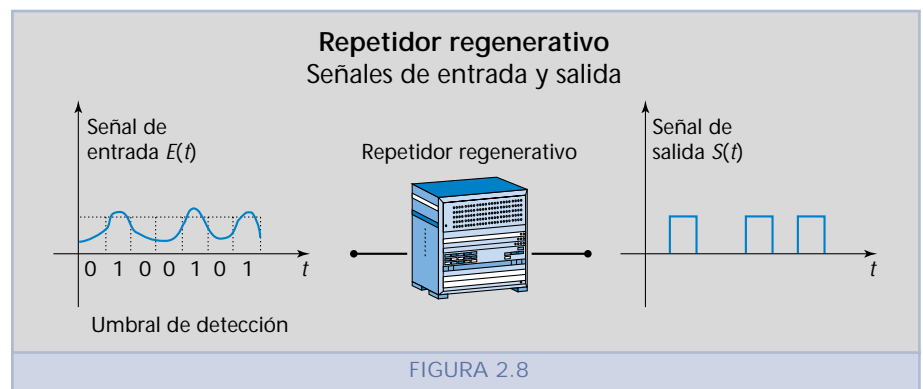
Si se consideran las funciones que desempeñan los amplificadores en las redes analógicas y los repetidores regenerativos en las redes digitales, se puede deducir que existen incompatibilidades entre ambos tipos de canales. Así, si una señal digital previamente distorsionada entra a un amplificador, éste amplificará la distorsión de la señal, y, análogamente, si una señal analógica entra a un repetidor regenerativo, éste no produciría efecto útil alguno.

## 2.2 ■ Características de las señales utilizadas en la transmisión de datos

### 2.2.1 Señales periódicas

#### 2.2.1.1 Características de las señales periódicas

Para conocer las características de las señales que se transmiten por los medios de comunicaciones es imprescindible estudiar las señales periódicas. Se dice que una señal es periódica, de periodo  $T$ , cuando resulta:

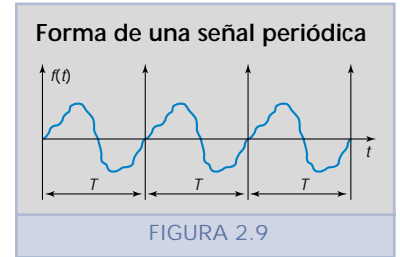




$$f(t) = f(t + T) \quad \text{y} \quad \left. \frac{\partial^n f(t)}{\partial t^n} \right|_{t = \frac{\partial^n f(t)}{\partial t^n}} \bigg|_{t + T} = \text{para todo } n \quad (2.1)$$

En efecto, la figura 2.9 nos muestra una señal de estas características, donde  $T$  es el período que debe satisfacer la ecuación (2.1).

Dentro del conjunto de las señales periódicas, estudiaremos en particular dos que resultan de fundamental importancia: la función sinusoidal armónica simple y la función onda cuadrada.



### La función sinusoidal armónica simple

#### 2.2.1.2

Una de las formas más comunes de las señales analógicas es la función sinusoidal armónica simple. Esta señal es la que se genera cuando una espira de alambre gira a velocidad angular constante en el interior de un campo magnético generado por imanes (figura 2.10).

Este supuesto equipo se denomina alternador de una espira, y la fuerza electromotriz que se induce en la espira está dada por la siguiente expresión:

$$f(t) = A \sin(\omega t + \theta) \quad (2.2)$$

donde:

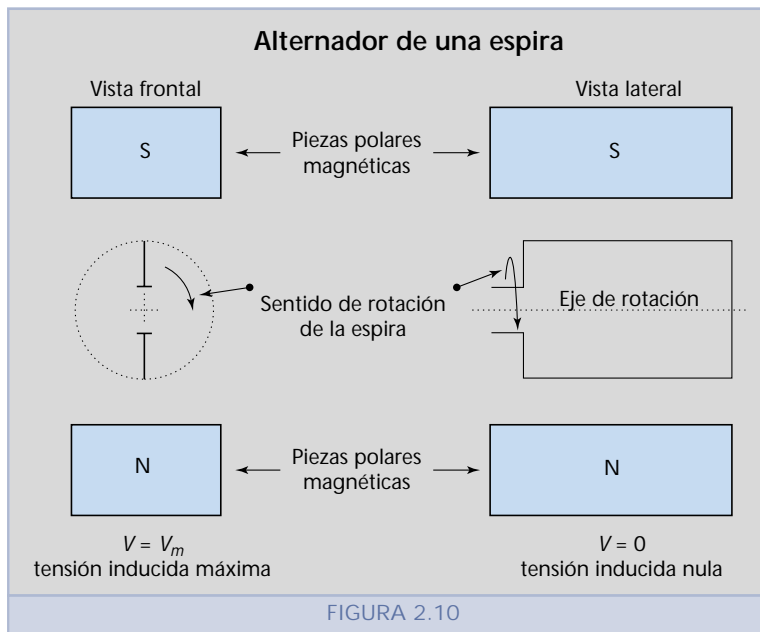
$A$  = Amplitud.

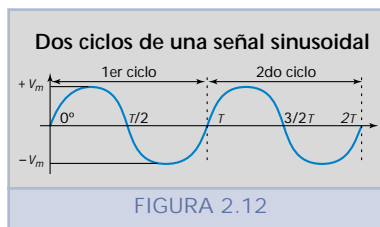
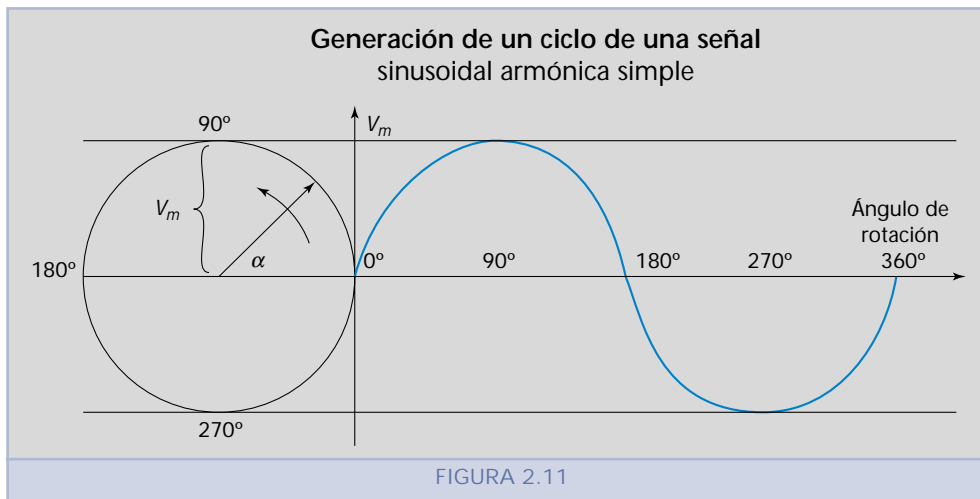
$\omega$  = Pulsación angular =  $2\pi \cdot f$ ; donde  $f = 1/T$ .

$\theta$  = Ángulo de fase inicial.

$T$  = Período.

Como se verá a continuación, cada uno de estos parámetros tiene un significado preciso en la forma de la onda generada. En la figura 2.11 se representa gráficamente un ciclo completo de revolución de la espira. En





esta figura se muestra la forma de la función, que representa la tensión que se ha generado en la espira en función del ángulo que ésta ha girado con respecto a las piezas polares del imán permanente, hasta completar un ciclo. La rotación continua de la espira genera una señal periódica, donde los valores se repiten cíclicamente (expresión 2.1). Cuando la espira ha girado  $360^\circ$ , decimos que la señal ha completado un ciclo (que en radianes será igual a  $2\pi$ ).

De acuerdo con lo indicado en el punto 2.2.1.1,

*p*<sub>eríodo</sub>

Se denomina **período** al tiempo que tarda la señal en completar un ciclo. El período se representa por la letra  $T$  y se expresa en segundos.

En la figura 2.12 se representan dos ciclos de una señal sinusoidal en función del tiempo.

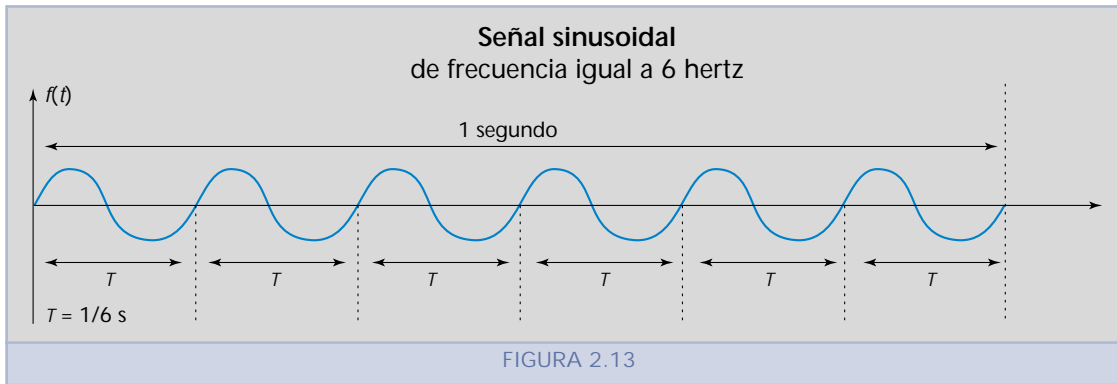
Se denomina **frecuencia** a lo siguiente:

*f*<sub>recuencia</sub>

Número de ciclos completos que tiene lugar en un segundo. La frecuencia se mide en hertz<sup>1</sup>.

Una frecuencia de 1 hertz corresponde a un ciclo por segundo. La frecuencia y el período están relacionados por la expresión siguiente:

<sup>1</sup> HEINRICH RUDOLF HERTZ, nació en la ciudad de Hamburgo, Alemania, en el año 1857 y falleció prematuramente en el año 1894. Se desempeñó como profesor de física en la Universidad de Karlsruhe y luego en la Universidad de Bonn. HERTZ basándose en la teoría electromagnética, que desarrolló el físico escocés JAMES CLERK MAXWELL, tuvo el gran mérito de poder demostrar experimentalmente en 1884, la **Teoría Electromagnética de Maxwell**, probando la propagación de las ondas electromagnéticas en el vacío, a la velocidad de la luz. Sus experimentos permitieron desarrollar aplicaciones tales como el telégrafo inalámbrico y la radio. La unidad de medida de la frecuencia lleva su nombre en su honor.



$$f [\text{hertz}] = \frac{1}{T [\text{s}]} \quad (2.3)$$

donde:

$f$  = Frecuencia [hertz]

$T$  = Período [s]

A su vez, la frecuencia y la pulsación están relacionadas por la expresión siguiente:

$$\omega = 2\pi f \quad (2.4)$$

En la figura 2.13 se muestra una señal sinusoidal de  $f = 6$  hertz, es decir

$$T [\text{s}] = \frac{1}{6 [\text{hertz}]} \quad (2.5)$$

Analicemos ahora el papel que desempeña el ángulo de fase inicial,  $\theta$ , en la ecuación (2.2)

$$f(t) = A \sin(\omega t + \theta)$$

Si analizamos esta expresión para el instante  $t = 0$ , resultará:

$$f(0) = A \sin \theta \quad (2.6)$$

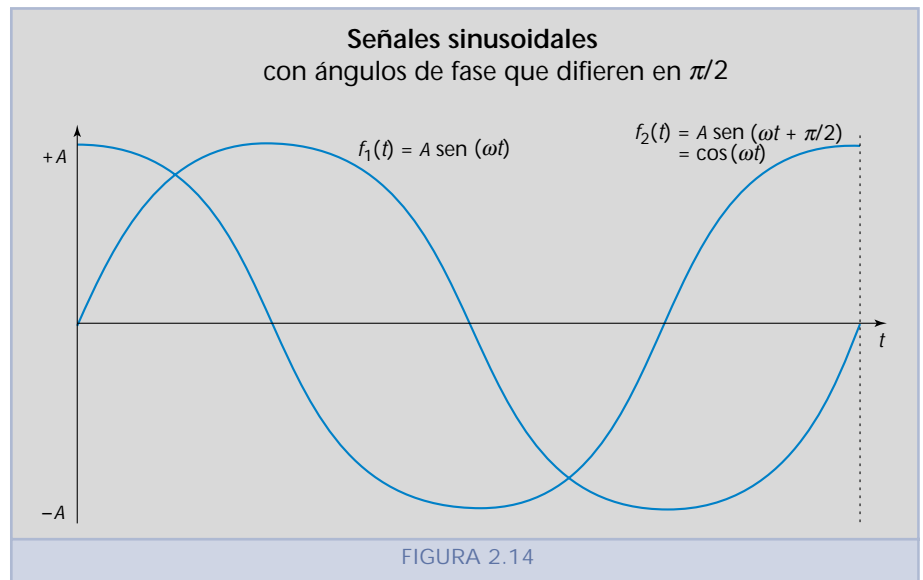
Es decir el valor de la función en el instante  $t = 0$  depende del valor del ángulo de fase inicial (para valores de  $A$  constantes).

Consideremos ahora dos funciones que sólo difieren en los valores del ángulo de fase inicial,  $\theta$ :

$$\theta_1 = 0; \quad \text{luego,} \quad f_1(\theta_1) = 0 \quad (2.7)$$

$$\theta_2 = \frac{\pi}{2}; \quad \text{luego,} \quad f_2(\theta_2) = A \sin \frac{\pi}{2} = A \quad (2.8)$$

En la figura 2.14 se representan gráficamente las dos señales estudiadas. Como se puede observar, las dos sinusoides son idénticas excepto en el valor del ángulo de fase inicial. Esta diferencia puede expresarse como una diferencia de fase. Así, se dice que una señal atrasa o adelanta un cier-



to número de grados respecto a otra señal que sólo difiere de la anterior en el ángulo de fase. En la figura 2.14 la señal  $f_2(t)$  adelanta  $90^\circ$  respecto de la señal  $f_1(t)$ .

### 2.2.1.3

#### La función onda cuadrada

Una de las formas más comunes de las señales digitales es la función onda cuadrada. Esta señal es generada, normalmente, por equipos denominados generadores de pulsos que se basan en las técnicas de la electrónica digital. En la figura 2.15, se representa gráficamente una señal periódica onda cuadrada.

La función onda cuadrada se define matemáticamente mediante las siguientes expresiones:

$$f(t) = 1, \text{ para } 0 < t < T/2 \quad \text{y} \quad f(t) = -1, \text{ para } T/2 < t < T \quad (2.9)$$

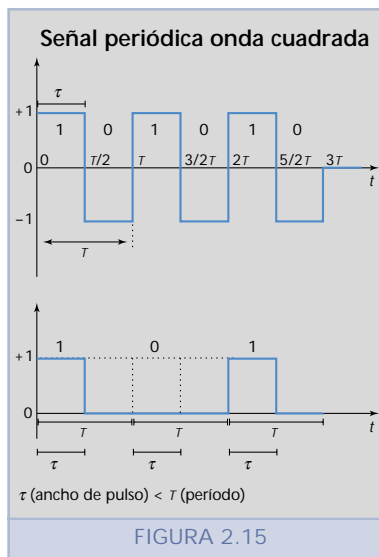
En esta función, los conceptos de **frecuencia**, **período** y **amplitud** tienen el mismo significado. Sin embargo, en este caso la frecuencia también se denomina **frecuencia de repetición de pulsos (FRP)**, y es igual a:

$$\text{FRP} = 1/T \quad (2.10)$$

En el estudio de las señales digitales aparece un parámetro muy importante denominado ancho de pulso ( $\tau$ ). Más adelante veremos que el ancho del pulso está relacionado con el **ancho de banda** del canal de comunicaciones por el cual se transmitirá la señal digital.

### 2.2.1.4

**Factor de forma.** Relación entre señales periódicas analógicas y digitales. Las señales periódicas pueden ser caracterizadas tanto por el **valor eficaz de la amplitud** como por el **valor medio de la amplitud**. Cuando la amplitud representa los valores de la tensión de una señal, éstos son los va-



**NOTA:** Comprobar si era esta la corrección deseada (figura)

lores eficaces de la tensión; cuando representa los valores de corriente, éstos son los valores medios de la corriente.

El **valor eficaz** se define como aquel que resulta de la siguiente expresión:

$$y_e = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f(t)^2 dt} \quad (2.11)$$

Físicamente, el valor eficaz de una señal alterna puede interpretarse como el valor que debería tener una señal continua que ocasionase el mismo efecto sobre la carga que la señal alterna.

El **valor medio** se define como aquel que resulta de la siguiente expresión:

$$y_m = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (2.12)$$

Conocidas las expresiones (2.11) y (2.12), es posible definir el concepto denominado **factor de forma**. Dada una función  $f(t)$ , se denomina factor de forma,  $FF$ , a la relación entre los valores eficaz y medio de dicha señal.

$$FF = \frac{y_e}{y_m} \quad (2.13)$$

Dado que el factor de forma de la onda cuadrada es igual a 1, el factor de forma de una señal  $f(t)$  da una idea de la deformación que esa función presenta respecto de una función onda cuadrada de igual período. Cuanto mayor sea este factor para una función dada, más deformada será ésta respecto de la función onda cuadrada.

#### Factor de forma de una onda cuadrada

#### ejemplo 2.1

La función onda cuadrada se toma como una referencia a partir de la cual se puede medir la deformación de cualquier otra señal. A continuación veremos que el valor de su factor de forma es igual a uno. Para ello desarrollaremos las expresiones del factor de forma a partir de la onda cuadrada de la figura 2.15. Repetimos aquí la expresión 2.9, que definía dicha función:

$$f(t) = 1, \text{ para } 0 < t < T/2 \quad \text{y} \quad f(t) = -1, \text{ para } T/2 < t < T$$

Dada la simetría particular de la función sobre un período,  $y_e$  se calcula para un semiperíodo, es decir:

$$y_e = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} f(t)^2 dt} = 1$$

Para calcular  $y_m$  debemos considerar obligatoriamente el semiperíodo, dado que en caso contrario su valor sería cero.

$$y_m = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} f(t) dt = 1$$

Luego

$$FF = \frac{y_e}{y_m} = \frac{1}{1} = 1$$

### ejemplo 2.2

#### Factor de forma de una onda sinusoidal

Dado que la función seno tiene igual simetría, valen las mismas consideraciones que en el caso anterior, luego:

$$y_e = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} (A \sen(\omega t))^2 dt}$$

Completando el diferencial y sacando la constante  $A$  fuera de la integral, tendremos:

$$y_e = \sqrt{\frac{A^2}{\pi} \int_0^{\pi} (\sen(\omega t))^2 d(\omega t)}$$

Operando convenientemente resulta:

$$y_e = \frac{A}{\sqrt{2}}$$

Calculemos ahora  $y_m$ . Como en este caso es una señal alterna, se debe tomar el semiperíodo, porque de lo contrario el valor medio daría cero.

$$y_m = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} A \sen(\omega t) dt$$

Análogamente, completando el diferencial, tomando  $A = 1$  e integrando tendremos:

$$y_m = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sen(\omega t) d\omega t$$

$$y_m = 0,637$$

Luego, su factor de forma,  $FF$ , es

$$FF = \frac{0,707}{0,637} = 1,1109$$

Se puede observar que el valor obtenido es mayor que el de la onda cuadrada, porque la señal sinusoidal está deformada respecto de ésta.

### ejemplo 2.3

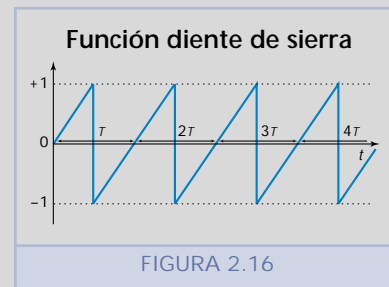
#### Factor de forma de una función diente de sierra

En la figura 2.16 se muestra una función, denominada **diente de sierra**, que es muy utilizada en la técnica electrónica (es la que se utiliza, por ejemplo, para la señal de barrido de un osciloscopio).

Si calculamos el factor de forma de una señal diente de sierra de período  $T$  y amplitud igual a 1, obtendremos el siguiente valor:

$$FF = 1,155$$

Esto significa que difiere de la onda cuadrada aún más que la señal sinusoidal.



## Representación de una señal periódica mediante la serie de Fourier 2.2.2

### Conceptos básicos 2.2.2.1

La relación entre las distintas funciones periódicas es mucho más amplia que la que existe con el factor de forma de la función onda cuadrada. En efecto, toda función periódica que cumpla con las denominadas **Condiciones de Dirichlet**<sup>1</sup> admite ser desarrollada en **Serie de Fourier**<sup>2</sup>.

Esto significa que funciones tales como la **onda cuadrada** o la llamada **diente de sierra** admiten no sólo una definición por medio de proposiciones, sino también una representación en serie de senos o de cosenos.

Las series de Fourier resultan uniformemente convergentes y, por lo tanto, tienen un conjunto de propiedades muy importantes como, por ejemplo, que pueden ser derivadas o integradas término a término, etc.

### Condiciones de Dirichlet 2.2.2.2

Las condiciones de Dirichlet son necesarias y suficientes para que una función  $f(t)$  pueda ser desarrollada en serie de Fourier.

- La función  $f(t)$  debe ser periódica, de período  $T$ .
- La función  $f(t)$  debe ser definida y univalente, salvo número finito de puntos, en el intervalo de integración.
- La función  $f(t)$  y su derivada  $f'(t)$  deben ser seccionalmente continuas en el intervalo de integración (o continuas por secciones).

<sup>1</sup> *PETER GUSTAV DIRICHLET*, nació en 1805 en Düren, Alemania y falleció en 1859. Matemático, trabajó en la teoría de los números. Junto con *LOBACHEVSKY*, fueron los primeros de dar el concepto de función, como correspondencia entre dos conjuntos de números reales.

<sup>2</sup> *JEAN BAPTISTE JOSEPH FOURIER*, célebre físico-matemático francés. Nació en la ciudad de Auxerre, en el año 1768 y falleció en el año 1830. En 1816 fue designado Miembro de la Academia de Ciencias y en 1827 de la Academia Francesa. Fue un importante investigador sobre la teoría de la transmisión del calor, que se reflejó en su libro **La Teoría Analítica del Calor**. Para el desarrollo de esta teoría, representó las funciones discontinuas como una suma de infinitos términos de senos y cosenos, que recibe en su honor el nombre de **Serie de Fourier**.

### 2.2.2.3 Determinación de los coeficientes de la serie de Fourier

Toda función que cumpla con las condiciones de Dirichlet admite ser representada por una serie de la forma:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{n=\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)) \quad (2.14)$$

donde:

$T$  = Período de la señal  $f(t)$ .

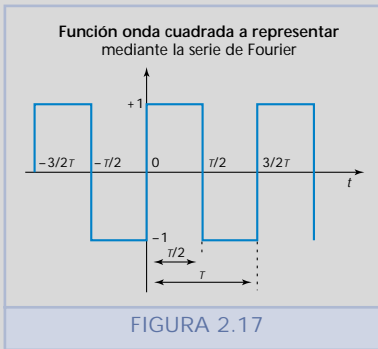
$\omega = 2\pi/T$  = pulsación de la señal  $f(t)$

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} f(t) dt; \quad n = 0 \quad (2.15)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} f(t) \cos(n\omega t) dt; \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (2.16)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} f(t) \sin(n\omega t) dt; \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (2.17)$$

#### ejemplo 2.4



Representación de la función onda cuadrada en serie de Fourier

**Representar la señal periódica cuadrada indicada en la figura 2.17 mediante la serie de Fourier.**

PASO 1 Cálculo de  $a_0$ :

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} f(t) dt = 0$$

Dado que el área comprendida entre  $-T/2$  y  $+T/2$  es nula.

PASO 2 Cálculo de  $a_n$ :

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} f(t) \cos(n\omega t) dt = 0; \quad \text{para todo } n$$

Pues queda el  $\sin \omega t$ , que integrado entre  $-\pi$  y  $+\pi$  es cero.

PASO 3 Cálculo de  $b_n$ :

$$b_n = \frac{2}{n\omega T} \int_{-T/2}^{+T/2} f(t) \sin(n\omega t) dt$$

expresión que integrada convenientemente resulta,

$$b_n = \frac{2}{n\omega T} \left[ \cos(n\omega t) \Big|_{T/2}^0 - \cos(n\omega t) \Big|_0^{T/2} \right]$$

Luego, el valor de  $b_n$  dependerá de que  $n$  sea par o impar,

- para  $n$  = par  $b_n = 0$
- para  $n$  = impar  $b_n = \frac{4}{n\pi}$



En consecuencia, reemplazando los coeficientes  $a_0$ ,  $a_n$  y  $b_n$  en la expresión de la serie (2.14), resultará:

$$f(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=\text{impar}}^{n=\infty} \frac{1}{n} \sin(n\omega t)$$

Desarrollando esta expresión se obtiene la siguiente serie de senos:

$$f(t) = \frac{4}{\pi} \left[ \sin(\omega t) + \frac{1}{3} \sin(3\omega t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega t) + \frac{1}{7} \sin(7\omega t) + \dots + \frac{1}{n} \sin(n\omega t) \right]$$

Este resultado demuestra que la señal onda cuadrada también se puede expresar mediante la suma de infinitas funciones sinusoidales, todas de diferente frecuencia, que se denominan armónicas.

Si se tomaran solamente algunos términos de la serie, se tendría una aproximación a la función señalada, que será más precisa, cuanto más términos de la serie se consideren. Como se expresó anteriormente, cuando se tomen los infinitos términos, la serie representará fielmente a la función onda cuadrada original.

Los canales de comunicaciones, al poseer un ancho de banda acotado o finito, no permiten el pasaje de las infinitas armónicas necesarias para reconstruir la señal onda cuadrada a la salida de dicho canal.

El canal no deja pasar nada a partir de cierta armónica, con lo cual la señal a la salida del mismo se encuentra distorsionada o deformada y da lugar a errores en la determinación de los unos y ceros transmitidos.

#### Expresión compleja de la Serie de Fourier 2.2.2.4

Para analizar una señal en el dominio de la frecuencia resulta conveniente recurrir a la llamada expresión compleja del desarrollo en Serie de Fourier. En efecto, es posible desarrollar una función que cumple las condiciones de Dirichlet mediante una expresión del siguiente tipo:

$$f(t) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} C_n e^{in\omega t} \quad (2.18)$$

donde:

$$C_n = \int_{-T/2}^{+T/2} f(t) e^{-in\omega t} dt \quad (2.19)$$

#### Espectro de amplitud y de fase de una función periódica 2.2.2.5

En muchos casos relacionados con las comunicaciones digitales es necesario tener las gráficas de los denominados espectros de amplitud y espectros de fase. Denominaremos amplitud del espectro a la expresión:

$$|C_n| = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (2.20)$$

Denominaremos fase del espectro a la expresión:

$$\theta_n = \arctg \left( -\frac{b_n}{a_n} \right) \quad (2.21)$$

Se puede observar que para cada valor discreto de  $n$  tendremos un valor de amplitud  $C_n$  y un valor de fase  $\theta_n$ .

Basándonos en estas expresiones, podremos construir gráficos que muestren el comportamiento de la función en amplitud y en fase.

En particular:

- Gráfico de la amplitud del espectro, en función de la pulsación  $n\omega$ .
- Gráfico de la fase del espectro, en función de la pulsación  $n\omega$ .

Para elaborar estos gráficos se debe recurrir a las expresiones (2.20) y (2.21).

### ejemplo 2.5

#### Tren de pulsos periódicos

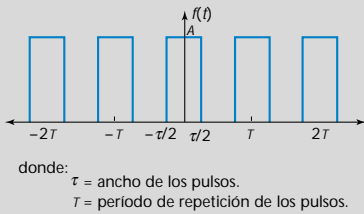


FIGURA 2.18

Representación de una función por medio de la serie de Fourier compleja

**Representar la señal de la figura 2.18 mediante la serie de Fourier compleja y representar gráficamente el espectro de amplitud y el espectro de fase en función de  $n\omega$ .**

Desarrollando la función mediante la serie de Fourier compleja tendremos, sobre la base de las expresiones (2.20) y (2.21),

$$f(t) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} C_n e^{in\omega t}$$

donde en este caso  $C_n$  será igual a

$$C_n = \int_{-T/2}^{+T/2} A e^{-in\omega t} dt$$

Integrando y operando convenientemente, la expresión anterior resulta:

$$C_n = \frac{A\tau}{T} \frac{\text{sen}((n\omega\tau)/2)}{(n\omega\tau/2)} \quad (2.22a)$$

Se puede observar que  $C_n$  es real y por lo tanto el espectro de fase es cero. La simetría adoptada para  $f(t)$  permitió llegar a este resultado que posibilita amplificar el análisis.

Analicemos el espectro de amplitud. En dicho espectro el valor de  $C_n$  se anula por primera vez para:

$$\frac{n \cdot \omega \tau}{2} = \pi \text{ de donde} \quad (2.22b)$$

$$n\omega = \frac{2\pi}{\tau} \text{ el siguiente valor será: } \frac{4\pi}{\tau} \text{ y en general } \left( \frac{2n\pi}{\tau} \right) \quad (2.23)$$

En la figura 2.19 se puede observar el gráfico del espectro de amplitud del tren de pulsos analizado. Las frecuencias negativas que aparecen en el ejemplo constituyen sólo un resultado matemático, pero no tienen sentido físico.

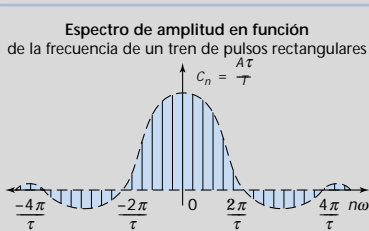


FIGURA 2.19

### Análisis del espectro de amplitud de la señal del ejemplo 2.5 2.2.2.6

El análisis que se puede efectuar del ejemplo precedente es el siguiente:

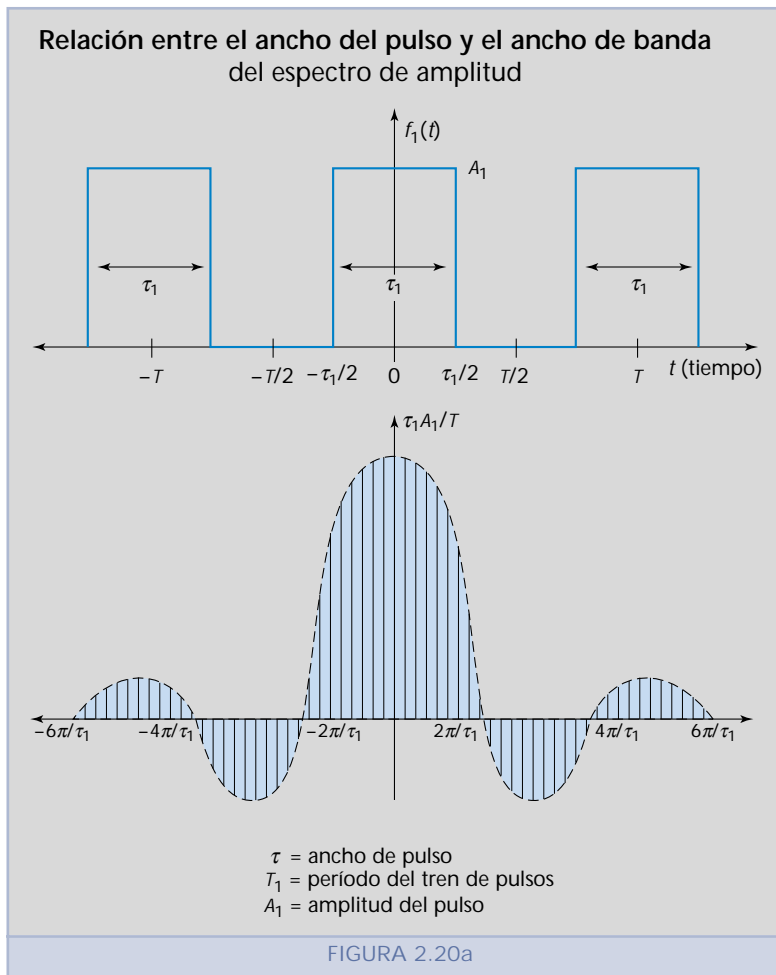
- Desde un punto de vista matemático, la envolvente de  $C_n$  es proporcional a la función siguiente:

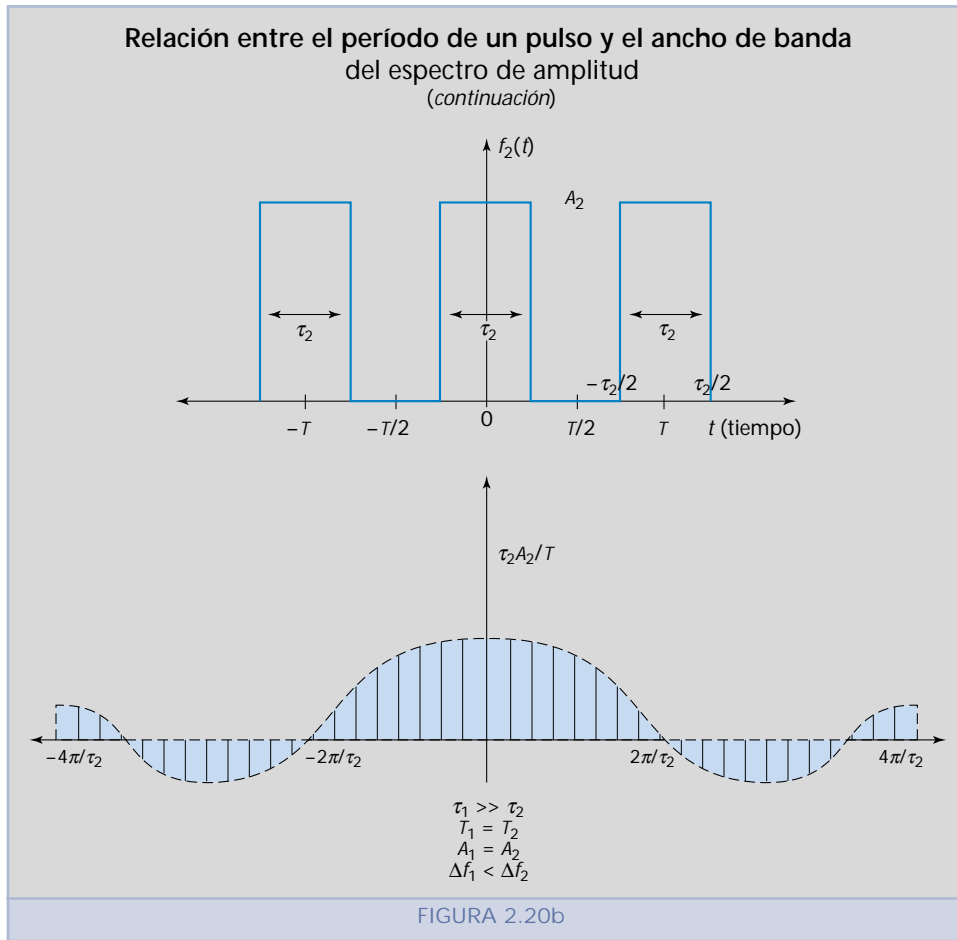
$$p(x) = \frac{\text{sen}(x)}{x}, \quad \text{donde } x = \frac{n\omega\tau}{2} \quad (2.24)$$

Para  $x = 0$ , y tomando el límite, obtendremos

$$\lim_{\frac{n\omega\tau}{2} \rightarrow 0} \frac{\text{sen}\left(\frac{n\omega\tau}{2}\right)}{\left(\frac{n\omega\tau}{2}\right)} = 1 \quad (2.25)$$

Este procedimiento aplicado a la expresión 2.22 nos dará un máximo igual a  $\frac{A\tau}{T}$ .





Por otro lado, el primer mínimo, o sea  $C_n = 0$  (2.25) ocurrirá para  $\frac{n\omega\tau}{2} = \pi$ , de donde se obtiene que  $n\omega = \frac{2\pi}{\tau}$ .

Luego para hallar el valor de  $n$ , se debe conocer el período  $T$ , y el ancho del pulso  $\tau$

$$n \frac{2\pi}{T} = \frac{2\pi}{\tau} \quad \text{luego } n = \frac{T}{\tau}$$

- La separación entre componentes discretas del espectro es igual a  $\frac{2\pi}{T}$ . Cuando aumenta la frecuencia del tren de pulsos, las líneas del espectro se separan más, y se extienden hacia frecuencias mayores. Esto significa que una variación más rápida de la señal  $f(t)$  en el dominio del tiempo implica tener que considerar componentes de mayor frecuencia. Expresado de otra manera, si la señal de pulsos a considerar es de una frecuencia alta, la amplitud de las armónicas de frecuencias altas será importante y si no se tienen en cuenta estas frecuencias se cometerá un error considerable. Por el contrario, si la

señal es de frecuencia baja, las armónicas de frecuencias altas podrán despreciarse sin cometer grandes errores.

- Las líneas de mayor amplitud se concentran en la región de las frecuencias menores. Como la energía de una señal está directamente relacionada con la amplitud de las componentes del espectro, resulta comprensible que la mayor parte de la energía asociada a la señal esté concentrada en las frecuencias más bajas.
- Como conclusión de lo expresado anteriormente se puede decir que cuando un tren de pulsos aumenta su frecuencia también aumenta la energía contenida en las frecuencias más altas. Por lo tanto, también aumenta la importancia de las armónicas de las frecuencias más altas del desarrollo en serie de Fourier de la señal, por cuanto estas transportarán más energía.
- En telecomunicaciones existe un concepto que reviste gran importancia y es el que se refiere al llamado **ancho de banda**.

Si bien este concepto será tratado oportunamente con mayor extensión en el punto 2.4 de este capítulo, podemos dar ahora una idea de él:

El ancho de banda de una señal es el intervalo de frecuencias en el cual se concentra la mayor parte de su energía.

*a*ncho de banda

Para el caso que estamos analizando, podemos señalar que existe una relación inversa entre el ancho de un pulso y el ancho de banda cubierto por el espectro de frecuencia. La mayor parte de la energía estará concentrada entre las frecuencias:

$$0 < f < \frac{1}{\tau} \quad (2.26)$$

En consecuencia, el primer valor para el cual  $C_n$  se anula puede considerarse como una medida aproximada del ancho de banda necesario para contener la mayor parte de la energía de la señal y, por lo tanto, como veremos más adelante, servirá para diseñar el sistema de comunicaciones. Este valor es

$$\omega = 2\pi/\tau \quad (2.27)$$

Dividiendo esta última expresión por  $2\pi$  obtendremos que el ancho de banda  $\Delta f$ , será el comprendido entre la frecuencia cero y la que corresponde al primer punto donde la envolvente toma un valor nulo.

$$\Delta f = \frac{1}{\tau} \quad (2.28)$$

Las figuras 2.20a y 2.20b muestran que cuando el ancho del pulso aumenta, el ancho de banda necesario disminuye, y viceversa.

### 2.2.3 Ondas electromagnéticas. Ecuación de onda

#### 2.2.3.1 Las ecuaciones de Maxwell<sup>1</sup>

Las señales se propagan por los medios en forma de ondas electromagnéticas. Este concepto vale tanto para la propagación en medios conductores (por ejemplo cables de cobre) como para la propagación en medios dieléctricos, como es el caso del vacío o del aire (señales de radio, sistemas de microondas, etc.).

En el primer caso se aplica la llamada **Ecuación de la Difusión**, por cuanto las señales se propagan en los medios conductores de la misma manera que las ondas de calor. En el segundo caso para los medios dieléctricos, se cumple con la **Ecuación de Onda**; expresiones a las que nos referiremos más adelante.

El campo electromagnético está constituido por la interacción de dos campos: el campo eléctrico  $\vec{E} = E(x, y, z, t)$  y el campo magnético  $\vec{H} = H(x, y, z, t)$ . Las ecuaciones de Maxwell relacionan con toda precisión la interacción entre ambos campos.

Por otro lado, una de las consecuencias más importantes de las ecuaciones de Maxwell es la que indica que el campo electromagnético se propaga con una velocidad finita, que depende del medio en el cual se propaga. En el caso del vacío, la velocidad de propagación coincide con la velocidad de la luz<sup>2</sup>.

El primero en verificar las ecuaciones de Maxwell y observar la propagación de los campos magnético y eléctrico fue Hertz, en 1898. Maxwell, con una visión genial, logró resumir un conjunto de experimentos electromagnéticos realizados por varios físicos de una generación que sentó las bases de las leyes de la electricidad y del magnetismo.

Las ecuaciones de Maxwell resumen, de una manera sencilla pero completa, los trabajos que habían venido realizando importantes investigadores de esa generación, tales como **COULOMB**<sup>3</sup> (cargas electrostáticas),

<sup>1</sup> *JAMES CLERK MAXWELL*, es uno de los físicos más importantes en la historia científica de la humanidad (los autores de este texto le profesan una profunda admiración y respeto). Nació en el año 1831, en la ciudad de Edimburgo, Escocia, y falleció a los 48 años en 1879. Estudió en las Universidades de Edimburgo y de Cambridge; y se desempeñó como profesor de física en la Universidad de Aberdeen desde 1856 a 1860. En 1871 fue designado primer profesor de física experimental en la Universidad de Cambridge. Si bien este destacado investigador desempeñó un importante papel en el desarrollo de la **Teoría Cinética de los Gases**, que permitió explicar la naturaleza de los gases, y trabajó en otros importantes temas, tales como la termodinámica y la teoría del calor; su trabajo cumbre es el desarrollo de la **Teoría Electromagnética** y él planteó lo que hoy se conoce como las **Ecuaciones de Maxwell**. En ellas, a través de cuatro ecuaciones diferenciales, se demuestra la relación que existe entre los campos eléctrico y magnético en términos de las magnitudes **espacio** y **tiempo**. Estos conceptos fueron publicados en 1873, en su obra *TREATISE ON ELECTRICITY AND MAGNETISM* (Tratado de Electricidad y Magnetismo). Maxwell no pudo demostrar por medios experimentales su **Teoría Electromagnética**, tarea que llevó a cabo Hertz en 1888.

<sup>2</sup> Aproximadamente,  $c = 300\,000\text{ km/s}$ .

<sup>3</sup> *CHARLES AUGUSTIN DE COULOMB*, nació en 1736 en la ciudad de Angoulême, Francia. Ingeniero militar y físico estudió la relación existente entre las cargas electrostáticas y las fuerzas mecánicas formulando la ley que lleva su nombre. Falleció en el año 1806.

## Magnitudes usadas en el electromagnetismo

Magnitud	Tipo de variable	Representación	Unidades
Campo eléctrico	Vectorial	$E(x, y, z, t)$	volt/metro
Campo magnético	Vectorial	$H(x, y, z, t)$	ampere/metro
Desplazamiento eléctrico	Vectorial	$D(x, y, z, t)$	coulomb/m <sup>2</sup>
Flujo magnético	Vectorial	$B(x, y, z, t)$	tesla = weber/m <sup>2</sup>
Permitividad eléctrica	Escalar <sup>1</sup>	$\epsilon$	faradio/metro
Permeabilidad magnética	Escalar <sup>18</sup>	$\mu$	henry/metro
Conductividad	Escalar	$\sigma$	1/ohm × metro
Densidad de carga	Escalar	$\rho(x, y, z)$	coulomb/metro <sup>3</sup>
Densidad de corriente	Vectorial	$J(x, y, z, t)$	ampere/metro <sup>2</sup>
Flujo eléctrico	Escalar	$F$	volt

<sup>1</sup> Para medios isotropos y homogéneos. En medios anisotropos estas magnitudes son tensores.

FIGURA 2.21

**AMPÈRE**<sup>1</sup> (campos magnéticos generados por corrientes eléctricas), **GAUSS**<sup>2</sup> (campos magnéticos), **OERSTED**<sup>3</sup> (fenómenos electromagnéticos) y **FARADAY**<sup>4</sup> (inducción electromagnética). A continuación haremos un breve resumen de estos trabajos.

Empezaremos considerando la Ley de Coulomb generalizada para muchas cargas, siempre que éstas estén distribuidas en forma homogénea.

$$Q = \int_V \rho(x, y, z) dv \quad (2.29)$$

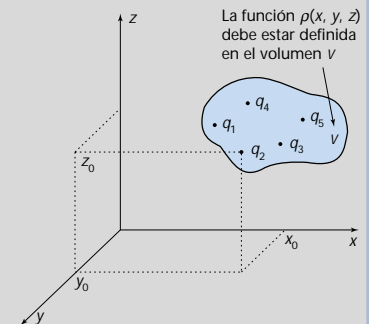
Distribución homogénea de cargas  
Representación de  $q$  en un volumen  $V$ 

FIGURA 2.22

<sup>1</sup> **ANDRÉ MARIE AMPÈRE**, nació en 1775 en la ciudad de Polémieux-au-Mont-d'Or, Francia. Matemático, físico y químico, realizó numerosos descubrimientos en el campo de la física, en especial referidos a la generación de campos magnéticos producidos por corrientes eléctricas. Llegó a formular una ley que lleva su nombre. Su primera publicación fue sobre la teoría de la probabilidad. Falleció en 1836.

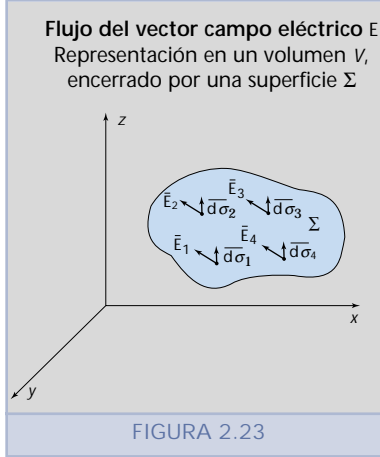
<sup>2</sup> **KARL FRIEDRICH GAUSS**, nació en 1777 en la ciudad de Braunschweig, Alemania. Estudió en el Collegium Carolinum y en la ciudad de Göttingen. Se destacó en el campo de la matemática por sus trabajos sobre la teoría de los números, la geometría no euclidiana y la teoría de probabilidad. En el campo de la física realizó importantes estudios sobre los campos magnéticos. Falleció en 1855.

<sup>3</sup> **HANS CHRISTIAN OERSTED**, nació en 1777 en Rudkøbing, Dinamarca. Fue el primer investigador que descubrió la existencia de efectos electromagnéticos provocados por corrientes eléctricas. Fue profesor del Instituto Politécnico de Copenhague. Falleció en 1851.

<sup>4</sup> **MICHAEL FARADAY**, nació en 1791 en Newington, Condado de Surrey, Inglaterra. De origen humilde, fue un destacado químico y físico que se caracterizó por realizar numerosos experimentos de laboratorio, que le llevaron a descubrir las leyes de la inducción electromagnética y de la electrólisis. Rechazó trabajar en la producción de gas venenoso para la guerra de Crimea. Falleció en 1867.

Esta ley expresa lo siguiente:

Dado un volumen  $v$ , en el que está definida una distribución de cargas a través de una función del tipo  $\rho = \rho(x, y, z)$ , la carga total existente en ese volumen está dada por la integral volumétrica de dicha función, sobre el volumen total.



Aquí  $dV$  es un elemento del volumen de integración  $V$ , que contiene la totalidad de las cargas.

Veamos ahora la **Ley de Gauss**. Como en el caso anterior, consideraremos una distribución continua de cargas, caracterizada por una función densidad volumétrica de cargas, encerrada en una superficie cerrada que contiene un volumen  $V$ , en un medio caracterizado por una constante dieléctrica  $\epsilon$ , entonces,

El Flujo del vector Campo Eléctrico sobre una superficie cerrada  $\Sigma$  (denominada generalmente gaussiana) resultará igual a la integral de volumen de la función densidad volumétrica de cargas, tal que dicho volumen sea el encerrado por dicha superficie y cuya constante dieléctrica sea  $\epsilon$ .

$$\int_{\Sigma} \vec{E} \times \overline{d\sigma} = 1/\epsilon \int_V \rho(x, y, z) dV \quad (2.30)$$

Si al primer miembro le aplicamos el Teorema de la Divergencia, también llamado **Teorema de Gauss**, tendremos que el flujo del vector campo eléctrico sobre la superficie cerrada será igual a la divergencia del mismo vector calculada sobre el volumen que dicha superficie encierra,

$$\int_{\Sigma} \vec{E} \times \overline{d\sigma} = \int_V \text{Div } \vec{E} dV \quad (2.31)$$

Observando las ecuaciones (2.30) y (2.31), vemos que los primeros miembros son iguales, por lo que lo serán los segundos; además, como los volúmenes de integración de éstos son también iguales, lo serán los integrandos, es decir,

$$\text{Div } \vec{E} = 1/\epsilon \rho(x, y, z) \quad (2.32)$$

La ecuación (2.32) resulta la expresión diferencial de la Ley de Gauss.

Por otra parte, un campo electrostático puede ser expresado como el gradiente con signo negativo del potencial que genera dicho campo, es decir,

$$|\vec{E}| = -\nabla \phi \quad (2.33)$$

Tomando la divergencia en ambos miembros de la ecuación (2.33), tendremos,

$$\text{Div } \vec{E} = -\nabla \cdot \nabla \phi \quad (2.34)$$

La divergencia del gradiente resulta ser el operador laplaciano  $\nabla^2$ , y, si lo aplicamos en la ecuación (2.34) obtendremos,



$$\text{Div } \bar{\mathbf{E}} = -\nabla^2 \varphi \quad (2.35)$$

Como los primeros miembros de (2.32) y de (2.35) son iguales, también lo serán los segundos; entonces resulta,

$$\nabla^2 \varphi = 1/\varepsilon \rho(x, y, z) \quad (2.36)$$

Esta última expresión, que se conoce como la **Ley de Poisson**<sup>1</sup> está representada a través de una ecuación diferencial en derivadas parciales segundas, que permite calcular el potencial en un punto del espacio, conociendo la constante dieléctrica del medio  $\varepsilon$ , la función de distribución de cargas, expresada a través de la función  $\rho(x, y, z)$ , y las condiciones de contorno correspondientes.

Como un caso particular, en cierta clase de problemas electrostáticos, donde existen conductores, la función  $\rho(x, y, z)$  se anula en la mayoría de los puntos; en ese caso,  $\rho(x, y, z) = 0$ , entonces, la ecuación (2.36) resulta en la (2.37), es decir,

$$\nabla^2 \varphi = 0 \quad (2.37)$$

A la ecuación (2.37) se la conoce como **Ley de Laplace**<sup>2</sup>. Esta ley permite resolver, por ejemplo, el problema de hallar el potencial en todos los puntos del espacio externo a un grupo de conductores, que mantengan potenciales  $\varphi^1, \varphi^2, \varphi^3, \dots, \varphi^n$ .

En cuanto al campo eléctrico  $\mathbf{E}$ , las particularidades de su comportamiento podrían ser resumidas diciendo que en los medios conductores, por cuanto este campo no varía en función del tiempo, su valor es nulo, es decir,  $\mathbf{E} = 0$ ; en los cuerpos dieléctricos y en medios isótropos resulta la relación siguiente,

$$\bar{\mathbf{D}} = \varepsilon \bar{\mathbf{E}} \quad (2.38)$$

donde  $\varepsilon$ , como ya se expresó, es la permitividad eléctrica o constante dieléctrica del medio. Si las cargas están distribuidas homogéneamente en un volumen  $V$ , resulta que la divergencia del vector  $\mathbf{D}$  es

$$\text{Div } \bar{\mathbf{D}} = Q \quad (2.39)$$

donde  $Q$  es la carga total contenida en el volumen  $V$ .

Reemplazando  $\mathbf{D}$  por su valor en (2.36), resultará la expresión (2.37) y, operando,

<sup>1</sup> SIMÉON DENIS POISSON, nació en 1781 en Pithiviers, Francia. Estudió en la École Polytechnique de Palaiseau y destacó como matemático y físico. Se lo conoce por sus contribuciones a las teorías de la electricidad y el magnetismo. Recibió fuerte influencia de los famosos matemáticos franceses Lagrange, Laplace y Fourier. Fue asistente de este último y posteriormente ocupó su lugar en la Academia Francesa. Falleció en 1840.

<sup>2</sup> PIERRE SIMON LAPLACE, nació en 1749 en Normandía, Francia. Se educó en la Escuela Militar de Beaumont y luego fue profesor de la École Militaire en la ciudad de París. Astrónomo y matemático, es conocido por su teoría de la mecánica celeste basada en los trabajos del célebre físico inglés ISAAC NEWTON. También se destacó en la teoría de las probabilidades. Falleció en el año 1827.

$$\text{Div } \bar{E} = Q/\epsilon \quad (2.40)$$

Expresión coincidente con las ya obtenidas en (2.29) y (2.32).

En cuanto al campo magnético  $H$ , las particularidades de su comportamiento podrían resumirse diciendo que, en la materia, el campo magnético toma el valor de la expresión,

$$\bar{B} = \mu \bar{H} \quad (2.41)$$

A diferencia del campo eléctrico, el campo magnético no tiene cargas, por lo que sus líneas de fuerza son cerradas; es decir, de divergencia nula. Por lo expresado resulta que tanto para  $B$  como para  $H$

$$\text{Div } \bar{B} = 0 \quad \text{y} \quad \text{Div } \bar{H} = 0 \quad (2.42)$$

Cuando el campo magnético es variable, en los conductores se originan corrientes eléctricas que están caracterizadas por un vector denominado **Densidad de Corriente**.

Dado un conductor cuya sección total sea  $\Sigma$ , la corriente eléctrica que circulará por el mismo, medida en amperes, será igual al flujo del vector  $\bar{J}$  (densidad de corriente). La expresión es la siguiente,

$$I = \int_{\Sigma} \bar{J} \times d\bar{\sigma} \quad (2.43)$$

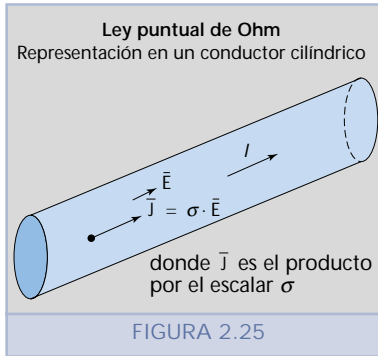
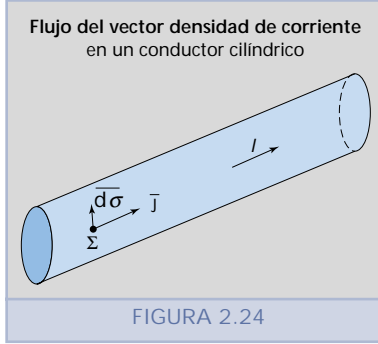
Este vector está relacionado con el vector campo eléctrico a través de la expresión (2.44), que se conoce como **Ley puntual de Ohm**<sup>1</sup>, pues al ser una ley expresada en forma vectorial, se debe cumplir para cada punto  $P(x, y, z)$  del espacio de configuración.

$$\bar{J} = \sigma \bar{E} \quad (2.44)$$

donde  $\sigma$  es la conductividad del medio conductor.

Veamos brevemente cómo se obtienen las **Ecuaciones de Maxwell**. Para ello, empecemos por recordar que el campo electrostático es conservativo; es decir, la integral curvilínea a lo largo de una curva cerrada  $L$  del vector campo eléctrico es nula.

$$\int_L \bar{E} \times d\bar{l} = 0 \quad (2.45)$$



<sup>1</sup> GEORG SIMON OHM, nació en 1787 en Erlangen, Alemania. Físico ampliamente conocido por sus trabajos en el estudio de las corrientes eléctricas, estudió en la Universidad de Erlangen. Desempeñó el cargo de Director del Instituto Politécnico de Nuremberg y posteriormente fue Profesor de Física Experimental en la Universidad de Munich. Es autor de la ley que relaciona la fuerza electromotriz, la corriente eléctrica y la resistencia. En 1827 publicó su famoso libro Die Galvanische Kette. Falleció en el año 1854.

Esta expresión se deduce directamente de la **Ley de Coulomb**. Recordemos ahora una de las leyes fundamentales de la electricidad, la **Ley experimental de Faraday**, que expresa:

La variación respecto del tiempo del flujo del vector campo magnético  $B$ , a través de una superficie cerrada (espira), delimitada por una curva de longitud  $L$ , es igual a la fuerza electromotriz inducida  $E$ . El signo negativo indica que la fuerza se pone al flujo que la produce.

Donde  $\xi$ , la Fuerza Electromotriz Inducida (**fem**), resulta igual a,

$$\xi = -d\phi/dt \quad (2.46)$$

Es decir, el campo electromagnético no es conservativo, y precisamente la integral curvilínea a lo largo de la curva  $L$  del vector campo eléctrico  $E$  es igual a la **fem**.

$$\int_L \vec{E} \times d\vec{l} = \varepsilon \quad (2.47)$$

Reemplazando  $\xi$  por su valor en (2.47), resultará

$$\int_L \vec{E} \times d\vec{l} = -d\phi/dt \quad (2.48)$$

Aplicando al primer miembro de (2.48) el **Teorema de Stokes**<sup>1</sup>, la integral curvilínea del vector  $E$  a lo largo de una curva cerrada  $L$  será igual a la integral de superficie del rotacional del vector  $E$ , calculada sobre la superficie encerrada por dicha curva, que denominaremos  $\Sigma$ .

$$\int_L \vec{E} \times d\vec{l} = \int_{\Sigma} \overline{\text{Rot } E} \times d\vec{\sigma} \quad (2.49)$$

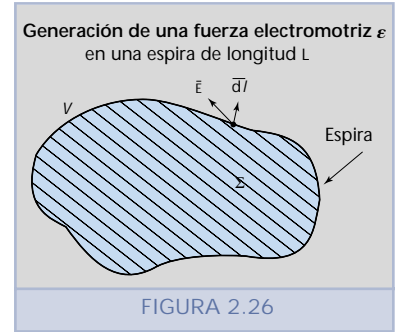
A su vez, el flujo del vector campo magnético será igual a

$$\Phi = \int_{\Sigma} \vec{B} \times d\vec{\sigma} \quad (2.50)$$

Reemplazando en (2.48) por el valor del flujo del vector  $B$ , tendremos

$$\int_L \vec{E} \times d\vec{l} = \frac{\partial}{\partial t} \int_{\Sigma} \vec{B} \times d\vec{\sigma} \quad (2.51)$$

Finalmente, si los dos primeros miembros de las expresiones (2.49) y (2.51) son iguales, también lo serán sus segundos miembros, luego



<sup>1</sup> **GEORGE GABRIEL STOKES**, nació en 1819 en Skreen, Irlanda. Matemático y físico, estudió en la Universidad de Cambridge, donde luego ejerció la docencia. Se destacó por sus estudios en el movimiento de ondas, los efectos de la fricción sobre sólidos que se mueven a través de fluidos y también en el estudio de la teoría ondulatoria de la luz. Falleció en el año 1903.

$$\int_{\Sigma} \overline{\text{Rot } \mathbf{E}} \times \overline{d\sigma} = -\frac{\partial}{\partial t} \int_{\Sigma} \overline{\mathbf{B}} \times \overline{d\sigma} \quad (2.52)$$

Y como la superficie de integración de ambos miembros de (2.52) es la misma, es decir, la superficie de la espira  $\Sigma$ , entonces los integrandos serán también iguales y resulta

$$\overline{\text{Rot } \mathbf{E}} = \frac{-\partial \overline{\mathbf{B}}}{\partial t} \quad (2.53)$$

que es la primera ecuación de Maxwell.

De la misma manera, el campo magnético generado por imanes es conservativo; es decir, la integral curvilínea a lo largo de una curva cerrada  $L$  del vector campo magnético es nula

$$\int_L \overline{\mathbf{H}} \times \overline{d\mathbf{l}} = 0 \quad (2.54)$$

Cuando el campo magnético es producido por corrientes eléctricas, la integral curvilínea del vector  $\mathbf{H}$  a lo largo de una curva cerrada  $L$ , tal que ésta encierre conductores por los que circula corriente eléctrica, es igual a la suma de las corrientes que circulan por cada uno de los conductores atravesados por dicha curva; es decir:

$$\int_L \overline{\mathbf{H}} \times \overline{d\mathbf{l}} = I \quad (2.55)$$

Reemplazando  $I$  por su expresión como flujo del vector  $\mathbf{J}$ , ecuación (2.43), tendremos,

$$\int_L \overline{\mathbf{H}} \times \overline{d\mathbf{l}} = \int_{\Sigma} \overline{\mathbf{J}} \times \overline{d\sigma} \quad (2.56)$$

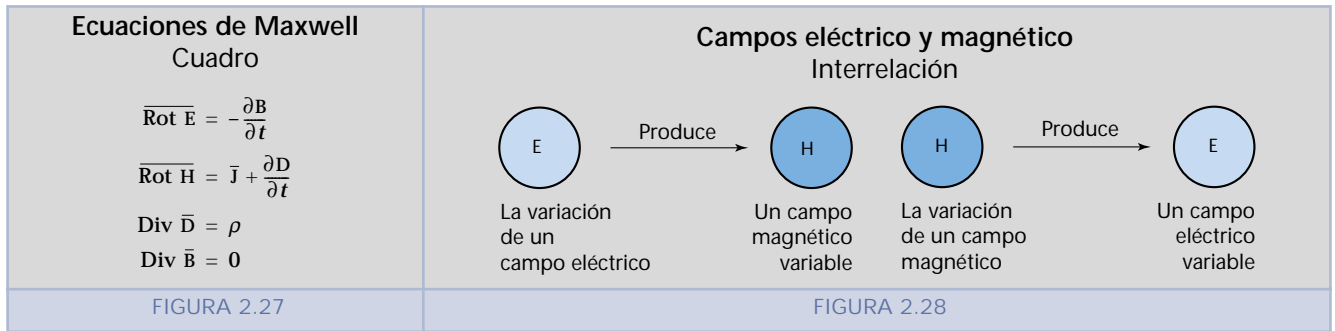
Aplicando el **Teorema de Stokes** al primer miembro de (2.56), la integral curvilínea del vector  $\mathbf{H}$  a lo largo de una curva cerrada  $L$  será igual a la integral de superficie del rotacional del vector  $\mathbf{H}$ , calculada sobre la superficie encerrada por dicha curva, que denominaremos  $\Sigma$ .

$$\int_L \overline{\mathbf{H}} \times \overline{d\mathbf{l}} = \int_{\Sigma} \overline{\text{Rot } \mathbf{H}} \times \overline{d\sigma} \quad (2.57)$$

Los primeros miembros de las expresiones (2.56) y (2.57) son iguales, luego también lo serán los segundos; es decir:

$$\int_{\Sigma} \overline{\text{Rot } \mathbf{H}} \times \overline{d\sigma} = \int_{\Sigma} \overline{\mathbf{J}} \times \overline{d\sigma} \quad (2.58)$$

Y como las superficies de integración de ambos miembros de (2.58) son las mismas, es decir, la superficie de la espira  $\Sigma$ , entonces los integrandos serán también iguales y resulta



$$\overline{\text{Rot H}} = \overline{\text{J}} \quad (2.59)$$

De manera genial, Maxwell introdujo en esta última expresión un término correctivo que lo definió como la derivada del vector  $\overline{\text{D}}$  respecto del tiempo. Este término se denominó **Corriente de Desplazamiento**. Luego, la forma final de la segunda ecuación de Maxwell resultara

$$\overline{\text{Rot H}} = \overline{\text{J}} + \frac{\partial \overline{\text{D}}}{\partial t} \quad (2.60)$$

El cuadro de las cuatro ecuaciones denominadas de Maxwell se completa con la ecuación (2.40) y la que expresa que el campo magnético es conservativo, es decir,  $\text{Div B} = 0$ .

Estas cuatro importantes y fundamentales ecuaciones, que se resumen en la figura 2.27, expresan que un campo eléctrico variable genera un campo magnético variable y, viceversa, un campo magnético variable genera un campo eléctrico variable. Estas interrelaciones se pueden observar en la figura 2.28.

La importancia de las ecuaciones de Maxwell es tal, que toda la electrónica moderna está prácticamente basada en ellas. Otras conclusiones importantes de estas ecuaciones son las siguientes:

- Las fuentes y los sumideros del campo eléctrico son las cargas.
- El campo magnético no tiene fuentes ni sumideros, es decir, es un campo de divergencia nula.

Del estudio del campo electromagnético se puede también concluir que la energía fluye del campo eléctrico al magnético y de éste nuevamente al primero. Si no hubiera resistencia del medio, la energía permanecería oscilando de uno a otro, pero precisamente esta condición de los medios hace que parte de la energía se disipe como calor (efecto Joule).

### Propagación de las ondas electromagnéticas 2.2.3.2

Las ondas electromagnéticas se propagan de manera que los planos que contienen los vectores campo eléctrico y campo magnético forman entre

sí un ángulo de  $90^\circ$ . A su vez, ambos son normales a la dirección de propagación, según se puede observar en la figura 2.29.

Veamos la expresión de las ondas electromagnéticas para el caso más sencillo: el de una onda plana que se propaga en la dirección del eje  $O_y$ , tal como la de la figura 2.29, y cuyo período es

$$T = \frac{2\pi}{\omega} \quad (2.61)$$

En este caso, las ecuaciones de propagación de los vectores  $\vec{E}$  y  $\vec{H}$  serán las siguientes:

$$E = E_0 \cos \omega \left( t - \frac{y}{v} \right) \quad (2.62)$$

$$H = H_0 \cos \omega \left( t - \frac{y}{v} \right) \quad (2.63)$$

donde:

$E_0$  = Amplitud de la intensidad del campo eléctrico.

$H_0$  = Amplitud de la intensidad del campo magnético.

$v$  = Velocidad de propagación de la onda.

Los vectores  $\vec{E}$  y  $\vec{H}$  están situados perpendicularmente a la dirección de propagación de la onda electromagnética. Así, cuando el vector  $\vec{E}$  está orientado según el eje  $O_z$  y el vector  $\vec{H}$  según el eje  $O_x$ , la dirección de propagación tiene la dirección del eje  $O_y$ .

Teniendo en cuenta las ecuaciones de Maxwell para el campo electromagnético y las restricciones antes señaladas, la ecuación de propagación del vector campo eléctrico será:

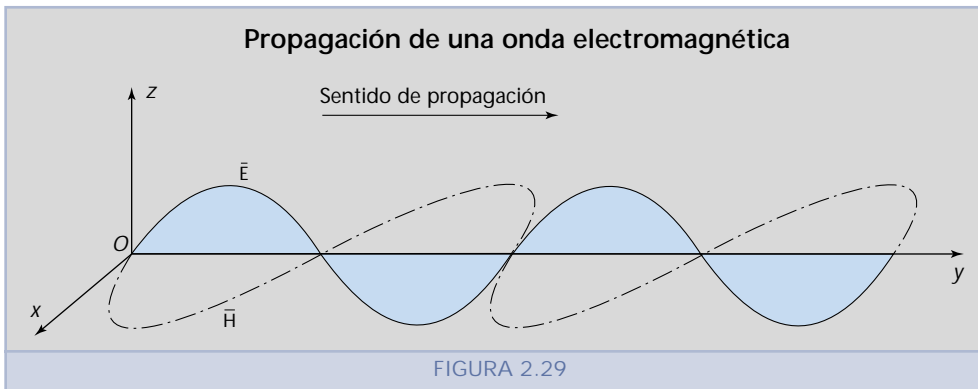
$$\frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial y^2} = \frac{\mu \varepsilon}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \quad (2.64)$$

donde:

$\varepsilon$  = Constante dieléctrica relativa del medio.

$\mu$  = Permeabilidad magnética relativa del medio.

$c$  = Velocidad de la luz en el vacío.



$\frac{\partial \bar{E}}{\partial t}$  = derivada parcial del vector E respecto del tiempo.

$\frac{\partial \bar{E}}{\partial y}$  = derivada parcial del vector E respecto de y.

Como la constante dieléctrica y la permeabilidad magnética dependen del medio, la velocidad de propagación de la onda también dependerá del medio:

$$v = \frac{c}{\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (2.65)$$

$$c^2 = \frac{\mu\epsilon}{v^2} \quad (2.66)$$

por lo que la ecuación (2.64) resulta la llamada **Ecuación de Onda**, que puede ser escrita también de la siguiente manera:

$$\frac{\partial^2 \bar{E}}{\partial y^2} = \frac{\partial^2 E}{v^2 \partial t^2} \quad (2.67)$$

#### Solución de la ecuación de onda 2.2.3.3

La solución de la ecuación (2.67) es la siguiente:

$$\bar{E}(t; y) = E_0 \cos \omega \left( t - \frac{y}{v} \right) \quad (2.68)$$

Esta expresión se denomina **solución de la ecuación de onda** precisamente porque es función simultánea del espacio y del tiempo.

Es importante considerar un parámetro que se denomina **longitud de onda**,  $\lambda$ , que es la distancia que la onda recorre durante un tiempo igual a un período.

$$\lambda = vT \quad (2.69)$$

donde:

$\lambda$  = Longitud de onda.

$v$  = Velocidad de propagación.

$T$  = Período de la señal.

Reordenando, esta expresión puede escribirse como sigue:

$$v = \frac{\lambda}{T} \quad (2.70)$$

y recordando que la frecuencia es la inversa del período, también puede escribirse así:

$$v = \lambda f \quad (2.71)$$

Si como caso particular resulta  $v = c$  (**velocidad de la luz**), la ecuación (2.71) toma la forma siguiente:

$$c = \lambda f \quad (2.72)$$

donde la velocidad de la luz está expresada en función de la longitud de onda y la frecuencia de la onda electromagnética.

### ejemplo 2.6

Calcular la longitud de onda de una radiodifusora que trabaja en la banda denominada comúnmente AM, sabiendo que la frecuencia de transmisión es de 590 kHz, a efectos diseñar una antena que resuene exactamente para media longitud de onda de la señal.

Las antenas de transmisión de radio son elementos de los sistemas de comunicaciones que, mediante un fenómeno de resonancia, transforman en ondas electromagnéticas la potencia eléctrica que reciben de los transmisores conectados a ellas. Por el contrario, las antenas receptoras transforman las ondas electromagnéticas recibidas (que resuenan sobre ella) en potencia eléctrica que luego es amplificada en diversas etapas.

Es sabido, además, que las antenas de equipos radioeléctricos tienen una buena eficiencia cuando su longitud física es aproximadamente la mitad de la longitud de onda de la señal electromagnética que se desea irradiar o recibir a través de ellas.

En este caso, la longitud de onda será igual a:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{590 \times 10^3 \text{ 1/s}} = 50,84 \text{ m}$$

Como una señal de 590 kHz tiene una longitud de onda de 50,84 m (aproximadamente), ésta podrá irradiarse con un rendimiento aceptable mediante una antena de 25,42 m de longitud. Esta antena se denomina **antena de media onda**, pues su longitud resulta la mitad de la longitud de onda de la frecuencia de transmisión.

La mayoría de las radiodifusoras que trabajan en la banda de AM utilizan antenas de este tipo, construidas en forma vertical. Por lo tanto, la altura de la antena de este ejemplo será de 25,42 m.

## 2.2.4 El espectro de frecuencias electromagnéticas

### 2.2.4.1 El espectro de frecuencias

La finalidad de todo sistema de comunicaciones es el de comunicar información entre dos o más puntos, con la menor tasa de errores posible.

Las comunicaciones se denominan comúnmente **punto a punto** cuando se establecen vínculos entre dos equipos; **punto a multipunto**, cuando desde un equipo se efectúan comunicaciones con varios puntos; o **difusión**, cuando un equipo solamente transmite y muchos otros solamente reciben<sup>1</sup>.

En muchos casos, las comunicaciones se realizan transmitiendo ondas electromagnéticas, ya sea a través de medios conductores (cables de cobre, coaxiales, etc.), del espacio libre (como ondas de radio) o de fibras ópticas (como ondas de luz).

Un elemento determinante en la caracterización de la energía electromagnética es la frecuencia de cada onda transmitida. El rango de frecuencias que se utiliza hoy en día es tan amplio que podría decirse que es casi

<sup>1</sup> Este es el caso de las emisiones de estaciones públicas de radio, que precisamente reciben el nombre de **radiodifusoras** porque utilizan esta modalidad.



infinito. Nos atrevemos a expresarnos así porque se conocen y se han medido ondas de hasta  $10^{22}$  hertz, como es el caso de los rayos cósmicos.

Recordando la expresión (2.72), es posible determinar la longitud de onda de todas las frecuencias del espectro electromagnético. Sin embargo, para identificar las ondas de radio se utiliza preferentemente la frecuencia. Así, es frecuente oír decir que una radiodifusora se sintoniza, por ejemplo, en la frecuencia de 1190 kHz en la banda AM; pero, cuando se habla de tecnologías asociadas a servicios de telecomunicaciones, es más común oír decir frases como esta: “tengo un enlace de microondas<sup>1</sup> para transmisión de voz a 64 Kpbs. Obsérvese que en ambos casos se hace referencia a la misma relación, pues  $c$  es una constante. En el primer caso se hace referencia a la **frecuencia** de transmisión, en el segundo, a su **longitud de onda**.

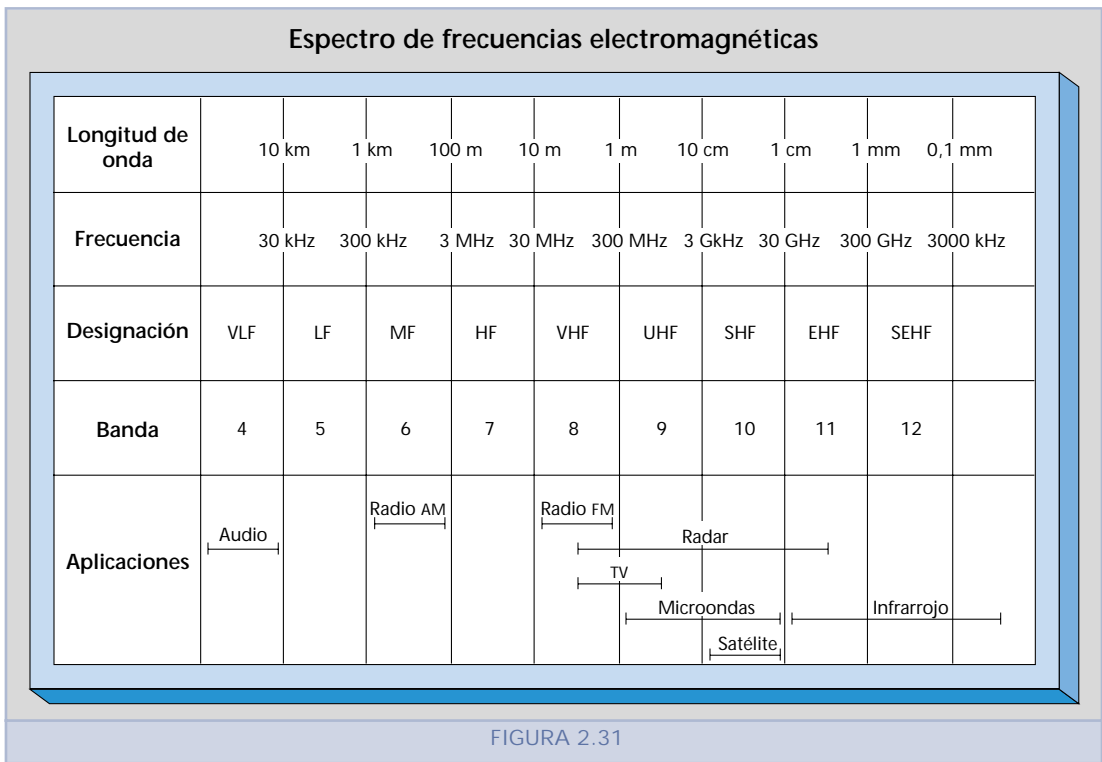
$$c = \lambda f \quad (2.72)$$

La clasificación de las frecuencias en segmentos según sus características es lo que se denomina espectro de frecuencias. La UIT lo ha dividido en bandas que reciben distintas denominaciones. Estas bandas se muestran en la figura 2.30.

Bandas del espectro de frecuencias (Unión Internacional de Telecomunicaciones)				
Nº	Intervalo	Sigla	Nombre	Observaciones
1	0 a 30 Hz			Hz
2	30 a 300 Hz	ELF	Frecuencias extremadamente bajas	Hz = hertz
3	0,3 a 3 kHz	VF	Frecuencias de voz	kHz = $10^3$ hertz
4	3 a 30 kHz	VLF	Frecuencias muy bajas	kHz = kilohertz
5	30 a 300 kHz	LF	Frecuencias bajas	
6	0,3 a 3 MHz	MF	Frecuencias medias	MHz = $10^6$ hertz
7	3 a 30 MHz	HF	Frecuencias altas	MHz = megahertz
8	30 a 300 MHz	VHF	Frecuencias muy altas	
9	0,3 a 3 GHz	UHF	Frecuencias ultra altas	GHz = $10^9$ hertz
10	3 a 30 GHz	SHF	Frecuencias super altas	GHz = gigahertz
11	30 a 300 GHz	EHF	Frecuencias extremadamente altas	
12	0,3 a 3 THz		Luz infrarroja	THz = $10^{12}$ hertz
13	3 a 30 THz		Luz infrarroja	THz = terahertz
14	30 a 300 THz		Luz infrarroja	
15	0,3 a 3 PHz		Luz visible	PHz = $10^{15}$ hertz
16	3 a 30 PHz		Luz ultravioleta	PHz = petahertz
17	30 a 300 PHz		Rayos X	
18	0,3 a 3 EHz		Rayos gamma	EHz = $10^{18}$ hertz
19	3 a 30 EHz		Rayos cósmicos	EHz = exahertz
20	30 a 300 EHz		Rayos cósmicos	

FIGURA 2.30

<sup>1</sup> Longitud de onda del orden de  $10^{-6}$  m.



El ser humano, a partir del conocimiento de la forma en que se propagan las ondas electromagnéticas, ha ido usando cada una de las frecuencias para distintas aplicaciones.

#### 2.2.4.2 Gráfica del espectro de frecuencias

En la figura 2.31 se muestra una gráfica del **espectro de frecuencias electromagnéticas** en la que se indica las aplicaciones más importantes de cada uno de los intervalos de frecuencia.

Se puede establecer una correspondencia entre los **intervalos de frecuencia** y los **medios de comunicaciones** que lo utilizan. En el capítulo 7 se estudian las características particulares de los **medios de comunicaciones** más importantes y su asociación con el espectro electromagnético.

Por otra parte, los **intervalos de frecuencia** se corresponden con **intervalos de longitud** de onda, relación que viene dada a través de la expresión (2.72).

## 2.3 ■ Unidades de medida

### 2.3.1 Introducción

El decibel es una unidad de medida muy utilizada en el campo de las telecomunicaciones para indicar la relación entre potencias, tensiones o co-

rrientes, en valores relativos o absolutos. En realidad, es un submúltiplo<sup>1</sup> del bel, que ha caído en desuso debido a que es una unidad muy grande.

Existen varios conceptos y formas diferentes de definir a un conjunto de unidades relacionadas con el bel. En caso las diferencias están claramente precisadas. Las más importantes son:

#### EL dB

El decibel es una unidad relativa que indica la relación de potencias, tensiones o corrientes entre dos valores conocidos. Es, por lo tanto, una unidad de medida relativa, pues no tiene un valor patrón de comparación.

- Relación de ganancia en dB.

Sea un circuito amplificador como el de la figura 2.32. Definiremos la ganancia de potencia, de tensión o de corriente del circuito mediante las relaciones siguientes:

$$\text{Relación de potencias } G \text{ (dB)} = 10 \log \frac{P_2}{P_1} \quad (2.73)$$

$$\text{Relación de tensiones } G \text{ (dB)} = 20 \log \frac{V_2}{V_1} \quad (2.74)$$

$$\text{Relación de corrientes } G \text{ (dB)} = 20 \log \frac{I_2}{I_1} \quad (2.75)$$

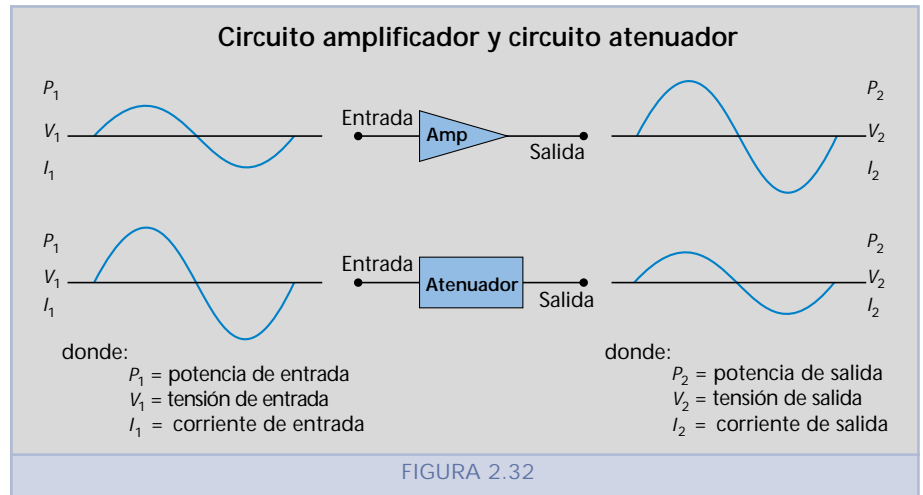
En el caso de las expresiones (2.74) y (2.75), la entrada y la salida deben medirse para una misma impedancia de carga.

- Relación de pérdida en dB.

Sea un circuito atenuador como el de la figura 2.32. Definiremos la pérdida de potencia, de tensión o de corriente del circuito mediante las relaciones siguientes

$$\text{Relación de potencias } P \text{ (dB)} = 10 \log \frac{P_1}{P_2} \quad (2.76)$$

<sup>1</sup> Décima parte del bel. Esta unidad ha sido llamada así en honor del célebre inventor *ALEXANDER GRAHAM BELL*, que nació en el año 1847 en Edimburgo, Escocia. En el año 1870, Bell emigró al Canadá, de allí pasó a los Estados Unidos de América al año siguiente. Adquirió la ciudadanía estadounidense en el año 1882. Su invento más importante ha sido sin duda el teléfono, y la primera frase que se transmitió a través del primer aparato que luego se convertiría en el teléfono fue dicha por él mismo: “¡Watson, venga aquí; lo necesito!”, le comunicó a su ayudante, Thomas Watson. Esta frase ha quedado registrada en la historia de la telefonía. Sus numerosos trabajos, en múltiples y diferentes campos, han sido propios de un espíritu inquieto e inteligente. Sin embargo, a criterio de los autores, su acierto más importante ha sido el de ser uno de los cofundadores del **National Geographic Society**, sociedad en la que desempeñó el cargo de Presidente desde 1896 hasta 1904. Fue fundador de la revista **Science** en el año 1883. Falleció en el año 1922; pero sus descendientes han seguido trabajando para la mencionada revista, que es uno de los mayores baluartes de la lucha por la naturaleza y la ecología, sin mezclar estas disciplinas, que tanta importancia revisten para la humanidad, con la política.



$$\text{Relación de tensiones } P \text{ (dB)} = 20 \log \frac{V_1}{V_2} \quad (2.77)$$

$$\text{Relación de corrientes } P \text{ (dB)} = 20 \log \frac{I_1}{I_2} \quad (2.78)$$

En el caso de las expresiones (2.77) y (2.78), la entrada y la salida deben medirse para una misma impedancia de carga y a una frecuencia dada.

En el caso de muchos medios de comunicaciones, se conoce el valor de lo que se denomina **coeficiente de atenuación**, que se indica normalmente con la letra griega  $\alpha$ , y se expresa en dB/km. Este coeficiente sirve para calcular la atenuación en un medio de comunicaciones a una distancia dada.

En ese caso, la (2.76), se puede expresar como:

$$\text{Pérdida total en dB} = 8,68 \alpha l \quad (2.79)$$

donde  $l$  es la longitud o distancia total del medio de comunicaciones cuya atenuación se quiere medir. Esta expresión vale para una frecuencia dada, a la que debe estar especificado el valor de  $\alpha$ .

- Aspectos conceptuales de la definición.
  - El dB es una unidad de medida **relativa**. Por lo tanto, la primera pregunta que se debe hacer el lector cuando en una especificación técnica encuentra un valor dado en dB, es con respecto a qué está dado ese valor.
  - Es una unidad de características logarítmicas. Esto significa, por ejemplo, que para obtener una ganancia, en dB, de un valor doble al anterior, el aumento en potencia deberá ser considerablemente mayor.

- Sus características logarítmicas la convierten en una unidad de medida apta para determinar la **potencia sonora**, dado el comportamiento logarítmico del oído humano.
- Para oír el doble de fuerte, se debe tener una ganancia en dB de doble valor.
- Cuando se habla de nivel de ruido y se da un valor en **dB** (que a primera vista puede parecer absoluto), lo que se quiere decir, si no se indica otra cosa, es que está medido en relación con el nivel de lo que se denomina **umbral del oído humano normal**. Es decir, un valor a partir del cual una persona normal empieza a oír un sonido.

Calcular la atenuación en un par de abonado construido con cable de cobre de par trenzado de calibre 16, sabiendo que  $\alpha = 2$  dB/km, a una frecuencia de 1 kHz, y que la línea tiene una distancia de 20 km desde la central telefónica hasta el domicilio del usuario.

*ejemplo 2.7*

La pérdida que experimentará ese par será,

$$\begin{aligned}\text{Pérdida en dB} &= 8,68 \times 2 \text{ dB/km} \times 20 \text{ km} \\ \text{Pérdida} &= 34,72 \text{ dB}\end{aligned}$$

Se tiene un circuito amplificador que posee una ganancia de 20 dB. Si se conoce que la potencia de entrada es de 1 W, calcular la potencia de salida.

*ejemplo 2.8*

$$G \text{ (dB)} = 10 \log \frac{P_2}{P_1}$$

Luego será:

$$20(\text{dB}) = 10 \log \frac{P_2}{1 \text{ W}}$$

Y operando convenientemente, resultará  $P_2 = 100 \text{ W}$ .

Análogamente, un amplificador que con una potencia de entrada de 0,01 W entrega una potencia de 1 W tendrá una ganancia de 20 dB.

## EL dBm

A diferencia del dB, que es una unidad de medida relativa, el dBm es una unidad de nivel absoluto, que mide la potencia (de salida o de entrada, según corresponda, para un circuito amplificador o atenuador) respecto de un valor fijo de 1 mW.

Cuando la comparación se efectúe respecto de valores de potencia por debajo de 1 mW, el resultado será siempre negativo.

$$\text{dBm} = 10 \log \frac{P_i [\text{mW}]}{1 \text{ mW}} \quad (2.80)$$

En algunos casos en los que se usan potencias mayores, se toma como valor fijo 1 W y en ese caso la unidad se denomina dBW.

#### EL dBu

El dBu es una unidad de nivel absoluto usada para comparar tensiones respecto de un valor fijo de 0,775 V.

Esta unidad es muy usada en telefonía y el valor de 0,775 V es un valor que resulta, cuando sobre una impedancia de 600 ohm, se aplica una potencia de 1 mW.

$$\text{dBu} = 20 \log \frac{V_i [\text{V}]}{0,775 \text{ V}} \quad (2.81)$$

#### RELACIÓN ENTRE EL dBm Y EL dBu

$$\text{dBm} = 10 \log \frac{P_i [\text{mW}]}{1 \text{ mW}} = 10 \log \frac{V^2/Z}{(0,775)^2/600 \Omega} \quad (2.82)$$

operando convenientemente,

$$\text{dBm} = 20 \log \frac{V_i [\text{V}]}{0,775 \text{ V}} + 10 \log \frac{600 \Omega}{Z} \quad (2.83)$$

$$1 \text{ dBm} = 1 \text{ dBu} + 10 \log \frac{600 \Omega}{Z}$$

$$\text{dBm} = \text{dBu} + \text{Factor de Corrección}$$

El factor de corrección es distinto de cero, cuando la impedancia Z es distinta del valor patrón de 600  $\Omega$ .

#### EL dBmV

El dBmV es una unidad de nivel absoluto que se utiliza para comparar tensiones respecto de un valor fijo de 1 mV.

$$\text{dBmV} = 20 \log \frac{V_i [\text{mV}]}{1 \text{ mV}} \quad (2.84)$$

#### 2.3.1.1 El neper

El neper es una unidad relativa usada como alternativa del dB. Se diferencia de esta última en que la base de los logaritmos usados es el número e, en lugar de la base 10, usada por aquella otra unidad de medida.

$$\text{neper (N)} = \frac{1}{2} \ln \frac{P_2}{P_1} \quad (2.85)$$

Las relaciones entre el neper y el dB son las siguientes:

$$\begin{aligned} 1 \text{ neper} &= 8,686 \text{ dB} \\ 1 \text{ dB} &= 0,115 \text{ neper} \end{aligned} \quad (2.86)$$

## El ancho de banda 2.4

### Definición de ancho de banda 2.4.1

El concepto de **ancho de banda** es uno de los más importantes y actuales en el campo de las telecomunicaciones. Denominaremos ancho de banda de una señal a lo siguiente

Intervalo de frecuencias para las cuales la distorsión lineal y la atenuación permanecen bajo límites determinados y constantes. Los valores que se toman como valores de referencia pueden ser arbitrarios.

*a*<sub>ncho de banda de una señal</sub>

$$\Delta f = f_2 - f_1 \quad (2.87)$$

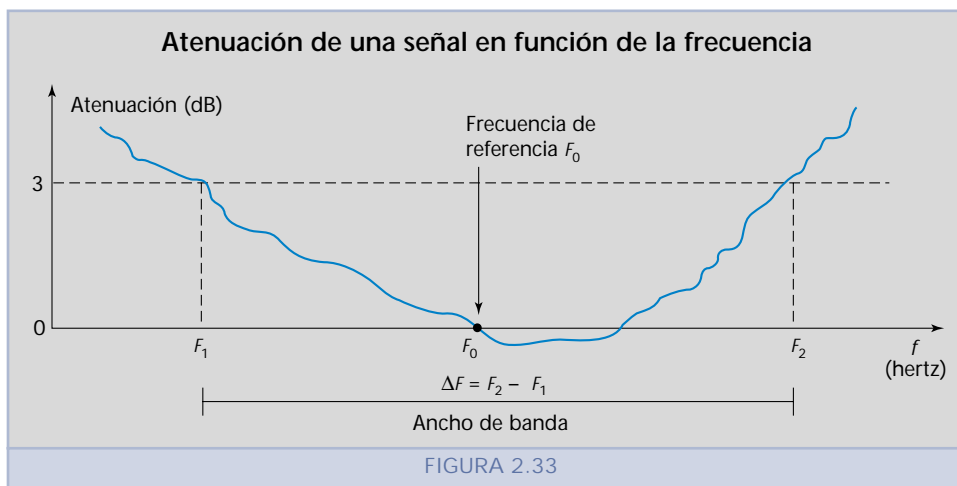
Si bien los límites pueden ser arbitrarios, en la generalidad de los casos, se definen para una atenuación de 3 dB con respecto al valor que tiene la señal a la frecuencia de referencia, según se observa en la figura 2.33.

Los valores de  $f_1$  y  $f_2$  se denominan límites inferior y superior del ancho de banda de una señal.

Para los mismos la atenuación de la señal es de **3 dB** respecto al valor  $f_0$  de referencia, que se encuentra a **0 dB**.

### Concepto de ancho de banda 2.4.2

La limitación más importante para el funcionamiento de un sistema de comunicaciones es precisamente el ancho de banda del canal que se está usando.



El ancho de banda de un canal está directamente relacionado con la cantidad de información que puede pasar a través de él. En términos matemáticos, su valor indica cuantas armónicas del desarrollo en Serie de Fourier de la señal que se desea transmitir pueden pasar con una atenuación razonable; valor que por razones de orden práctico hemos fijado en  $-3$  dB.

La capacidad de información de un sistema de telecomunicaciones hace referencia a la cantidad de información generada en la **fente** que puede pasar al **sumidero** por unidad de tiempo. Precisamente la capacidad de información de un sistema de telecomunicaciones está dada por el ancho de banda disponible en el canal.

Al ser un intervalo de frecuencias, la unidad del ancho de banda es  $1/s$ ; sin embargo, en términos prácticos, cuando los canales son analógicos se habla de ancho de banda en hertz (o sus múltiplos<sup>1</sup>); y cuando los canales son digitales, en bit/s (o sus múltiplos<sup>2</sup>).

En el caso de un canal de voz es común hablar de canales de 3,1 kHz y de 4 kHz; en el caso de canales digitales de datos son habituales los anchos de banda de 64 Kbps y de 2,048 Mbps (en los Estados Unidos este valor no se usa y en su lugar es común el valor de 1,544 Mbps), etc.

Luego, cuanto mayor es la cantidad de información que es necesario enviar, mayor deberá ser el ancho de banda necesario para transmitirla.

En el caso de transmisión de imágenes, es sabido por los que manejan archivos en modo gráfico que a igual contenido de información mayor es el tamaño del mismo. Por ejemplo, si tomamos una página de texto y la copiamos mediante un procesador de textos común, veremos que el tamaño del archivo generado no supera los 20 a 25 Kbytes; sin embargo, si capturamos la imagen de esa misma página mediante un escáner, el tamaño del archivo gráfico generado será del orden de los 200 Kbytes.

En la figura 2.34 se indican algunos de los anchos de banda aproximados que necesitan las aplicaciones más comunes.

La importancia del ancho de bandas se podrá ver en los distintos capítulos de este texto, pero, a modo de resumen, podemos decir que las tarifas que se deben pagar para transmitir señales de voz, datos, textos e imágenes por los distintos medios de comunicaciones son, en la mayoría de los casos, proporcionales al ancho de banda que es necesario usar para que la información llegue con la fidelidad y calidad adecuadas.

#### 2.4.3 Curva de ganancia de un amplificador

Cuando se estudia el ancho de banda, resulta muy conveniente, relacionar siempre este concepto con la curva de ganancia de un amplificador de audiofrecuencia.

La ganancia de estos amplificadores en función de la frecuencia nunca es absolutamente constante, sino que presenta diferentes valores según

<sup>1</sup> kHz (kilohertz), MHz (megahertz), etc.

<sup>2</sup> Kbps (kilobit/s), Mbps (megabit/s), etc.



Ancho de banda de diferentes aplicaciones

Nº	Formas de información	Ancho de banda
1	Canal telefónico de voz (par de abonado)	3,1 kHz
2	Canal de voz analógico por onda portadora	4 kHz
3	Música de alta fidelidad (HI FI)	16 kHz
4	Disco compacto (CD)	22 kHz
5	Canal de radio de FM	200 kHz
6	Canal de televisión (CATV)	6 MHz
7	Teleconferencia (a través de redes digitales ISDN)	128 Kbps

FIGURA 2.34

sea el intervalo que se considere. Este hecho siempre se trata de corregir, pues una mayor ganancia, por ejemplo, en las frecuencias bajas, restará calidad a la señal porque la forma de onda en la salida será diferente de la que tenía cuando fue generada.

Precisamente un amplificador es de mayor calidad que otro cuando, a igual ancho de banda, la curva de respuesta en frecuencia tiene características más planas. La figura 2.35 muestra la curva típica de ganancia de un amplificador en función de la frecuencia, que recibe el nombre particular de **respuesta en frecuencia**.

De lo expuesto se deduce que carece de sentido indicar la magnitud de la ganancia de un amplificador a menos que se señale simultáneamente la frecuencia a la que ha sido medida.

Las frecuencias a las cuales la ganancia de potencia de un amplificador cae al 50% del valor correspondiente al de la frecuencia  $f_0$ , se las conoce

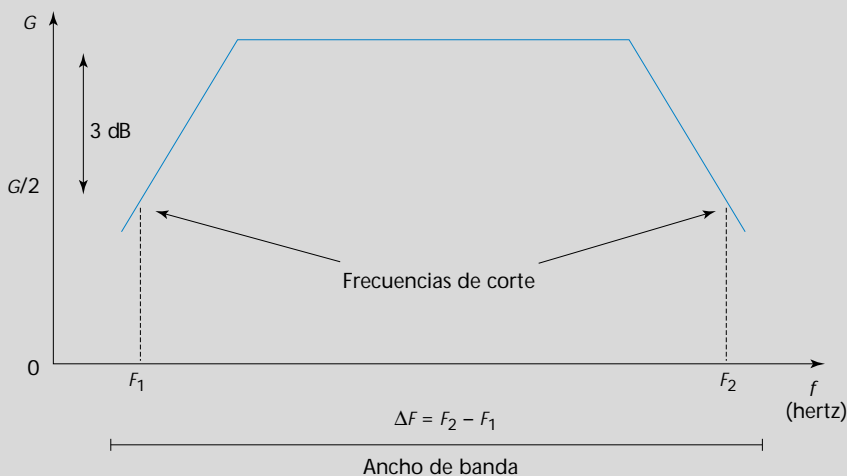
Curva de respuesta en frecuencia  
de un amplificador de audiofrecuencia

FIGURA 2.35

con el nombre de **frecuencias de corte** (superior  $F_2$ , y  $F_1$  inferior), y el intervalo  $\Delta F = [F_2 - F_1]$  es el ancho de banda del mismo.

Las frecuencias  $F_2$  y  $F_1$  constituyen precisamente el límite superior e inferior del ancho de banda definido por el *hardware* del equipo en el que se haya efectuado la medida. En el caso de un equipo de música de alta fidelidad (HI-FI) el ancho de banda debería ser del orden de los 16 kHz, para que sea de una calidad aceptable.

#### 2.4.4 Efecto del ancho de banda sobre una señal

Cuando una señal cuadrada, rectangular o en general cualquier señal digital pasa a través de un soporte físico, siempre sufre una deformación producida por la limitación que origina lo que se denomina el **ancho de banda pasante** del medio. En el ejemplo de la figura 2.36 se puede ver cómo la señal se deforma a medida que el ancho de banda disminuye.

El ancho de banda pasante es el intervalo de frecuencias:

$$\Delta f = f_2 - f_1 \quad (2.88)$$

tal que:

- las componentes de la serie de Fourier, cuyas frecuencias están comprendidas entre esos límites, sufren atenuaciones de hasta **3 dB**;
- las que se encuentran por arriba y por debajo de esos límites son atenuadas más fuertemente y el medio actúa como un filtro que sólo deja pasar, a efectos prácticos, las del ancho de banda señalado.

Se dice entonces que el medio de comunicaciones se comporta como un **filtro pasa banda**.

Estos filtros tienen la característica de dejar pasar las frecuencias comprendidas dentro de una banda, cuyos límites están dados precisamente por el valor más alto y el más bajo de los arriba indicados.

Si el ancho de banda fuese teóricamente infinito, es decir,

$$f_1 = 0 \quad \text{y} \quad f_2 = \infty$$

entonces todas las armónicas de la señal pasarían sin atenuación y por lo tanto la señal no sufriría deformación alguna. Sin embargo, en la práctica esto no sucede y a medida que el ancho de banda es menor, mayor es la deformación de la señal.

## 2.5 ■ Señales en banda base

### 2.5.1 Definición

Se denominan señales en banda base a las siguientes:

**S**eñales en banda base

Señales que no sufren ningún proceso de modulación, a su salida de la fuente que las originó.

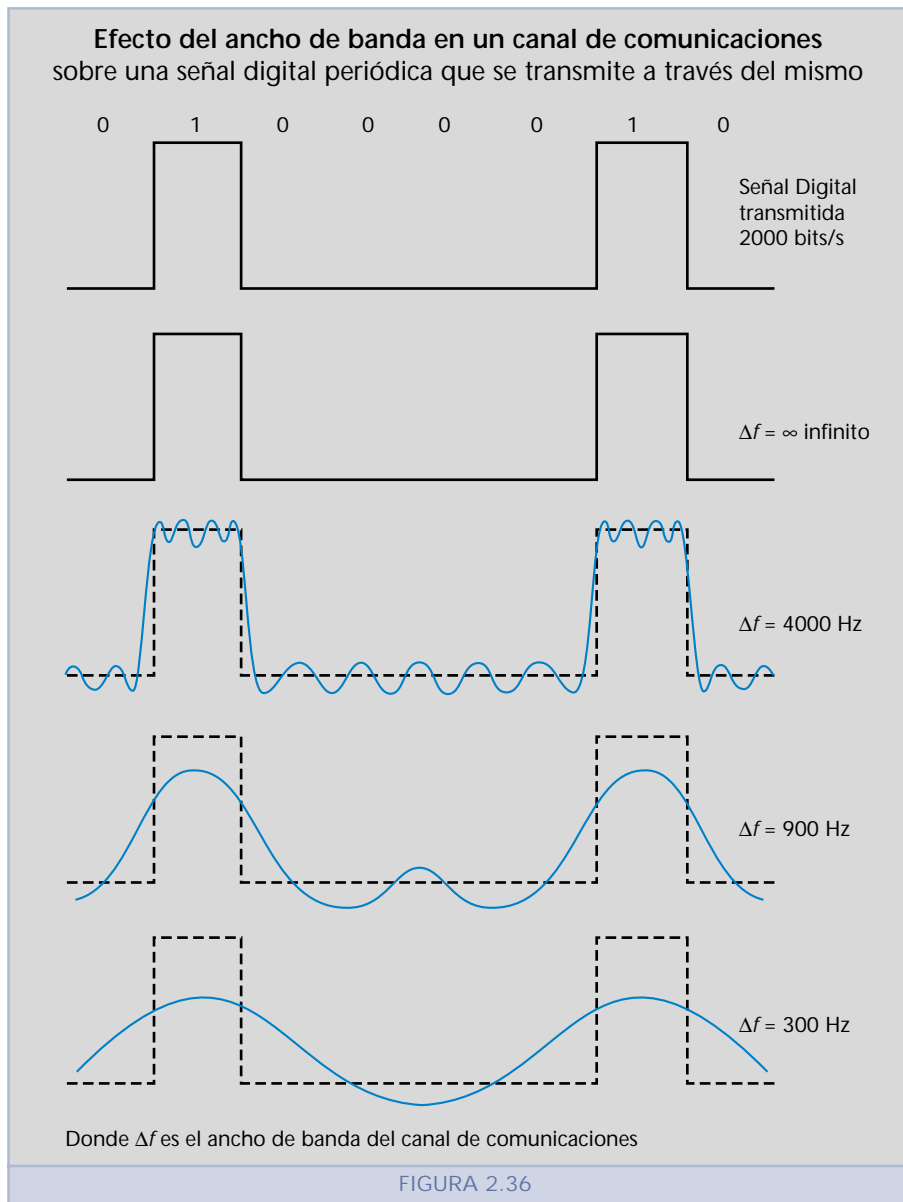


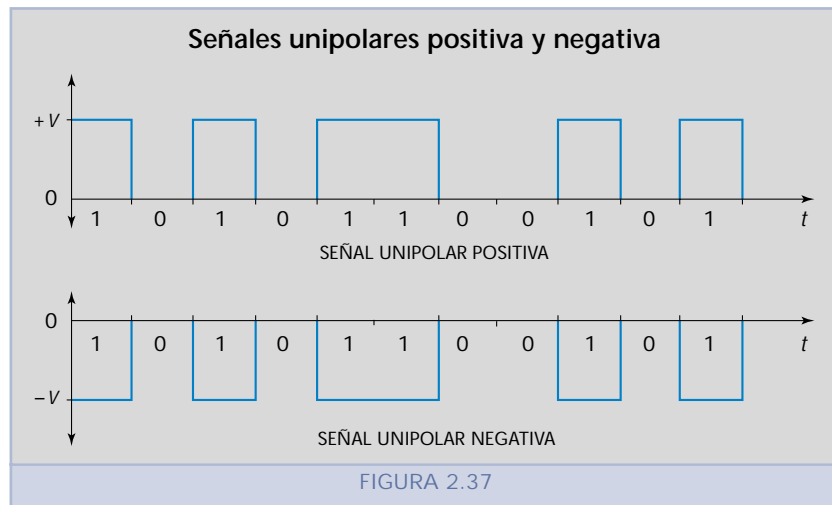
FIGURA 2.36

Estas señales se pueden codificar de distintas formas, de ahí el nacimiento de los denominados **Códigos en Banda Base** o **Códigos de Línea**.

Señales unipolares, polares y bipolares 2.5.2

Señal unipolar 2.5.2.1

Se dice que una señal es unipolar cuando el valor que representa a un determinado dígito binario, sea éste un cero o un uno, toma siempre la misma polaridad (positiva o negativa), mientras que el otro dígito toma el valor cero, se según se puede observar en la figura 2.37.



Dependiendo de la polaridad se tendrán señales unipolares positivas o negativas. Esta condición de línea es equivalente a representar un 1 o un 0, mediante el encendido o el apagado de una luz.

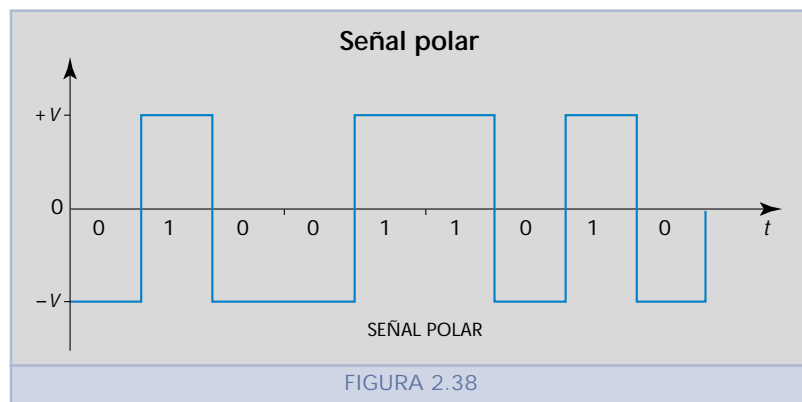
#### 2.5.2.2 Señal polar

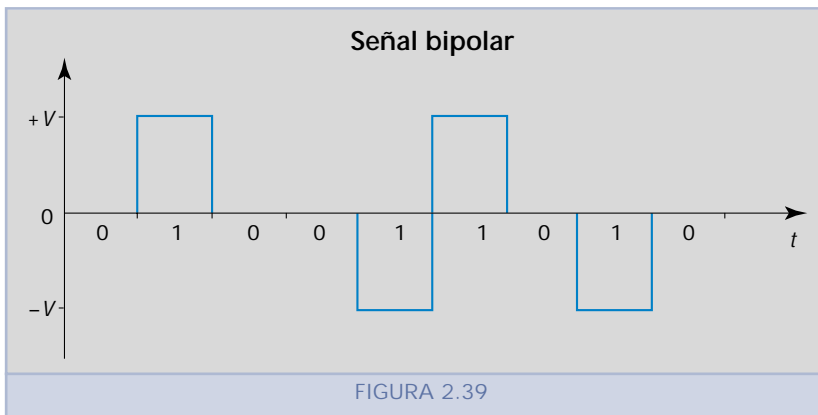
Se dice que una señal es polar cuando los valores que representan a los dígitos binarios 1 y 0 se originan como consecuencia de la conmutación de la línea entre un valor positivo de tensión  $V_1$  y el valor negativo de tensión  $-V_1$ , según se puede observar en la figura 2.38.

De esta forma, un valor binario cualquiera tendrá siempre una determinada polaridad, mientras que el otro binario presentará la polaridad inversa; la señal en la línea nunca toma el valor cero.

#### 2.5.2.3 Señal bipolar

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





En el ejemplo de la figura 2.39 se puede observar una señal digital en la que los unos toman en forma alternada los valores de polaridad positivos y negativos, mientras que los ceros no poseen polaridad alguna.

### Transmisión en banda base 2.5.3

#### Características generales de las transmisiones en banda base 2.5.3.1

El uso de transmisiones en banda base suele ser frecuente debido al bajo costo de los equipos usados y, además, porque permiten extender el alcance de las interfases digitales.

Cuando se usa este tipo de transmisión, los equipos de terminación del circuito de datos (ETCD), que por costumbre se los denomina igualmente módem, no realizan la función de modulación, sino la de codificación, mediante los denominados códigos de línea. Estos equipos, de muy sencilla construcción, y como ya se expresó de muy bajo costo, reciben el nombre comercial de **módem banda base**<sup>1</sup>.

La utilización de códigos de línea como los que analizamos a continuación tienen como misión fundamental solucionar los siguientes aspectos técnicos inherentes a las transmisiones en banda base:

- Eliminar o disminuir la componente continua de la señal.
- Transmitir una señal de sincronismo desde el transmisor hacia el receptor.
- Permitir detectar la presencia de señal en la línea.

En particular, cuando se desea enviar señales en la modalidad de **banda base**, la señal es previamente codificada a fin de reducir a un mínimo la componente de continua que todo pulso rectangular asimétrico puede presentar (al ser analizada mediante el desarrollo en serie de Fourier).

La presencia de transformadores y de amplificadores, si fuese el caso, no dejaría pasar esta componente, lo que provocaría una fuerte deformación de la señal, hecho que originaría un aumento de la tasa de error.

<sup>1</sup> Las características de estos equipos serán analizadas en el capítulo 9 de esta obra.

En varios tipos de redes, como por ejemplo las denominadas **Redes de Area Local (Local Area Network)** se transmite fundamentalmente en banda base debido a que los medios de comunicación empleados no pertenecen a redes públicas, como sería el caso de utilizarse la red telefónica.

Por lo tanto, es necesario que la señal en banda base sea codificada para adaptarla a la línea de transmisión y solucionar los problemas antes indicados, de allí surge la existencia de los diferentes códigos de línea o códigos de banda base.

### 2.5.3.2 Características particulares de las transmisiones en banda base

La señal en banda base más simple para la transmisión de la información del usuario es la unipolar **NRZ**<sup>1</sup>, que reconoce la siguiente regla:

- Se dice que la señal no retorna a cero dado que durante todo el ancho de pulso la tensión permanece constante y no toma el valor cero.
- La transmisión de un 1 (uno) corresponde a la emisión de un pulso.
- La transmisión de un 0 (cero) corresponde a la no emisión de un pulso.

Se dice que es unipolar, tal como se indicó en el punto 2.5.1.1, porque el uno 1 toma siempre la misma polaridad (positiva o negativa), mientras que el cero no tiene polaridad. A este tipo de señal se la conoce también como **señal ON/OFF**.

Una señal eléctrica **ON/OFF**, correspondiente a una secuencia aleatoria de bits, tiene un comportamiento en el dominio de la frecuencia que depende del formato del pulso transmitido (ancho de pulso y amplitud) y de la probabilidad de ocurrencia de los unos y ceros en la secuencia. Esta señal se caracteriza también por tener un valor alto de componente continua.

En caso de pulsos rectangulares, con amplitud normalizada y ocurrencia equiprobable de unos y ceros, la distribución de potencia de la señal en el dominio de la frecuencia da lugar al espectro de amplitud, que se puede observar en la figura 2.32.

El espectro de potencia de la señal **ON/OFF** se caracteriza por una componente de frecuencia cero (corriente continua<sup>2</sup>) y por la suma de infinitos términos, denominados **armónicas**, que se extienden por todo el rango de frecuencias, tal como se detalla en el punto 2.2.2 (desarrollo en serie de Fourier).

La mayor parte de la potencia de la señal se halla distribuida entre los valores de frecuencia cero y  $2\pi/\tau$ , denominada frecuencia de señalización. Es importante destacar la importancia de las frecuencias bajas, en especial las cercanas a cero, pues comprometen de una manera importante la transmisión de señales digitales en banda base.

La característica de tener un nivel de componente continua importante y componentes espectrales de baja frecuencia significativas ocasionan que sea incompatible la transmisión de estas señales en líneas donde exis-

<sup>1</sup> De la expresión en inglés: **Non-Return-To-Zero**.

<sup>2</sup> Se conoce por sus abreviaturas en inglés DC.

ta acoplamiento a través de transformadores, dado que éstos no permiten el pasaje de corriente continua.

Tampoco se puede efectuar la telealimentación mediante corriente continua a través de circuitos como interfases, repetidores, modems, etc. a través del mismo medio que transmite las señales de datos. Esto se debe a que la deformación de la señal sería muy importante.

Por otro lado, la presencia de los transformadores es inevitable para proporcionar, entre otras aplicaciones, las de acoplamiento, aislamiento eléctrico (entre transreceptores y respecto de tierra) y conversión de valores diferentes de tensión alterna.

Otro inconveniente relativo a las señales *ON/OFF* ocurre cuando se tiene que enviar la señal de reloj (o de sincronismo) conjuntamente con la de datos; en otras palabras, el receptor se sincroniza a través de las transiciones de los pulsos recibidos.

Este requerimiento es muy importante para redes locales, dado que la señal *ON/OFF* no posee la potencia suficiente en la frecuencia de señalización y, en consecuencia, impide recuperar la señal de reloj.

Por otro lado, si en la transmisión se incluye una larga secuencia de ceros o de unos, la señal en la línea permanece constante durante todo el tiempo que dura dicha secuencia, por lo cual no se detectan en el extremo receptor las transiciones de la tensión o corriente correspondiente a cada pulso. Esto origina que en el receptor no se pueda detectar la señal de reloj; es decir, se pierde el sincronismo en la transmisión.

Estos inconvenientes pueden superarse mediante los métodos existentes de codificación de señales en banda base. Además, con ellos se logran espectros de frecuencia mejor adaptados a las características de los medios de transmisión.

En la figura 2.40 se describe una señal banda base binaria sin codificar y el correspondiente espectro de amplitud. En esta figura se observa que el espectro contiene frecuencias que se extienden desde 0 hertz hasta valores muy altos.

Cuando se opta por un medio físico de comunicaciones (par de cables, cable coaxial, fibra óptica, etc.), una de sus características fundamentales, es el ancho de banda  $\Delta f$ , que permite transmitir una señal dentro de los límites de atenuación ya señalados<sup>1</sup>, de -3 dB.

En estos casos, cuando existen importantes componentes de frecuencias altas, éstas son fuertemente atenuadas y, por lo tanto, las señales quedan deformadas (fenómeno conocido como distorsión<sup>2</sup>).

Cuando la señal *ON/OFF* se analiza en el dominio del tiempo, se observa que no tiene regularmente la cantidad suficiente de transiciones para excitar un circuito recuperador de la señal de reloj.

Los métodos de codificación en banda base deben ser considerados como una disposición diferente de la señal *ON/OFF*, para poder adaptarla a

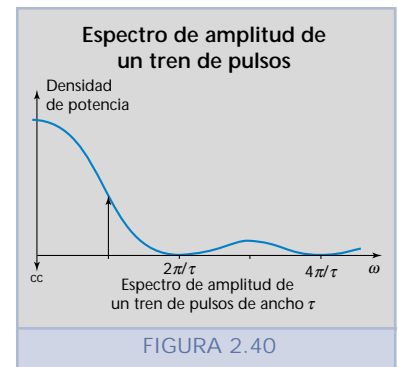


FIGURA 2.40

<sup>1</sup> Ver apartado 2.4 de este capítulo y figura 2.25.

<sup>2</sup> Ver capítulo 6 de esta obra.

las condiciones de la línea de transmisión. Actuando sobre la forma de la señal eléctrica que representa a los bits, se consigue alterar convenientemente el espectro de potencia de la señal transmitida.

Al contrario de lo que ocurre con el proceso de modulación, en el cual se realiza un desplazamiento del espectro de frecuencias de la banda base hacia frecuencias superiores, como se indicará con mayor detalle en el capítulo 4, en la transmisión en banda base se preserva el espectro de frecuencia original utilizando una codificación especial para adaptar la señal a la línea de transmisión.

Por otra parte, aparece un fenómeno denominado **interferencia intersímbolos (ISI)**, que consiste en la superposición total o parcial de un símbolo (pulso) y el siguiente, ocasionando errores en el tratamiento de la señal, según se puede observar en la figura 2.41.

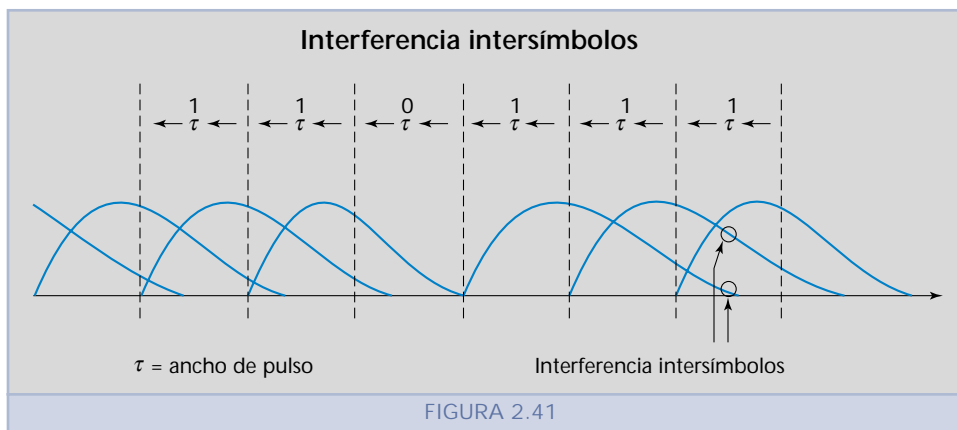
Un medio de particular interés siempre lo constituyen los canales telefónicos, que presentan un ancho de banda de 300 a 3400 hertz. En estos canales es imposible transmitir señales en banda base, por las razones expuestas (excepto que se trate de **pares de alambre sin cargar**, que es un tipo especial de vínculos que suelen existir en las redes telefónicas<sup>1</sup>). En estos casos, se debe recurrir a los circuitos como el señalado en el capítulo 1 de esta obra, apartado 1.5.

#### 2.5.4 Clasificación de las señales en banda base

Las señales en banda base pueden ser clasificadas de diferentes formas:

##### 2.5.4.1 Según el ancho de pulso

- Cuando los bits están representados por pulsos que ocupan la totalidad del intervalo significativo (ancho de pulso), tenemos la familia denominada **NRZ<sup>2</sup>**, **no retorno a cero**. Por otra parte, por intervalo significativo de una señal se entiende el tiempo existente entre dos



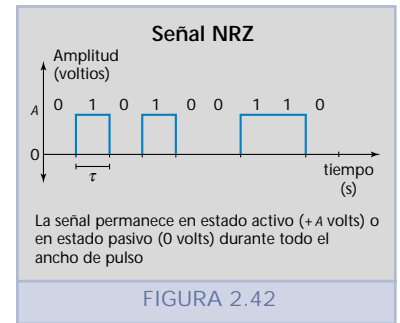
<sup>1</sup> Ver capítulo 7 de esta obra.

<sup>2</sup> En inglés: **no-return to zero**.



instantes significativos de ella en la línea, tal como se puede apreciar en la figura 2.42.

- Cuando los bits se representan por pulsos que ocupan una parte (en general la mitad) del intervalo significativo, tenemos las señales denominadas **RZ**<sup>1</sup>, **retorno a cero**.



### Según la polaridad

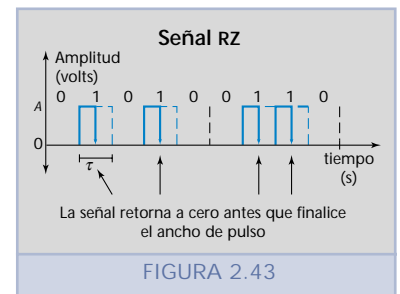
Como se explicó en el punto 2.5.1, las señales digitales pueden tomar diferentes valores de polaridad, por lo cual se las puede clasificar en:

- Unipolares. Son códigos cuyas señales tienen dos niveles (uno de ellos es cero). Se pueden presentar las siguientes combinaciones:

0 y NIVEL +	(UNIPOLAR POSITIVA)
0 y NIVEL -	(UNIPOLAR NEGATIVA)

- Polares. Son códigos cuyas señales tienen dos niveles de diferente polaridad (+ y -). Se denomina codificación polar a aquella que utiliza el nivel cero para representar al cero lógico (0) y polaridad alternativa (+ y -) al uno lógico (1).
- Bipolares. Son códigos cuyas señales tienen tres niveles (+, 0 y -). En la figura 2.44 se ejemplifican los tres casos posibles, según la polaridad y aplicados a la misma secuencia binaria.

### 2.5.4.2



### Códigos usados para señales en banda base

### 2.5.5

#### Conceptos generales

#### 2.5.5.1

Las señales en banda base se codifican mediante la representación de los símbolos digitales (ceros o unos) en señales eléctricas equivalentes, que siguen determinadas reglas prácticas.

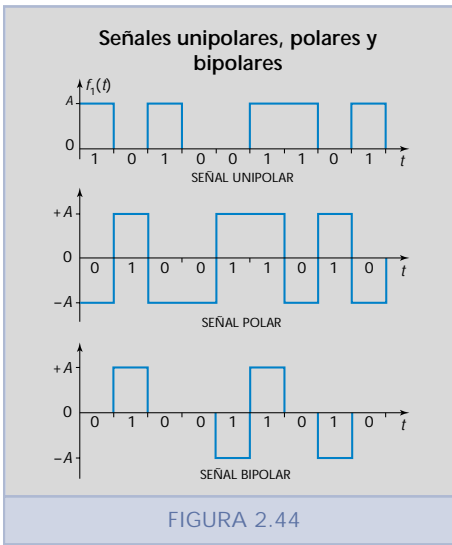
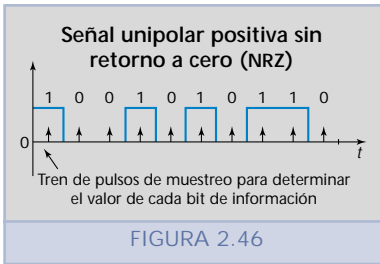
Mediante el empleo de las señales estudiadas en el punto anterior se construyen los diferentes códigos usados para señales en banda base. Los códigos más usuales son señalados en la figura 2.45.

#### Sin retorno a cero (NRZ)

#### 2.5.5.2

En la figura 2.46, se puede observar una señal unipolar en banda base, del tipo más simple usado en la práctica. Un pulso de corriente continua y un estado de corriente nulo, determinan el estado de cada bit.

<sup>1</sup> En inglés: **return to zero**.



Códigos banda base más usuales
<ul style="list-style-type: none"><li>• Unipolar sin retorno a cero (NRZ).</li><li>• Unipolar con retorno a cero (RZ).</li><li>• Polar sin retorno a cero (NRZ).</li><li>• Polar con retorno a cero (RZ).</li><li>• Bipolar con retorno a cero (RZ).</li><li>• Bipolar sin retorno a cero (NRZ).</li><li>• Codificación diferencial.</li><li>• Manchester.</li><li>• Manchester diferencial.</li><li>• MILLER.</li><li>• HDB-3.</li><li>• Código 4B3T (4 binario-3 terciario).</li></ul>

FIGURA 2.45

Se debe efectuar un muestreo de la señal a efectos de determinar el valor de cada bit de información, observando la presencia o la ausencia de corriente, dado que dos bits consecutivos del mismo valor, no originan transición alguna.

Para la transmisión de un 1 corresponde una condición de corriente, que se suele denominar **nivel de marca**, dado que este tipo de codificación tiene su origen en el equipamiento telegráfico.

Para la transmisión de un 0 corresponde una condición de no corriente, que se suele también denominar **nivel de espacio**.

Recordemos que se denomina **sin retorno a cero** porque la señal de línea permanece en un estado determinado de marca o espacio durante todo el intervalo significativo<sup>1</sup>.

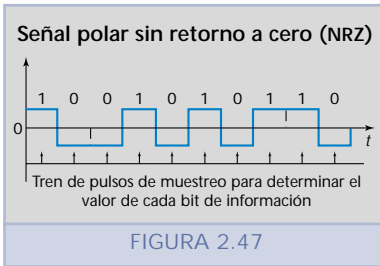
### 2.5.5.3

#### Polar sin retorno a cero (NRZ)

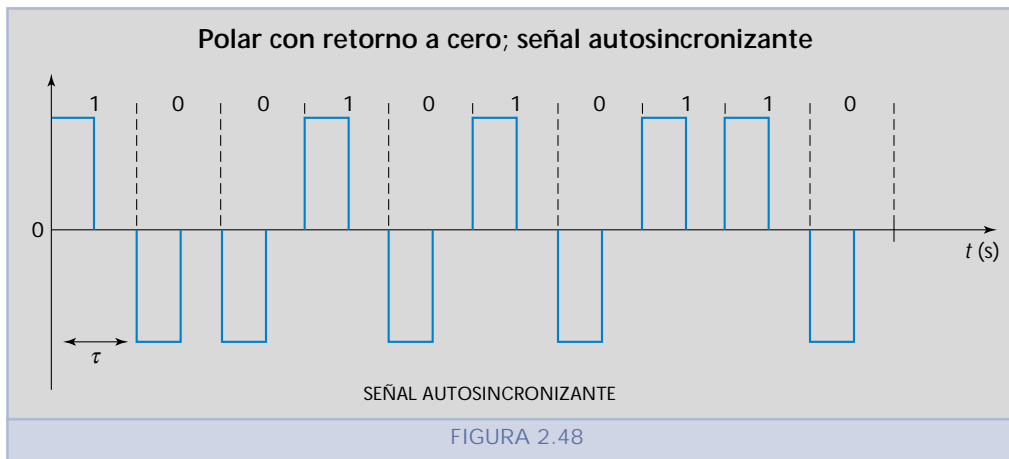
En la figura 2.47 se puede observar una señal polar sin retorno a cero. Esta señal se ha representado gráficamente asignando polaridad positiva a los **unos** y negativas a los **ceros**. Una corriente continua positiva y otra negativa determinan el estado de cada bit durante todo el intervalo significativo.

En este tipo de señales, si bien se pierde el sincronismo, se tiene la ventaja de que resulta necesario menor ancho de banda, dado que los pulsos son más **anchos**, tal como se indica en el punto 2.2.2.4, que los correspondientes a señales polares con retorno a cero.

Aquí también se debe usar un muestreo para conocer la presencia de cada bit de información observando la polaridad de la corriente, dado que no hay ninguna transición entre dos bits consecutivos iguales. El umbral de decisión es cero.



<sup>1</sup> Ancho de pulso.



#### Polar con retorno a cero (RZ) 2.5.5.4

En este caso habrá una breve corriente positiva para los bits que lleven un 1 de información y posteriormente la corriente retornará a cero, durante el tiempo que corresponde a ese bit. Lo mismo sucederá cuando aparezca un bit que lleve un 0, con la salvedad de que la corriente será negativa, según se puede observar en la figura 2.48.

Este tipo de señales se denominan autosincronizantes debido a que la base de tiempo (también denominada reloj de recepción) queda unívocamente sincronizada en el receptor por la cadencia de los pulsos, positivos y negativos, que llegan desde el transmisor.

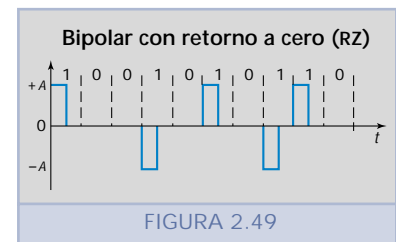
#### Bipolar con retorno a cero 2.5.5.5

En este tipo de señales bipolares, la bipolaridad se utiliza solamente en forma alternada y cuando se transmiten **unos**.

Asimismo, el ancho de los pulsos disminuye debido al retorno a cero de la señal antes de finalizado el intervalo significativo.

En una señal bipolar el retorno a cero solamente disminuye la energía transmitida, al ser los pulsos más estrechos o reducidos, pero no aporta nada a la recuperación de la señal de reloj.

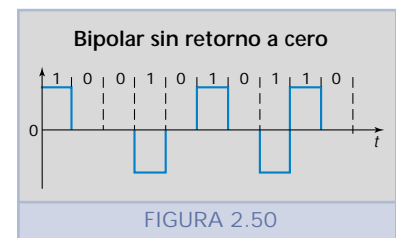
La transmisión de ceros corresponde a señales de no corriente, según se puede observar en la figura 2.49.



#### Bipolar sin retorno a cero 2.5.5.6

Este tipo de código, también denominado **Código AMI (Inversión alternativa de marcas; Alternative Mark Inversion)**, presenta la ventaja de utilizar pulsos de mayor duración que los bipolares con retorno a cero, por lo que el requerimiento de ancho de banda es menor.

Por otro lado, desde el punto de vista del sincronismo, presenta características similares a los anteriores, según se puede observar en la figura 2.50.

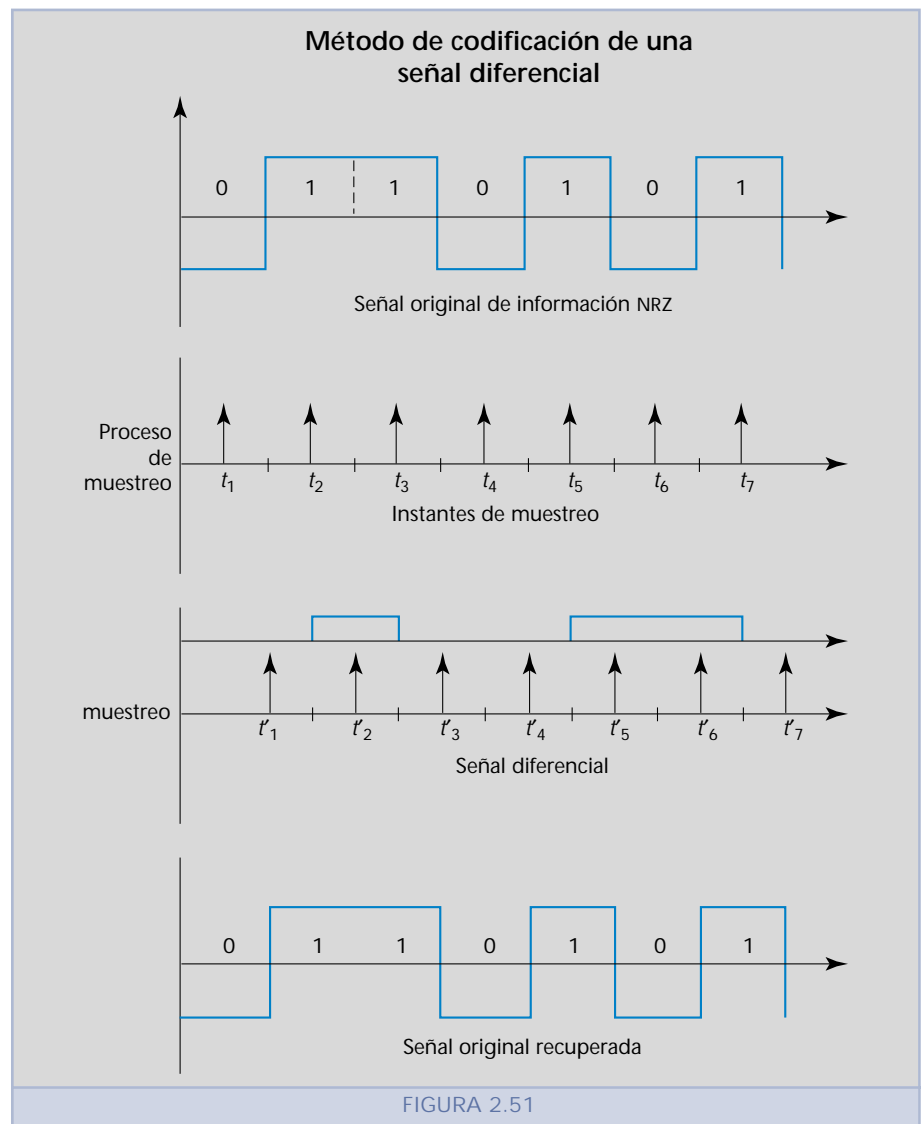


### 2.5.5.7 Codificación diferencial

En este tipo de codificación tienen lugar dos etapas. La primera para formar una señal diferencial que será transmitida a través del medio físico, y la segunda para recuperar la señal original en el receptor, según se puede observar en la figura 2.51.

El procedimiento es el siguiente:

- Una señal original polar del tipo NRZ debe ser muestreada.
- En el instante del muestreo que se detecta un **1**, se produce la creación de un cambio de estado o transición.
- Cuando lo que se detecta es un **0**, significará una no transición.
- Para recuperar la señal original se debe efectuar un nuevo muestreo de la onda recibida y se compara la polaridad de muestras adyacentes.



- Si ha habido una transición, se está en presencia de un **1**; en caso contrario corresponderá a un **0**. Por ejemplo, entre los estados  $t_3$  y  $t_4$  no existe transición alguna, por lo que es equivalente a recibir un **0**.

### Código Manchester

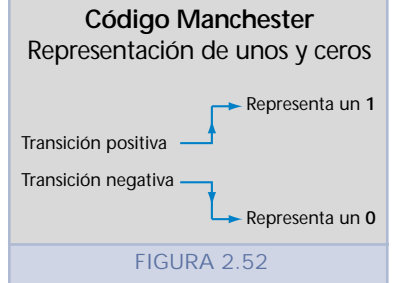
#### 2.5.5.8

Como se observa en la figura 2.52, el bit **uno** se representa por una transición positiva en la mitad del intervalo significativo y un bit **cero** con una transición negativa en la misma posición. En la figura 2.53 se indica la forma de este código.

En este tipo de codificación no se utiliza la diferencia de valor de los niveles para representar los bits, sino que se emplean las fases positivas y negativas de los pulsos (denominadas transiciones).

Esta técnica posibilita una transición (por lo menos una por bit) simplificando notablemente el problema de la recuperación de la señal de reloj. Por otro lado, presenta la ventaja de que se puede eliminar la componente continua de la señal, si se toman valores de tensión positivo y negativo para representar los niveles de la señal.

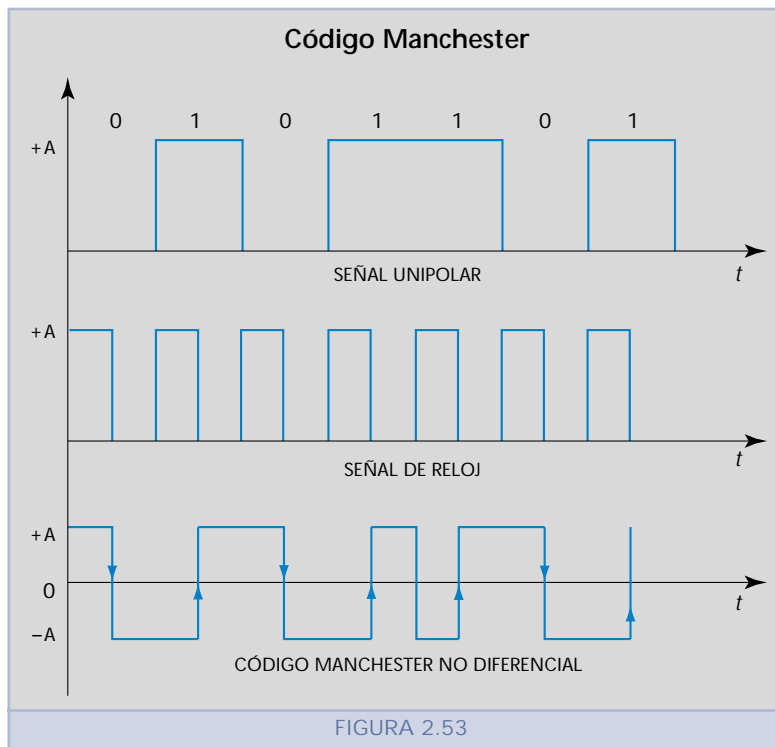
La implementación de este código con circuitos lógicos se muestra en la figura 2.54.

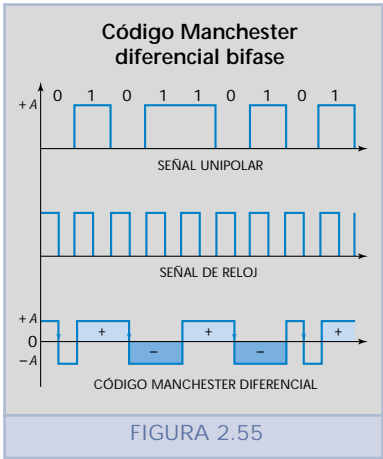


### Código Manchester diferencial bifase

#### 2.5.5.9

Este código se caracteriza porque para la transmisión de un cero se efectúa una transición negativa en la mitad del intervalo significativo, mientras



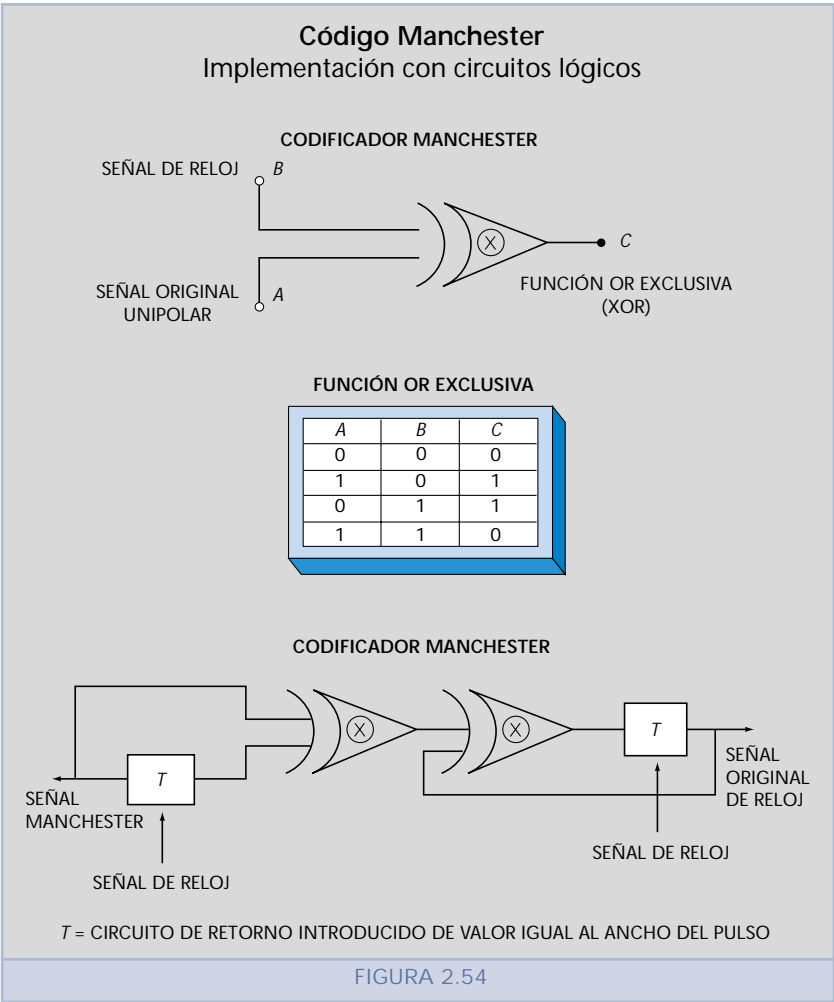


2.5.5.10

Código MILLER

Este código, cuya representación se indica en la figura 2.56, emplea para la transición de un uno, una transición en la mitad del intervalo significativo. En el caso de un cero, existe una transición al final del intervalo si el bit siguiente es cero, caso contrario no habrá transición alguna.

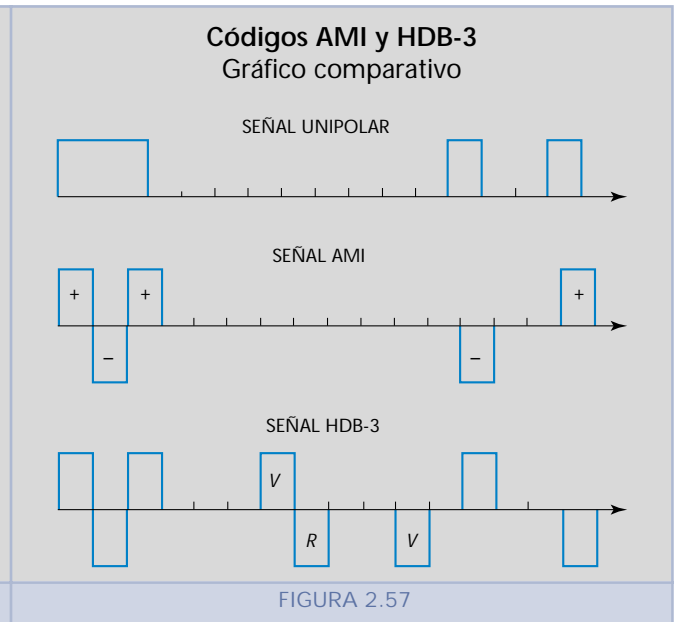
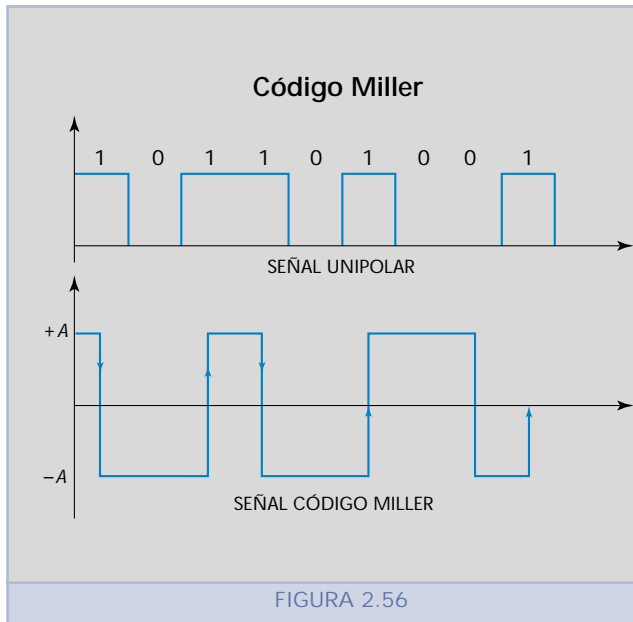
El Código MILLER permite reducir considerablemente la contribución de las bajas frecuencias (y por lo tanto el problema que ello significa) y garantiza un número mínimo de transiciones de la señal en banda base



que para el envío de un uno, no se efectúa ninguna transición en la mitad del intervalo; pero sí al comienzo del mismo. Por otro lado, no se altera la polaridad con la cual, se lo representa si el siguiente bit es un cero.

En la figura 2.55 se detalla un ejemplo de este código. Se denomina bifase porque la señal en la línea toma valores siempre diferente de cero.

Respecto del Manchester, presenta la ventaja de que no es necesario identificar la polaridad de la transmisión para cada intervalo significativo.



como para recuperar la señal de reloj. Por lo menos habrá una transición cada dos intervalos significativos.

Respecto del Código Manchester, presenta la ventaja de concentrar la potencia de la señal en un ancho de banda mucho menor, con lo cual disminuye el requerimiento de ancho de banda en el canal de transmisión. Asimismo, la implementación del codificador y decodificador de MILLER, conocido también como modulador por retardo de fase, resulta más sencillo que el de Manchester.

#### Código HDB-3 (High Density Binary)<sup>1</sup> 2.5.5.11

El HDB-3 se basa en el denominado código AMI **Alternative Mark Inversion (AMI)<sup>2</sup>**, que es un código bipolar sin retorno a cero que, como se indicó en el punto 2.5.4.7, utiliza tres niveles (+, - y 0) para representar la información binaria.

El cero se representa siempre con polaridad cero, el uno con polaridad alternada (+ y -).

Este tipo de señal no posee componente de continua ni bajas frecuencias, pero presenta el inconveniente de que, cuando aparece una larga secuencia de ceros, se pierde la posibilidad de recuperar la señal de reloj.

Es por ello que para limitar las largas secuencias de ceros, se efectúan **violaciones** a la polaridad, tal como lo realiza el **Código HDB-3**, que permite un máximo de 3 bits **ceros** consecutivos e inserta como cuarto bit un **uno** denominado bit de violación.

<sup>1</sup> Binario de alta densidad.

<sup>2</sup> Inversión Alternativa de Marcas.

Este código se emplea especialmente en transmisiones donde se utiliza cable de cobre, dado que permite disminuir el **corrimiento de fase de la señal digital**<sup>1</sup>, fenómeno éste que se produce en los procesos de regeneración que realizan los repetidores regenerativos y en la entrada a los equipos de recepción, cuando existe una larga secuencia de ceros.

La figura 2.57 contiene un ejemplo del Código AMI y la versión HDB-3 de la misma secuencia binaria. En esta figura se puede observar que cuando el código HDB-3 tiene una secuencia de cuatro ceros seguidos, ésta se reemplaza por una nueva secuencia que puede ser **000V** ó **R00V**. El pulso  $V = 1$  se denomina **violación** y  $R$ , que siempre tiene igual polaridad que  $V$ , se denomina **pulso de relleno**.

#### 2.5.5.12 Regla de formación del código

- Para decidir qué secuencia emplear (000V o R00V), se debe contar la cantidad de unos (1) existentes entre la última violación y la actual. Si ese número es par, la secuencia de reemplazo será R00V; si es impar se deberá usar 000V.
- El primer pulso de violación de la serie siempre lleva la misma polaridad que el último bit uno (1) transmitido.
- Esto sirve para que pueda ser detectado en la recepción, dado que si fuera de datos debería tener polaridad inversa.
- Los pulsos de violación se transmiten con polaridad alternada entre sí.

De existir, el pulso de relleno llevará la misma polaridad que el de violación.

#### 2.5.5.13 Código 4B-3T (4 binario-3 terciario)

Como se expresó anteriormente, el código **HDB-3** es el que se emplea frecuentemente hasta 34 Mbps sobre cables de cobre.

Para transmisión a mayor velocidad, por ejemplo a 140 Mbps sobre cable coaxial, se emplean otros códigos como el **4B-3T (4 binario a 3 ternario)**, que reduce la transmisión de 4 bits a 3 niveles, disminuyendo el ancho de banda necesario en un 25% aproximadamente.

En la figura 2.58 se especifica la relación entre la señal ternaria y binaria en este código. Se puede observar que este es un código ternario, dado que reduce 4 bits a 3 bits mediante el empleo de tres niveles.

#### 2.5.6 Códigos normalizados por la UIT-T

El UIT-T ha normalizado diferentes códigos para la transmisión digital de señales, según el medio usado, el tipo de equipo y las velocidades empleadas. En consecuencia, en los sistemas multiplex digitales se utilizan los códigos indicados en la figura 2.59.

<sup>1</sup> Fenómeno que se conoce normalmente por su expresión en inglés: **jitter**.



### Código 4B-3T (4 binario-3 ternario) Regla de formación

SEÑAL BINARIA	CÓDIGO TERNARIO
0000	0 -1 +1
0001	- 1 +1 0
0010	- 1 0 +1
0011	0 +1 -1
0100	+1 -1 0
0101	+1 0 -1
0110	+1 -1 +1
0111	0 +1 +1
1000	0 +1 0
1001	0 0 +1
1010	-1 +1 +1
1011	+1 0 0
1100	+1 0 +1
1101	+1 +1 0
1110	+1 +1 -1
1111	+1 +1 +1

FIGURA 2.58

### Códigos normalizados por el UIT-T (en sistemas multiplex digitales)

Velocidad de transmisión	Código
2 Mbps	HDB-3
8 Mbps	HDB-3
34 Mbps	HDB-3 ó 4B-3T
140 Mbps	4B-3T ó CMI

NOTA: Estos códigos se emplean para esas velocidades y utilizando como medio de transmisión el cable coaxial.

CMI: Código de inversión de marcas<sup>1</sup>.

FIGURA 2.59

## Introducción 2.6.1

Tanto en los sistemas de comunicaciones como en los circuitos electrónicos surge frecuentemente la necesidad de transmitir señales que contengan un determinado grupo de frecuencias, por lo que algunas de ellas se deben eliminar. Esta función importantísima en los circuitos electrónicos es ejecutada por los filtros.

Muchos medios de transmisión, especialmente en los sistemas de comunicaciones, presentan características similares a los filtros respecto de las señales que transmiten.

El estudio elemental de los filtros nos permitirá interpretar las características de determinados enlaces, que se comportan de la manera señalada.

## Definición 2.6.2

Denominaremos **filtros** a lo siguiente:

Sistemas o parte de redes de comunicaciones que presentan características selectivas respecto de las frecuencias.



<sup>1</sup> De la expresión en inglés **Code Mark Inversion**.

Esto significa, básicamente, que la atenuación en esos sistemas es variable con la frecuencia, lo cual permite discriminar las señales que pasarán libremente a través del filtro de las que quedarán atenuadas.

Si la señal que se aplica a la entrada de un filtro posee una importante riqueza de contenido armónico, el mismo actúa de manera que solamente algunas componentes de determinadas frecuencias, aparecerán en la salida.

### 2.6.3 Clasificación de los filtros

#### 2.6.3.1 Generalidades

Teniendo en cuenta que la principal función de los filtros es la de permitir el paso libre de la banda de frecuencias que se desea a la vez que presentan una elevada atenuación para las frecuencias indeseables, estos dispositivos pueden clasificarse en: pasa bajos, pasa altos, pasa banda y suprime banda.

Estos cuatro tipos básicos de filtros de que disponen los circuitos electrónicos están representados con sus símbolos y características técnicas en la figura 2.60.

#### 2.6.3.2 Filtros pasa bajos

*f*  
filtros pasa bajos

Son aquellos que permiten el paso de señales de frecuencia cero hasta un cierto valor determinado que se denomina frecuencia de corte superior del filtro.

Por frecuencia de corte se entiende aquella para la cual la atenuación que produce el filtro es de 3 dB. Esto significa que la mitad de la potencia de la señal de entrada es eliminada por el filtro<sup>1</sup> en esos puntos.

#### 2.6.3.3 Filtros pasa altos

*f*  
filtros pasa altos

Son aquellos que permiten el paso de señales desde una frecuencia denominada frecuencia de corte inferior hasta una superior, que en un filtro ideal se extiende teóricamente hasta el infinito.

#### 2.6.3.4 Filtros pasa banda

*f*  
filtros pasa banda

Son aquellos que permiten el paso de señales cuyas frecuencias se encuentran comprendidas entre dos frecuencia de corte, una superior y otra inferior.

Se puede construir un filtro pasa banda, o también un suprime banda, mediante la utilización en forma combinada de filtros pasa bajos y pasa altos.

<sup>1</sup> Ver apartado 2.4.1.

## Tipos de filtros

SÍMBOLO	DENOMINACIÓN	RESPUESTA EN FRECUENCIA
	Pasa Bajos	
	Pasa Altos	
	Pasa Banda	
	Suprime banda	

$\Delta f$  = Ancho de banda del filtro.

$F_{ci}$  y  $F_{cs}$  = Frecuencia de corte inferior y superior.

FIGURA 2.60

## Filtros suprime banda 2.6.3.5

Son aquellos que no permiten el paso de señales cuyas frecuencias se encuentren comprendidas entre dos frecuencias de corte, una superior y otra inferior.

*f* iltros suprime banda

## Diseño de filtros 2.6.4

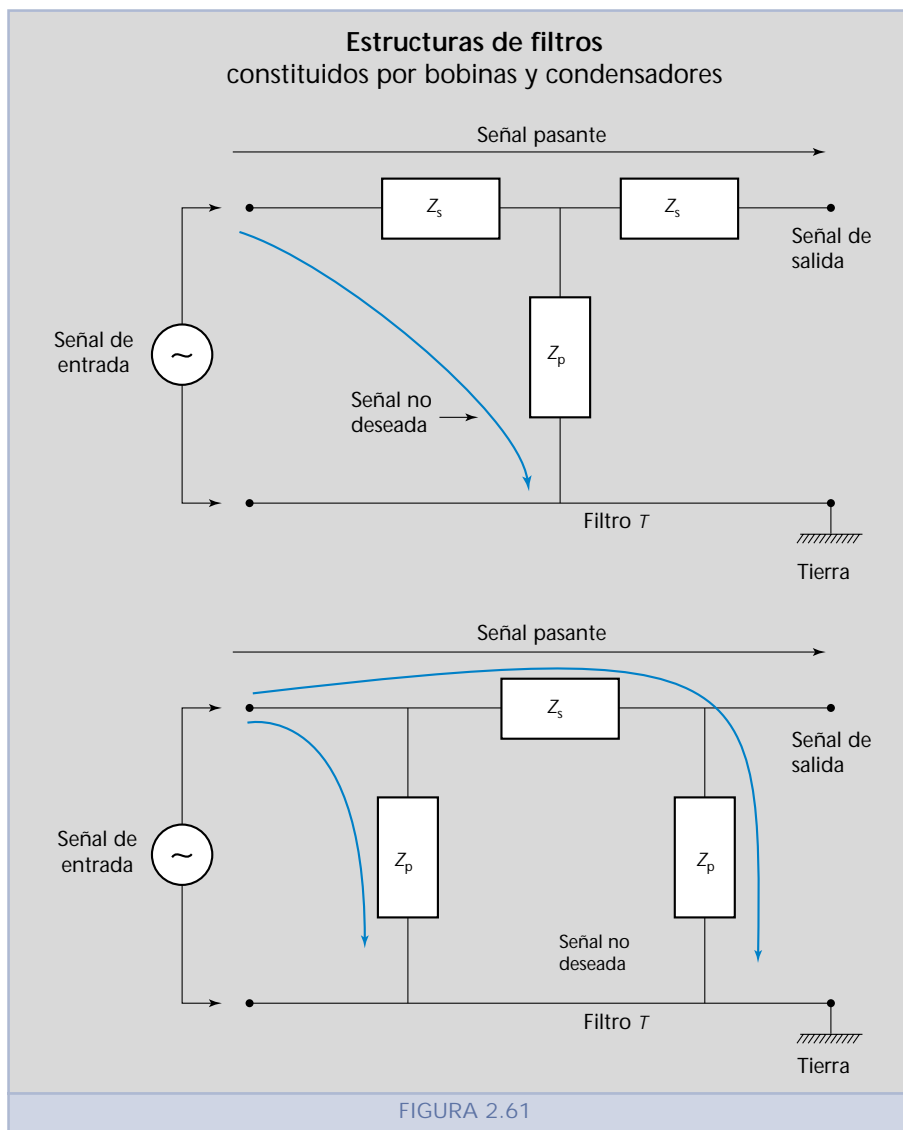
Los filtros pueden diseñarse usando una de las siguientes técnicas:

### FILTROS DE BOBINA Y CONDENSADOR

El principio de construcción de estos filtros se basa en que la transmisión de una frecuencia no deseada a través de una red puede evitarse conectando en serie una impedancia de valor alto, o también instalando en paralelo una impedancia de bajo valor que derive dicha frecuencia a tierra. En la figura 2.61 se describen las posibles estructuras de este tipo de filtros.

La impedancia de alto valor, que se halla instalada en serie en el circuito del filtro, se comporta oponiéndose al paso de la corriente correspondiente a las frecuencias no deseadas.

Por otro lado, la impedancia de bajo valor, que se halla instalada en paralelo en el circuito del filtro, se comporta como un camino de muy ba-



ja resistencia por el cual las frecuencias no deseadas son derivadas a tierra y en consecuencia no alcanzan la salida del filtro.

Los valores de alta y baja impedancia se pueden obtener mediante la utilización de bobinas y capacitores de valores apropiados para la frecuencia de operación del filtro.

## FILTROS DE CRISTAL

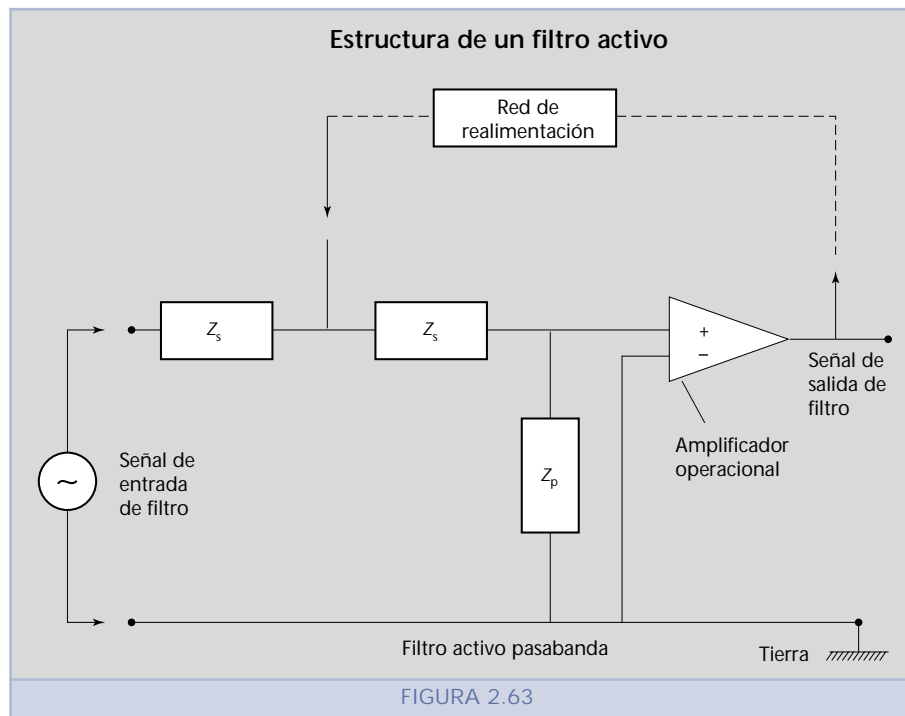
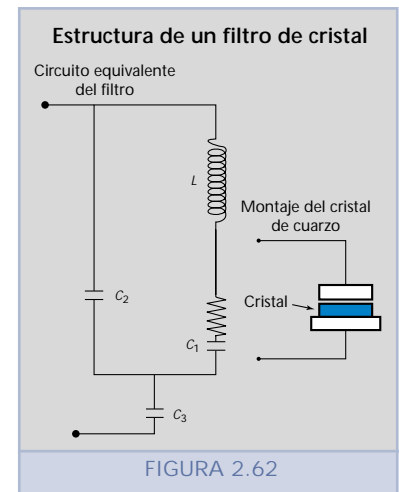
Son aquellos en los cuales las impedancias necesarias en serie y paralelo para construir el filtro se obtienen mediante el empleo de cristales piezoeléctricos.

Los cristales piezoeléctricos, como el cuarzo, tienen la particularidad de desarrollar una diferencia de potencial cuando están sometidos a esfuerzos mecánicos.

Si se corta una placa pequeña y delgada de un cristal piezoeléctrico, la placa obtenida tendrá una frecuencia natural de resonancia propia. Si a su vez se le aplica una determinada tensión de alimentación, la placa vibrará a su frecuencia natural que depende fundamentalmente de las dimensiones del cristal, del tipo de corte efectuado y también del modo de vibración.

Los filtros que emplean cristales se combinan con otros elementos electrónicos (bobinas, capacitores, resistencias, etc.) para obtener la respuesta en frecuencia deseada. La figura 2.62 muestra la estructura de un filtro de cristal.

*f*iltros de cristal



## FILTROS ACTIVOS

Son circuitos que están constituidos por amplificadores y una red de realimentación formada por capacitores y resistencias.



La denominación de **activos** se debe a que utilizan fundamentalmente amplificadores operacionales, que son dispositivos activos en un circuito electrónico, a diferencia de las resistencias, bobinas y capacitores, que constituyen elementos pasivos del circuito. La figura 2.63 muestra la estructura de un filtro activo. ■

### *Ejercicios planteados del capítulo 2*

#### A. Problemas a resolver

- Representar gráficamente una señal analógica y otra digital, indicar sus diferencias y la forma en que transportan la información cada una de ellas.
- Indicar las cinco ventajas más notables de la transmisión digital frente a la analógica.
- ¿En qué consiste un repetidor regenerativo?
- Dada una función periódica sinusoidal, definir: ciclo, período, frecuencia, pulsación angular y longitud de onda.
- Calcular cuál es el intervalo de variación de la longitud de onda para las señales portadoras de las emisoras de radio comerciales ubicadas en la banda de FM (88 MHz a 108 MHz).
- Representar gráficamente un tren de pulsos y definir: FRP, ancho de pulso, período y amplitud del pulso.
- Si por una línea de comunicaciones de longitud total  $L$  y resistencia total  $R$  circula una corriente periódica  $i(t)$ , y como resultado de ello la resistencia  $R$  disipa una potencia  $P$ , indicar cómo se denomina y cuál es la expresión matemática de la corriente continua equivalente que al circular por  $R$  disipe exactamente la misma  $P$  que la corriente alterna  $i(t)$  mencionada.
- Hallar el valor medio de una señal cuya forma de onda es un diente de sierra, siendo el período  $T = 2$  s y el valor máximo de tensión 50 mV.
- Hallar el valor medio de una señal sinusoidal, representada por la función  $y = a \sin \omega t$ , que circula por una línea de telecomunicaciones.
- Por una línea de transmisión de energía eléctrica de longitud total  $L$  circula una corriente alterna  $i(t) = 14,14 \cos \omega t$ . La resistencia total de la línea  $L$  es de 10  $\Omega$ . Calcular la potencia media  $P$  que disipa la línea.
- Calcular el valor eficaz de la señal del problema 8.
- Dada una línea de transmisión sobre la cual se transmite una señal sinusoidal  $y(t) = Y \sin \omega t$ , hallar los valores medio ( $Y_m$ ) y eficaz ( $Y_e$ ) de dicha señal.
- Dada una transmisión en banda base de 100 baudios, FRP 33,33 pps y en la cual se utiliza un codificador unipolar positivo de +10 V, calcular los valores medio y eficaz de dicha transmisión.
- Demstrar que un dBm es igual a un dBu cuando la impedancia sobre la cual se mide es de 600  $\Omega$ .
- Dado un canal de transmisión de datos coaxial con una atenuación a la frecuencia de operación de 0,8 dB/100 metros y donde la sensibilidad del receptor es -10 dBm. Calcular la potencia mínima que deberá tener el transmisor si la longitud del coaxial es de 1200 metros. Indicar cuál es la potencia mínima del receptor en miliwatt.
- Teniendo en cuenta el ejercicio anterior, indicar la ganancia de un amplificador que se debería colocar a mitad de camino entre el transmisor y el receptor si se desea cambiar a este último por otro de sensibilidad 100 veces menor.
- Teniendo en cuenta el ejercicio anterior, calcular la sensibilidad mínima que debería tener el amplificador instalado en la mitad del enlace.
- Calcular la potencia de salida de una línea de transmisión de 1000 metros donde la atenuación del cable coaxial es de 5 dB/100 metros y la potencia del transmisor que excita a la línea es de 10 W.
- Dado un enlace de fibra óptica entre un emisor y un receptor con los siguientes parámetros:  
Atenuación de la FO = 1,6 dB/km.

Atenuación del conector = 0,6 dB.

Potencia de transmisión = 3 dBm.

Sensibilidad del receptor = -55 dBm.

Calcular la distancia máxima entre receptor y transmisor suponiendo un factor de diseño FD = 10 dB (margen de diseño) y que se utiliza un conector en el transmisor y otro en el receptor.

20. Si se tiene un enlace de 1000 m entre un transmisor que entrega una potencia de 100 W y un receptor con una sensibilidad de 1 W y se pretende utilizar las siguientes líneas de transmisión, indicar cuándo se deberá utilizar amplificadores.
  - a. Usando coaxial fino RG 58 con  $\alpha_t = 5$  dB/100 m.
  - b. Usando coaxial grueso RG 218 con  $\alpha_t = 0,8$  dB/100 m.
21. Dada una señal rectangular periódica, expresar la Serie de Fourier trigonométrica e indicar el significado de cada uno de sus términos.
22. Teniendo en cuenta el ejercicio anterior, calcular los coeficientes si la señal rectangular tiene los siguientes valores
 
$$F(t) = 1 \quad 0 < t < T/2.$$

$$F(t) = -1 \quad -T/2 < t < 0.$$
23. Dado un tren de pulsos con simetría par, hallar la expresión del espectro de amplitud de la Serie Compleja de Fourier.
24. Teniendo en cuenta el resultado del problema anterior y que la FRP es de 4 pps (pulsos por segundo) y la velocidad de modulación es de 20 baudios, hallar el espectro de amplitud de la Serie Compleja de Fourier de dicho tren de pulsos.
25. Indicar qué sucede si en el ejemplo del problema 24 se producen las siguientes variaciones:

- a. Se aumenta al doble la FRP y no se varía la velocidad de modulación.
- b. Se aumenta la velocidad de modulación al doble y no se varía la FRP.
- c. Se aumentan al doble la velocidad de modulación y la FRP.

En todos los casos representar gráficamente el espectro de amplitud resultante.

26. Dada la siguiente secuencia de bits, representar gráficamente las señales resultantes utilizando el código Manchester y el Manchester diferencial para codificarla. Indicar sus principales características.

Secuencia binaria: 01100110

27. Para la secuencia siguiente, representar gráficamente las señales resultantes de aplicar los códigos denominados AMI y HDB-3.

10010000011000011110000000001000011

28. Se tiene un vínculo, cuyo ancho de banda disponible va de 1 a 10 MHz, que debe ser empleado en tres servicios distintos con la siguiente distribución del espectro:  $S_1$  de 1 a 3 MHz,  $S_2$  de 3 a 7 MHz y  $S_3$  de 7 a 10 MHz.
  - a. ¿Qué tipo de filtros utilizaría en los equipos que operan en cada servicio para que sean conectados al vínculo respetando la asignación establecida?
  - b. Dar las frecuencias de corte correspondientes. Se supone que se trata de filtros ideales.
29. Indicar cuál es el filtro que más se asemeja a línea de transmisión y construir su curva de respuesta.
30. Indicar las principales características de los filtros activos en comparación con los pasivos.

## B. Temas a desarrollar

1. ¿Qué es una bobina (inductor)? Dar una descripción física.
2. ¿Qué es un condensador (capacitor)? Dar una descripción física.
3. Dado un inductor y un capacitor, ¿cómo los pondría en un circuito para que se comporten como filtro pasa bajos y filtro pasa altos? Dibuje las estructuras.
4. ¿Cuál es el nivel de intensidad sonora máxima en decibels de ruido tolerado por el ser humano según la Organización Mundial de la Salud (OMS)? ■

