

Modulación de Pulsos .....	2
Muestreo de señales .....	2
1.1 Introducción.....	2
1.2 Muestreo periódico .....	3
1.3 Representación frecuencial del muestreo.....	5
1.4 Teorema del muestreo:.....	9
1.5 Canal Telefónico.....	9
Modulación PAM.....	9
1.- Generalidades.....	9
Modulación PWM (ó PDM) y PPM .....	11
1.- Generalidades.....	11
2.- Ventajas / Desventajas.....	13
Modulación PCM (MIC) .....	14
1.- Generalidades.....	14
2.- Características del Cuantificador .....	15
a.- Cuantificación Uniforme.....	15
b.- Cuantificación no uniforme .....	16
Multiplexación por División de Tiempo (TDM) .....	21
1.- Generalidades.....	21
2.- Proceso de cómo se produce el muestreo _ cuantificación y codificación que dan origen a una trama TDM .....	22
3.- Trama de 2 Mb/s.....	23
4.- Codificación de línea .....	25
a.- Códigos binarios .....	25

### **Bibliografía:**

- .- Manuel Sierra Pérez, 2003, Electrónica de Comunicaciones, Pearson
- .- Krauss-Bostian-Raab, 1984, Estado Sólido en Ingeniería de Radiocomunicación, Limusa
- .- Clarke & Hess, 1978, Communications Circuits:Analysis and Design, Addison - Wesley
- .- Wayne Tomasi, 2003, Sistemas de Comunicaciones Electrónicas

## Modulación de Pulsos

### Muestreo de señales

#### 1.1 Introducción

En los capítulos anteriores se han tratado diferentes aspectos de las señales discretas, sin importar su origen. Ahora consideraremos que las señales discretas están relacionadas con una señal de tiempo continuo; en otras palabras, las sucesiones discretas serán consideradas como la representación de una señal continua. Es notable que, bajo ciertas restricciones, una señal continua en el tiempo pueda ser representada solamente por algunos de sus valores, correspondientes a determinados instantes (discretos) de tiempo, y también que pueda ser recuperada a partir de ellos. Esta propiedad sorprendente es consecuencia de un resultado básico que se conoce como teorema del muestreo.

Este teorema es extremadamente importante y muy útil, y sus resultados se explotan en infinidad de aplicaciones. Por ejemplo, una película de cine está formada por un conjunto de cuadros fijos, cada uno de los cuales representa una vista instantánea (una muestra) de una escena animada. Cuando estos cuadros fijos se miran como una sucesión temporal, a una velocidad suficiente, se percibe una representación fiel de la escena animada original. Otro ejemplo (fuera del campo de la ingeniería electrónica) es una foto impresa en un diario. Estas imágenes suelen estar formadas por pequeños puntos aislados, de tres o cuatro colores que corresponden a muestras espaciales de la imagen a representar. Si la separación espacial de los puntos (las muestras) es suficientemente pequeña, desde una cierta distancia dan la impresión de una imagen continua; solo el examen con una lupa revela la naturaleza discreta. La importancia del teorema del muestreo radica en que establece un puente entre las señales de tiempo continuo y las de tiempo discreto. La posibilidad de representar completamente una señal continua por una sucesión de muestras instantáneas (bajo ciertas condiciones) establece una manera de representar señales continuas por señales discretas. En muchos contextos, el procesamiento de las señales discretas permite mayor flexibilidad y a menudo es preferible al tratamiento de señales continuas, en parte debido a la existencia de hardware digital poderoso, programable y bajo costo. Esta tecnología ofrece la posibilidad de explotar el concepto de muestreo para convertir una señal continua a una discreta, y luego de procesarla utilizando un sistema discreto, volver a convertirla para tener nuevamente una señal de tiempo continuo. En otras palabras, el procesamiento de señales continuas puede implementarse como la cascada de tres sistemas: un muestreador, un sistema discreto, y un reconstructor que permite obtener una señal continua a partir de las muestras. Esta forma de trabajo es habitual en los sistemas actuales de comunicaciones, entretenimiento, etc.

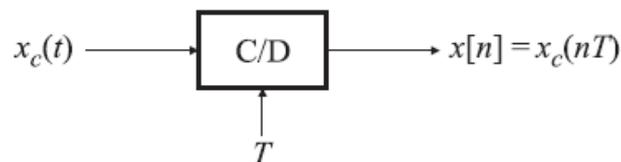


Fig. 5.1. Diagrama bloque de un conversor continuo a discreto (C/D) ideal.

## 1.2 Muestreo periódico

Aunque existen otras posibilidades (Steiglitz, 195; Oppenheim y Johnson, 1972) la manera habitual de obtener una representación discreta en el tiempo de una señal continua en tiempo es tomado muestras cada determinado período de tiempo  $T$ . En otras palabras, la señal discreta  $x[n]$  se obtiene al tomar muestras cada  $T$  segundos de una señal continua  $x_c(t)$ , de acuerdo a la relación

$$x[n] = x_c(t)|_{t=nT}, \quad -\infty < n < \infty. \quad (5.1)$$

En la ecuación (5.1)  $T$  es el período de muestreo, y su recíproca  $f_s = 1/T$  es la frecuencia de muestreo, que se mide en muestras por segundo.

A veces es conveniente expresar la frecuencia de muestreo en radianes por segundo, y en este caso se indicará como  $\omega_s = 2\pi f_s = 2\pi/T$ .

El sistema que implementa la operación indicada en la ecuación (5.1) es un conversor continuo a discreto ideal, abreviado C/D, y representado por el diagrama bloque de la Fig. 5.1.

Como ejemplo de la relación entre  $x_c(t)$  y  $x[n]$  se puede observar en la Fig. 5.2 la forma de onda de una señal de voz y la sucesión de muestras asociada.

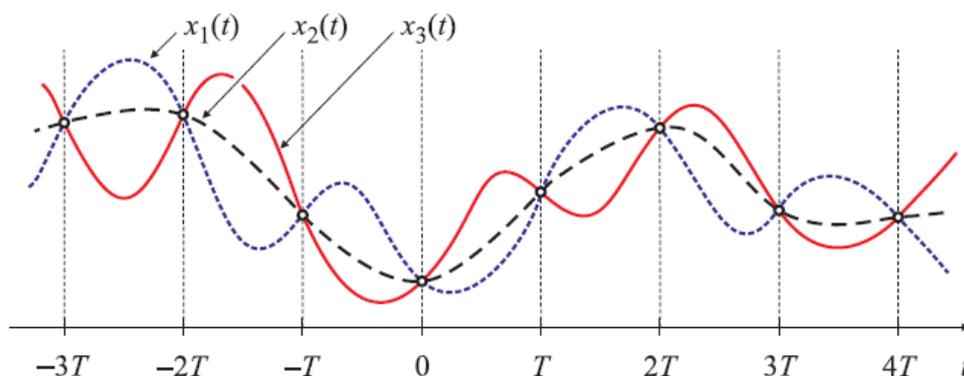


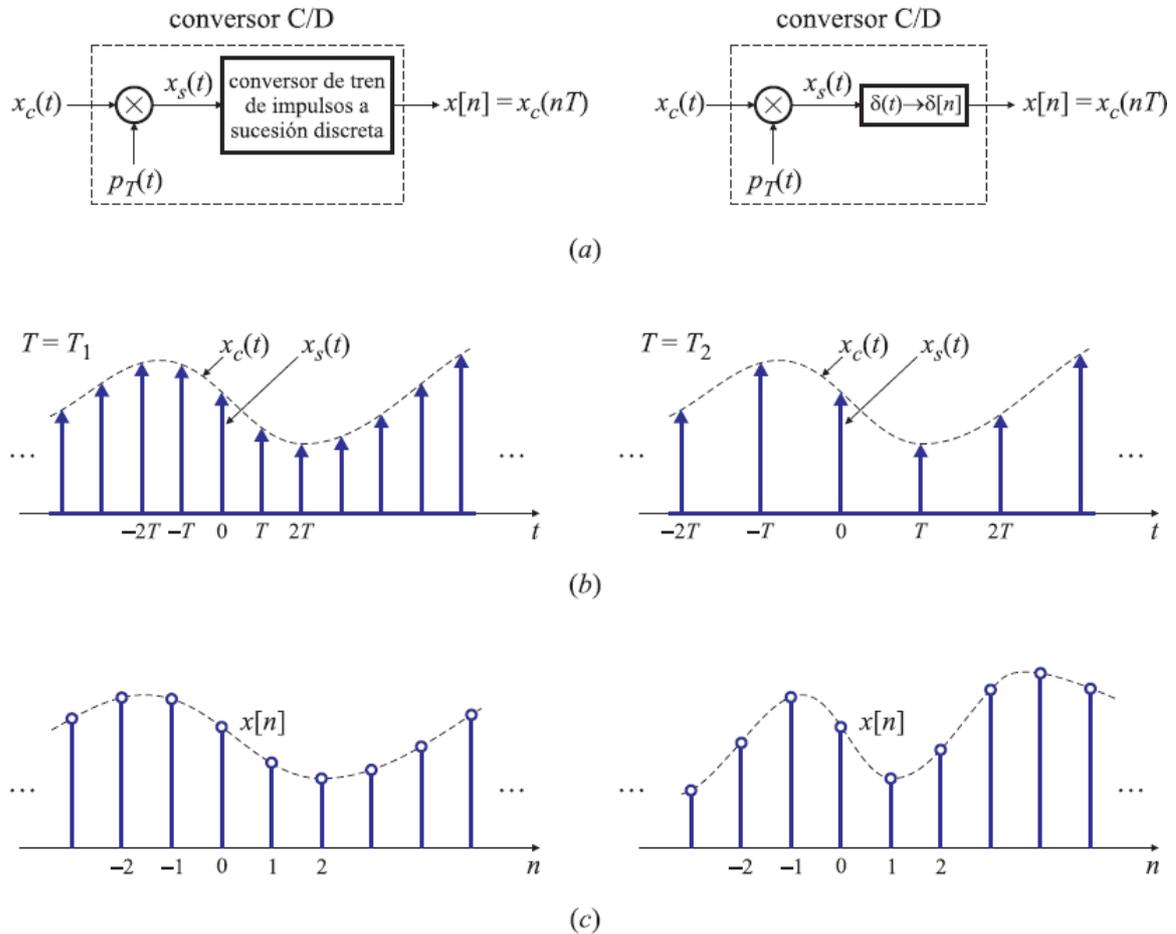
Fig. 5.2. Tres señales de tiempo continuo que toman idénticos valores en los enteros múltiplos de  $T$ .

En la práctica la operación de muestreo se lleva a cabo por un conversor analógico digital, notado A/D. Este sistema puede pensarse como una aproximación al conversor C/D ideal, pero tiene algunas diferencias que no es conveniente dejar de lado. Algunas consideraciones importantes en la implementación o selección de un conversor A/D son la resolución en bits, la linealidad de los pasos de cuantización, la necesidad de circuitos mantenedores, y la frecuencia de muestreo máxima.

Los efectos de cuantización se verán más adelante. Otros aspectos importantes de la conversión A/D están vinculados a la implementación electrónica de tales circuitos. En general, la operación de muestreo no es invertible: dada la salida  $x[n]$  del muestreador no

es posible reconstruir la señal continua original  $x_c(t)$ , ya que muchas funciones continuas en tiempo pueden producir la misma sucesión de muestras. En la Fig. 5.2 se muestran tres señales continuas que tienen el mismo valor en múltiplos enteros de  $T$ , es decir  $x_1(nT) = x_2(nT) = x_3(nT)$ .

La ambigüedad inherente al proceso de muestreo es una característica fundamental en el procesamiento de señales. Afortunadamente es posible remover esta ambigüedad restringiendo la clase de señales aplicadas al muestreador.



**Fig. 5.3.** Muestreo con un tren de impulsos periódico seguido por una conversión a una sucesión discreta. Modelo matemático (a); la señal  $x_s(t)$  para dos periodos de muestreo  $T = T_1$  y  $T = T_2$  (b); sucesión de salida para dos periodos de muestreo distintos (c).

Para estudiar el proceso de muestreo es conveniente adoptar la representación matemática que se muestra en la Fig. 5.3(a) que está compuesta por dos etapas:

*Una multiplicación por un tren de impulsos periódicos;*

*La conversión del tren de impulsos a una sucesión de números.*

En la Fig. 5.3(b) se muestra una señal continua  $x_c(t)$ , y el resultado de multiplicarla por dos trenes de impulsos periódicos de distinto período. Las sucesiones de salida respectivas se muestran en la Fig. 5.3(c). La diferencia principal entre  $x_s(t)$  y  $x[n]$  es que  $x_s(t)$  es una función "continua" (específicamente, un tren de impulsos modulado por  $x_c(t)$ ) que se anula para todo  $t$  que no sea múltiplo de  $T$ . Por otro lado, la sucesión  $x[n]$  está indizada por la variable entera  $n$ : la sucesión  $x[n]$  no contiene información explícita sobre Modulación de Pulsos\_Guia de Clase\_Versión 03

el período de muestreo  $T$ . Además, las muestras de  $x_c(t)$  están representados por los números finitos que componen la sucesión  $x[n]$  y no por las áreas de los impulsos, como ocurre con  $x_s(t)$ .

El esquema de la Fig. 5.3(a) es solamente un modelo matemático que resulta conveniente para comprender el proceso de muestreo tanto en el dominio tiempo como en el dominio frecuencia, y no es una representación de un circuito o sistema físico que implemente la operación de muestreo. En general, los circuitos encargados de convertir una señal analógica en una discreta no siguen la estructura de este diagrama en bloques, y existen muchas maneras distintas de llevar a cabo tal conversión. La ventaja de la representación de la Fig. 5.3(a) es que permite derivar de manera sencilla un resultado fundamental, y facilita la obtención de muchos resultados que serían complicados de derivar utilizando un planteo más formal basado en la manipulación de ecuaciones que involucren la transformada de Fourier.

### 1.3 Representación frecuencial del muestreo

Para obtener la relación entre la entrada y la salida de un conversor continuo/discreto (C/D) ideal en el dominio frecuencial, es conveniente considerar primero la conversión de la señal continua  $x_c(t)$  en un tren de impulsos continuos  $x_s(t)$ , como se muestra en la Fig. 5.3(a) . Esto se puede conseguir modulando el tren de impulsos

$$p_T(t) = \sum_n \delta(t - nT),$$

(donde  $\delta(t)$  es el delta de Dirac) con la señal continua  $x_c(t)$ :

$$\begin{aligned} x_s(t) &= x_c(t)p_T(t) \\ &= x_c(t) \sum_n \delta(t - nT). \end{aligned}$$

*Esta ecuación utiliza la propiedad de multiplicación de una función continua por un impulso que expresa, que mutiplicar una función continua por un impulso es lo mismo que escalar el impulso por el valor de la función continua en el lugar donde está aplicado el impulso.*

Aplicando la propiedad de “colador” del impulso,  $x_s(t)$  se puede expresar como

$$x_s(t) = \sum_n x_c(nT)\delta(t - nT).$$

Está representada en la Fig. 5.3(b) .

La transformada de Fourier de  $x_s(t)$  puede calcularse fácilmente aplicando propiedades. La señal  $x_s(t)$  es el producto de la señal continua  $x_c(t)$  y del tren de impulsos  $p_T(t)$ ; por lo tanto, la transformada de Fourier  $X_s(f)$  de  $x_s(t)$  es la convolución entre las transformadas de Fourier  $X_c(f)$  de  $x_c(t)$  y  $P_T(f)$  de  $p_T(t)$

$$X_s(f) = X_c(f) * P_T(f),$$

donde “\*” indica la convolución lineal,

$$X_s(f) = \int_{-\infty}^{\infty} X_c(v)P_T(f - v)dv.$$

Recordando

$$p_T(t) = \sum_n \delta(t - nT) \iff P_T(f) = \frac{1}{T} \sum_k \delta\left(f - \frac{k}{T}\right)$$

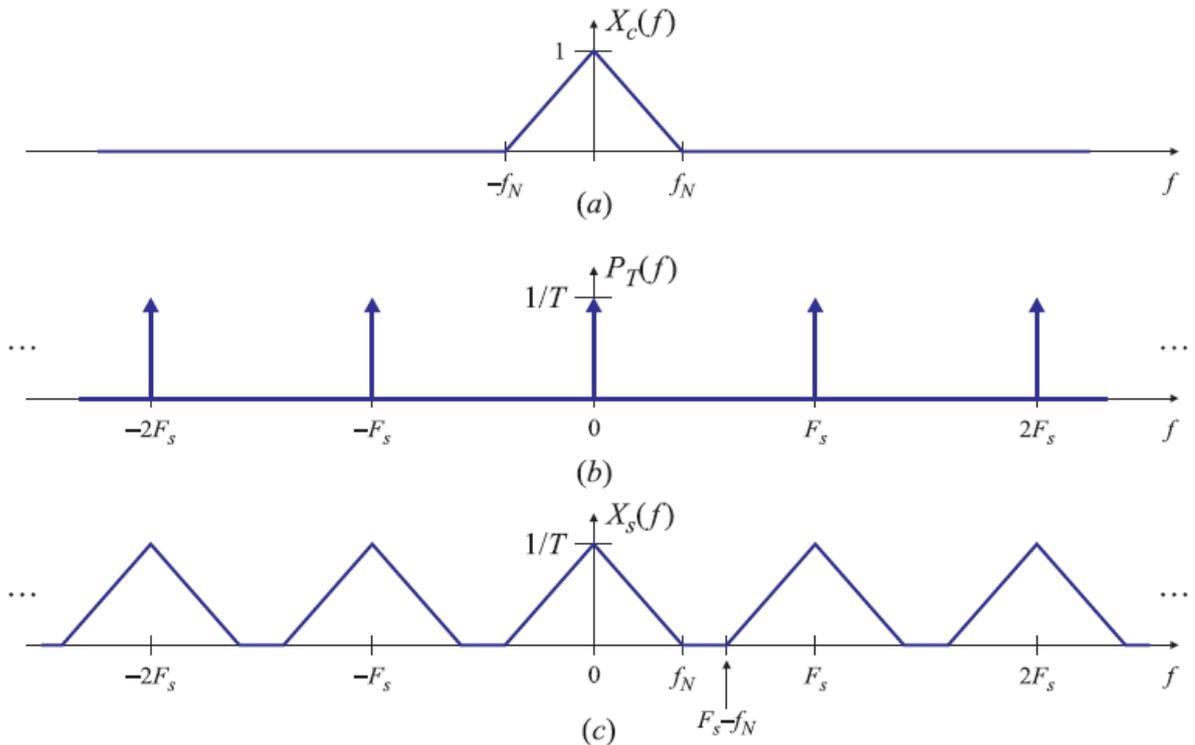
se tiene que

$$\begin{aligned} X_s(f) &= X_c(f) * \frac{1}{T} \sum_k \delta\left(f - \frac{k}{T}\right) \\ &= \frac{1}{T} \sum_k X_c\left(f - \frac{k}{T}\right) = \frac{1}{T} \sum_k X_c(f - kF_s). \end{aligned}$$

*En estas ecuaciones se aplica la propiedad de convolución de una función continua por un impulso cuyo resultado es el de desplazar la función continua al lugar donde está aplicado el impulso.*

La última ecuación establece la relación entre los espectros de la señal continua  $X_c(f)$  y la salida  $X_s(f)$  del modulador del tren de impulsos de la Fig. 5.3(a). Esta ecuación muestra que la transformada de Fourier de  $x_s(t)$  está formada por réplicas repetidas cada  $F_s = 1/T$  de la transformada de Fourier de la señal continua  $x_c(t)$ , escaladas por un factor  $1/T$ . Las copias de  $X_c(f)$  están desplazadas en múltiplos enteros de la frecuencia de muestreo  $F_s = 1/T$ , y se superponen para producir la transformada de Fourier periódica correspondiente a un tren de impulsos.

La representación frecuencial del muestreo por un tren de impulsos se ilustra en la Fig. 5.4.



**Fig. 5.4.** Efectos en el dominio frecuencia del muestreo en el dominio tiempo. Espectro de la señal original (a); espectro del tren de impulsos (b); espectro de la señal muestreada con  $F_s > 2f_N$  (sin *aliasing*) (c).

La transformada de Fourier  $X_c(f)$  de una señal  $x_c(t)$  limitada en banda cuya máxima componente frecuencial no nula es  $f_N$  se muestra en la Fig. 5.4(a), y la transformada de Fourier  $P_T(f)$  del tren de impulsos periódicos  $p_T(t)$  se representa en la Fig. 5.4(b). La convolución de estas dos transformadas, expresada en las ecuaciones

$$\begin{aligned}
 X_s(f) &= X_c(f) * \frac{1}{T} \sum_k \delta\left(f - \frac{k}{T}\right) \\
 &= \frac{1}{T} \sum_k X_c\left(f - \frac{k}{T}\right) = \frac{1}{T} \sum_k X_c(f - kF_s).
 \end{aligned}$$

es el espectro de  $X_s(f)$ , graficado en la Fig. 5.4(c), que está formado por las réplicas cada  $F_s = 1/T$  de  $X_c(f)$ .

Esta última figura permite apreciar que si la frecuencia de muestreo  $F_s$  y la máxima componente frecuencial  $f_N$  de la señal satisfacen la relación

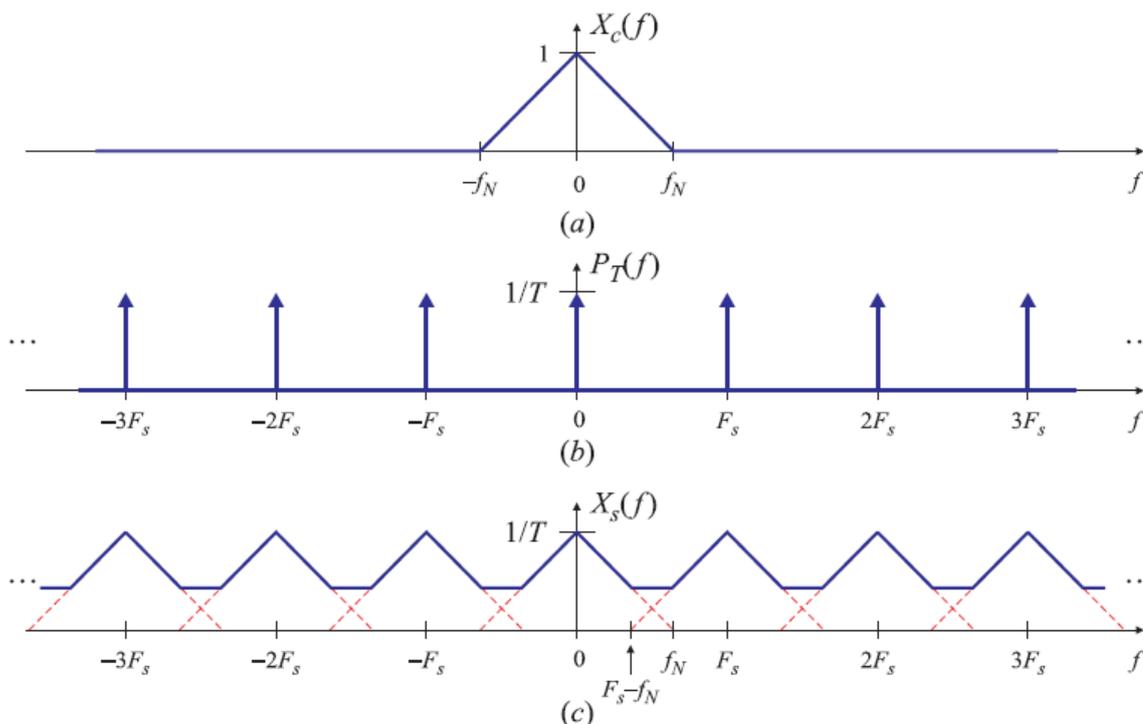
$$f_N < f_s - f_N, \text{ o sea que } f_s > 2 f_N$$

Las réplicas de  $X_c(f)$  desplazadas en múltiplos de  $F_s$  no se superponen cuando se suman según expresa la ecuación

$$= \frac{1}{T} \sum_k X_c(f - kF_s).$$

Es decir, en cada múltiplo entero de  $F_s$  se tiene una copia fiel del espectro original

Si la desigualdad  $F_s > 2f_N$  no se satisface, es decir, si  $F_s < 2f_N$  las réplicas desplazadas de  $X_c(f)$  se superponen como se representa en la Fig. 5.5.



**Fig. 5.5.** Efectos en el dominio frecuencia del muestreo en el dominio tiempo. Espectro de la señal original (a); espectro del tren de impulsos (b); espectro de la señal muestreada con  $F_s < 2f_N$  (con *aliasing*) (c).

En la Fig. 5.5(a) se muestra nuevamente la transformada de Fourier de una señal de banda limitada con máxima componente frecuencial  $f_N$ , que en este caso es mayor que  $F_s/2$ . En la Fig. 5.5(b) se representa la transformada de Fourier del tren de impulsos periódicos, que son impulsos separados  $F_s$  entre sí; comparando estas dos figuras se observa que  $f_N > F_s/2$ . La convolución de estas dos señales resulta en la señal  $x_s(t)$  cuyo espectro  $X_s(f)$  se grafica en la Fig. 5.5(c). En líneas de trazo se grafican las réplicas cada  $F_s$  del espectro  $X_c(f)$ . La suma de estas réplicas da como resultado el espectro representado por un trazo continuo grueso. En este caso, en cada múltiplo de  $F_s$  no queda centrada una copia fiel del espectro original  $X_c(f)$ , sino que aparece un espectro distorsionado.

Esta discusión es la base del Teorema del Muestreo de Nyquist, desarrollado por Kotelnikov en Rusia en 1933 (pero desconocido en occidente), por Nyquist en 1928, y reformulado por Shannon en 1949 en un marco ligeramente diferente, que se puede enunciar de la siguiente manera:

## 1.4 Teorema del muestreo:

Sea  $x_c(t)$  una señal de banda limitada, cuya transformada de Fourier satisfice  $X_c(f) = 0$  para  $|f| > f_N$ ; Entonces  $x_c(t)$  puede determinarse de manera única a partir de sus muestras

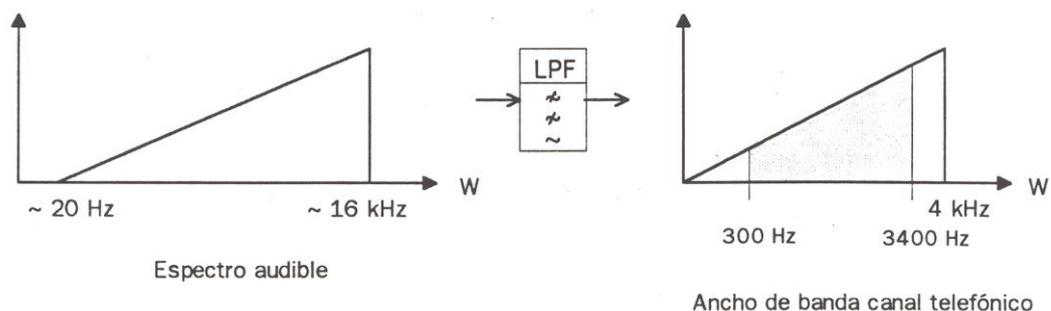
$$x[n] = x_c(nT), n \in \mathbb{N}, \text{ si } F_s = 1/T > 2 f_N.$$

La frecuencia  $f_N$  se conoce como frecuencia de Nyquist, y la frecuencia  $2 f_N$  que debe ser menor que la frecuencia de muestreo  $F_s$  se denomina tasa de Nyquist. Si la señal muestreada satisfice las hipótesis del teorema del muestreo, como ocurre con el espectro de la Fig. 5.3, es posible recuperar el espectro original filtrando la señal  $x_s(t)$  con un filtro pasabajos de ancho de banda adecuado.

En el caso representado en la Fig. 5.5 no es posible recuperar el espectro  $X_c(f)$  de la señal original filtrando el espectro  $X_s(f)$  de  $x_s(t)$  con cualquier tipo de filtro. Se dice en este caso que el espectro está alterado por las réplicas o que sufre distorsión por aliasing (réplica en inglés) en el primer caso, la señal continua  $x_c(t)$  puede recuperarse a partir de  $x_s(t)$  utilizando un filtro pasabajos ideal, conocido como filtro reconstructor, como se muestra en la Fig. 5.6(a)

## 1.5 Canal Telefónico

La aplicación práctica en telefonía y telecomunicaciones se realiza acotando el ancho de banda de la voz humana y los sonidos a 4 KHz., por lo que la frecuencia de muestreo será de 8 KHz.

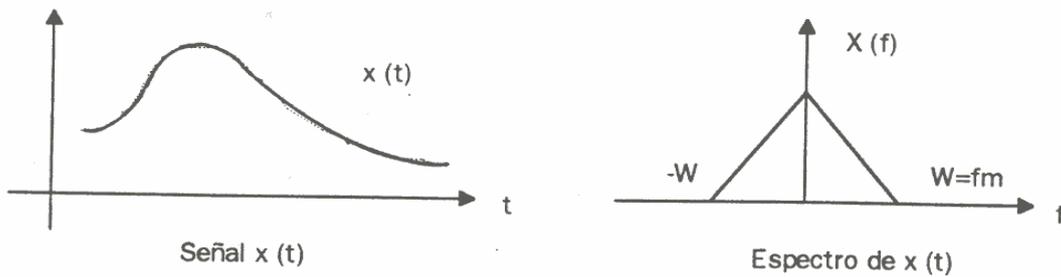


## Modulación PAM

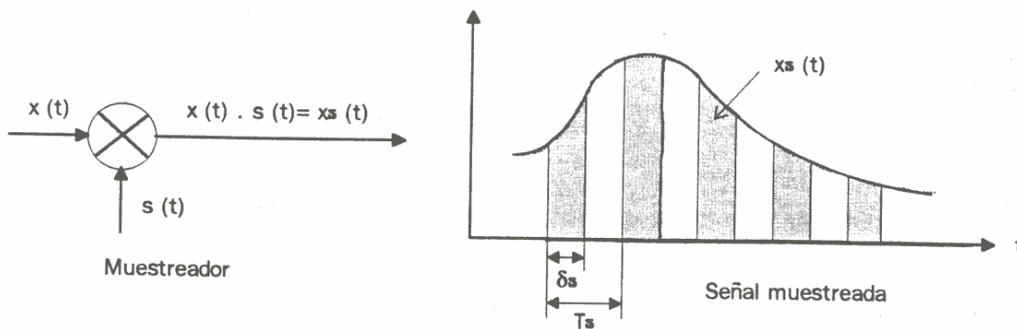
### 1.- Generalidades

**Es un sistema que transmite los valores de las muestras de la señal recibida.** El nombre de PAM proviene de Pulse Amplitude Modulation, es decir, Modulación por Amplitud de Pulso. **No es un sistema digital ya que la amplitud de los pulsos varía en**

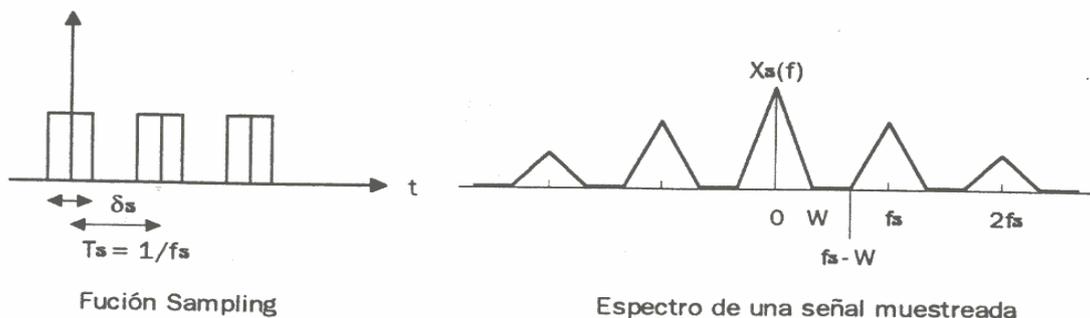
**función de la señal de entrada.** Su funcionamiento se basa en el muestreo o sampling de una señal analógica  $x(t)$ , limitada en banda al valor  $W=fm$



Si a  $x(t)$  se la multiplica por un tren de pulsos rectangulares  $s(t)$ , se obtiene la señal muestreada  $x_s(t)$ .



Podemos hallar el espectro de  $x_s(t)$ , es decir  $X_s(f)$ , sabiendo que  $x(t)s(t) = x_s(t)$ , transformando en el dominio de la frecuencia como  $X_s(f) = X(f) \cdot S(f)$  y obviando la parte matemática llegamos a que la representación gráfica de  $X_s(f)$  es:



Vemos que en  $X_s(f)$  podemos recuperar  $x(t)$  por medio del filtrado de su espectro, en tanto y en cuanto no se produzca solapamiento en las bandas laterales. Para evitar ello se deben cumplir las siguientes condiciones:

La señal de entrada debe estar limitada en su ancho de banda  
La frecuencia de muestreo debe ser tal que:  $f_s - W \geq W$

o sea que:  $f_s \geq 2W$  ó  $T_s \leq 1 / 2W$  que se denomina frecuencia o tasa de muestreo de Nyquist

Como hemos podido ver aquí al muestrear con un tren de pulsos (no con impulsos) el

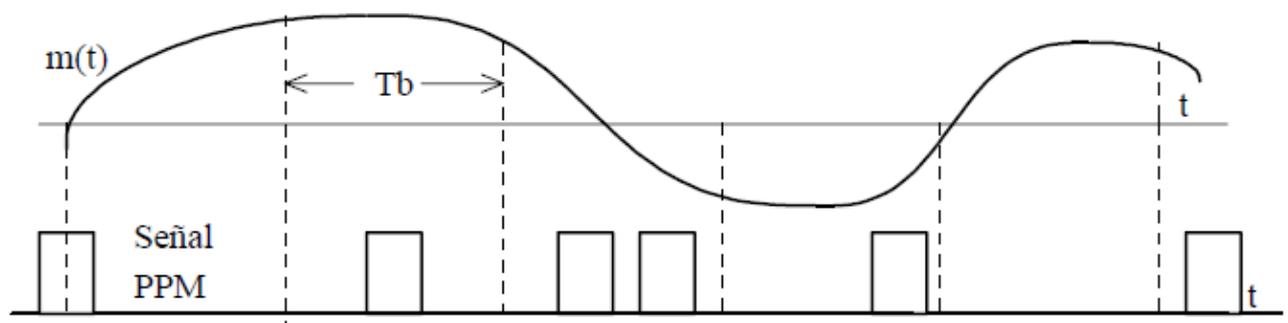
ancho de banda será  $B_w = \frac{2\pi}{\delta s}$ , o sea depende del ancho de pulso (no de la frecuencia de repetición), mientras que si lo hubiésemos calculado para los impulsos sería infinito.

## Modulación PWM (ó PDM) y PPM

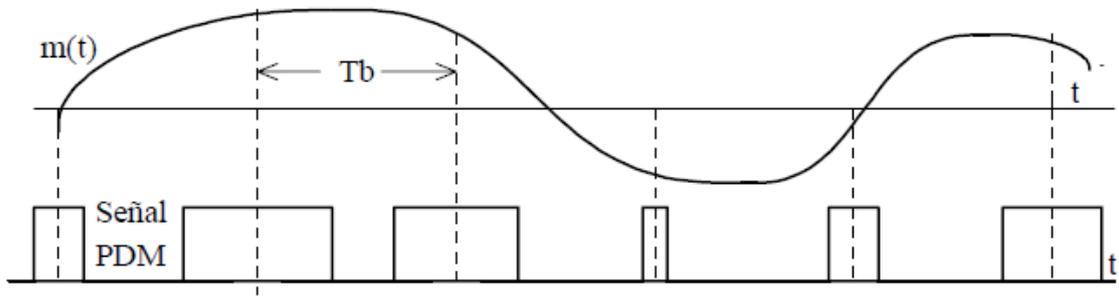
### 1.- Generalidades

El procedimiento para generar estas ondas es el siguiente: una vez que se tiene la señal PAM, se la ingresa a un temporizador, el mismo convierte las variaciones de amplitud de la señal PAM en variaciones de ancho de pulso, a la salida del temporizador se tendrán pulsos de igual amplitud pero de distinta duración obteniendo así una Modulación PWM (Modulación por ancho de pulso) ó PDM (modulación por duración de pulso)

Ahora si ingresamos a un temporizador una señal PAM y mediante el manejo de un circuito de disparo del temporizador (utilizando una señal de referencia) controlamos la posición del pulso se puede generar una Modulación PPM (Modulación por posición de pulso). A su vez puede obtenerse PPM obteniendo primero PWM y derivando al final del pulso

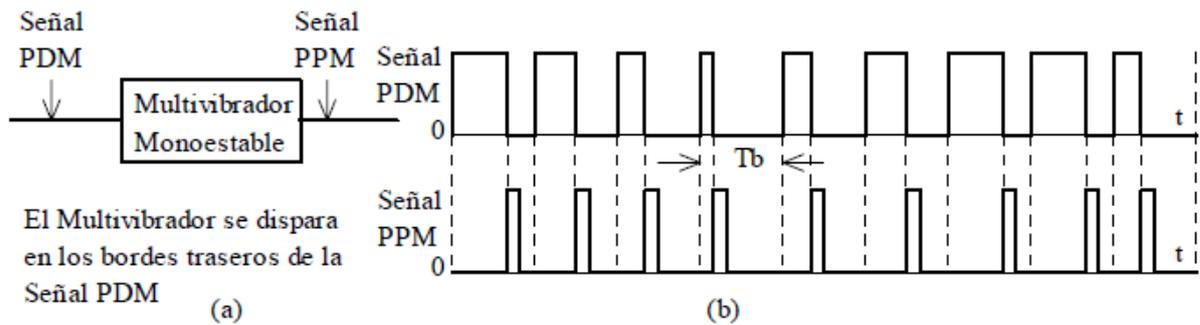
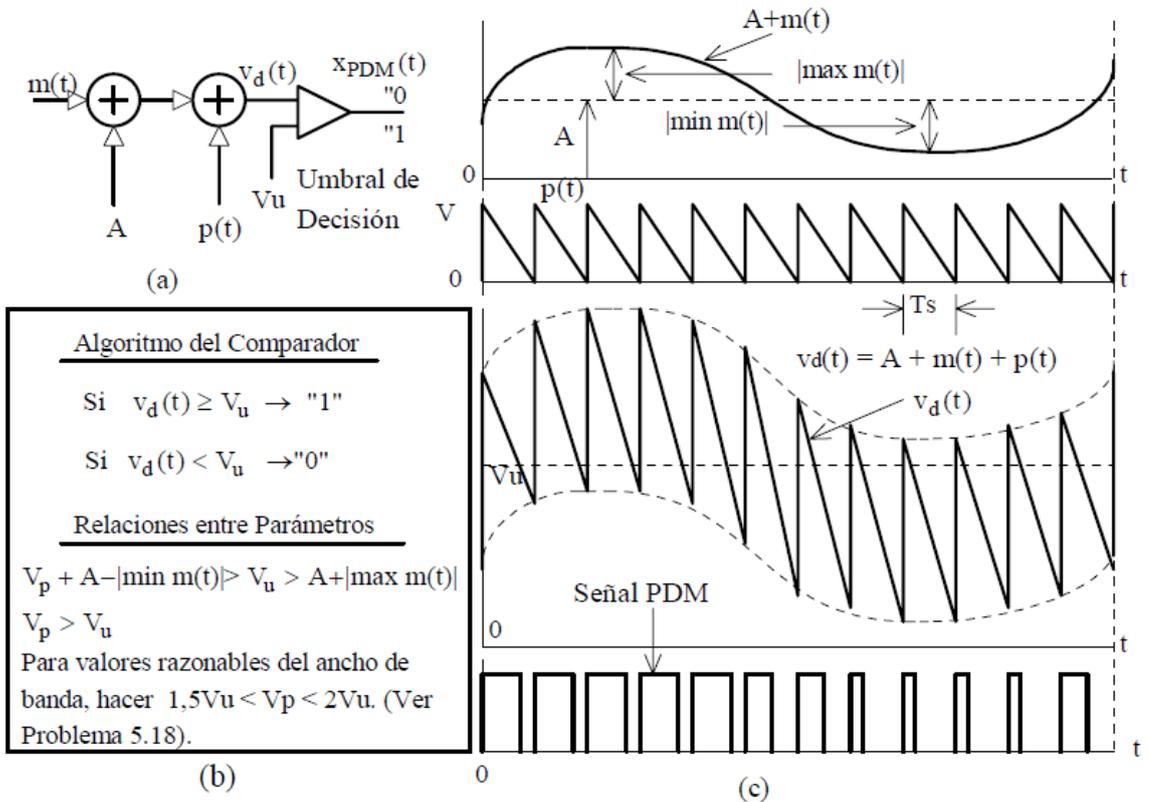


Modulación por Posición de Impulsos PPM.

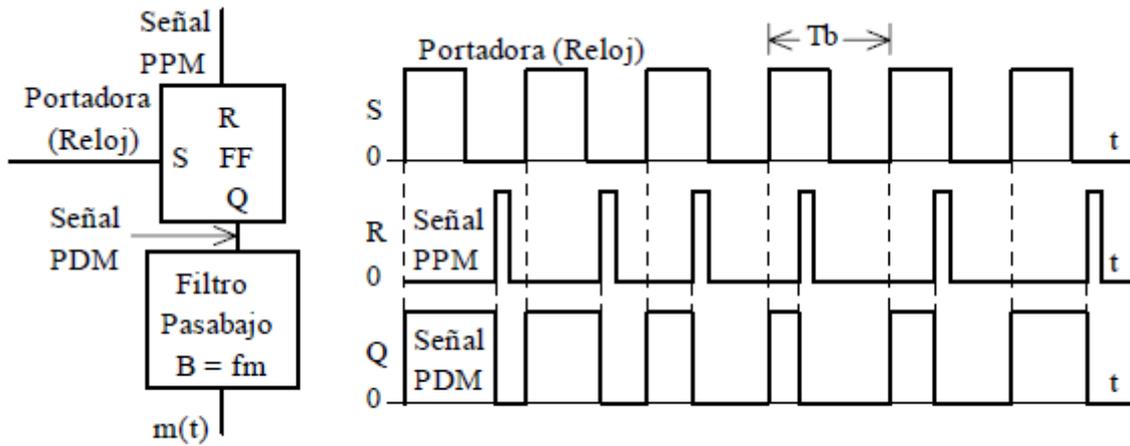


## Modulación de la Duración de Impulsos PDM

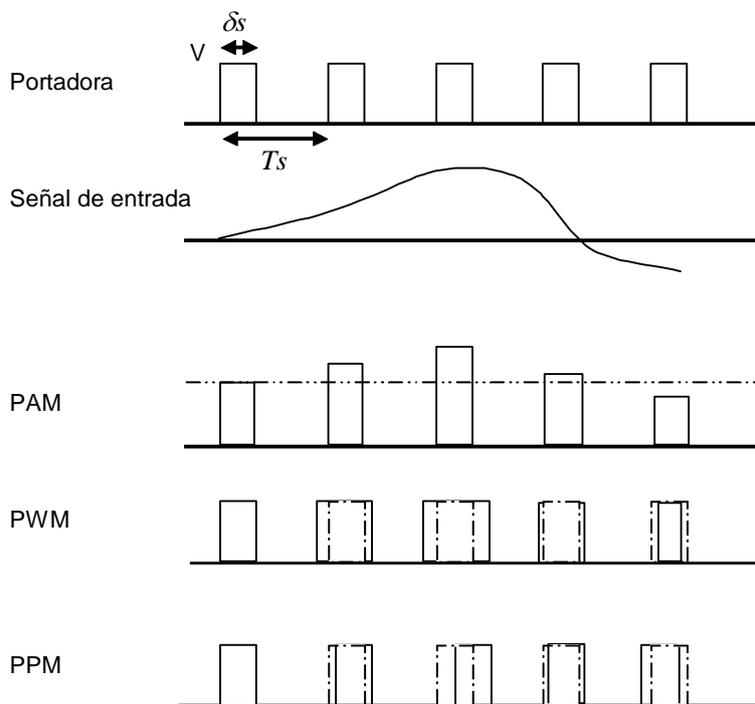
### o PWM



Generación de Señales PPM a partir de Señales PDM.



Mecanismo de Demodulación PPM/PDM/m(t).



## 2.- Ventajas / Desventajas

Estas últimas modulaciones son más inmunes al ruido que la PAM, aunque con una electrónica más compleja. Sin embargo siguen siendo modulaciones analógicas, tiene la desventaja que en el receptor deben detectarse muchos valores de amplitud si fueran PAM, o de posición si fueran PPM

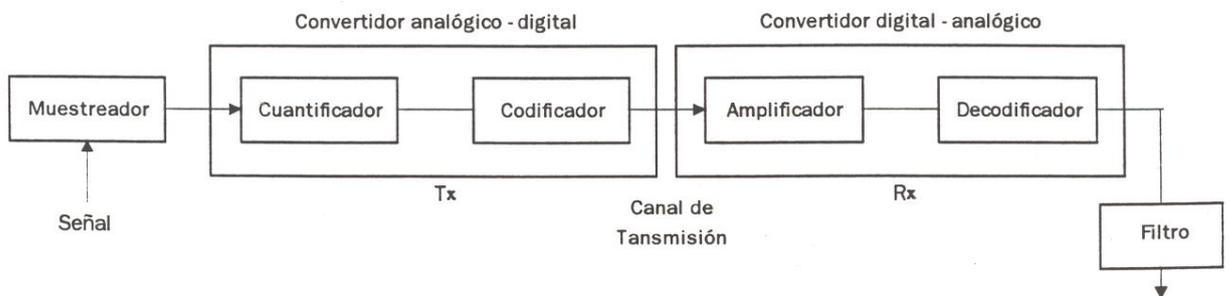
Por el contrario, en los sistemas digitales la cantidad de muestras que hay que reconocer están acotadas, por eso su uso ha sido creciente y tienen una mayor inmunidad al ruido y a la distorsión por eso la modulación PCM es el sistema más utilizado

# Modulación PCM (MIC)

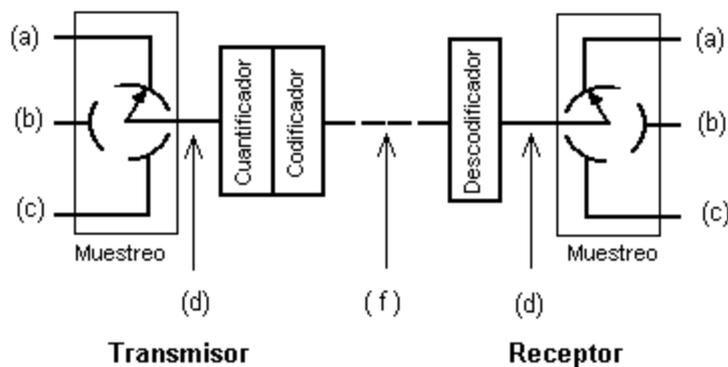
## 1.- Generalidades

La modulación PCM (Pulse Code Modulation), en castellano MIC (Modulación por Impulso Codificado), es una modulación digital. Para ello la señal muestreada (PAM) se cuantifica y codifica. Lo que nos dice que la modulación PCM tiene tres procesos a cumplimentar, muestreo, cuantificación y codificación. La cuantificación consiste en redondear las amplitudes de la señal PAM en un número discreto de niveles preestablecidos. La codificación convierte las muestras cuantificadas a un código binario apropiado, una palabra del código para cada muestra, generando así la señal como una forma de onda digital.

El esquema de los bloques básicos de un sistema PCM es:



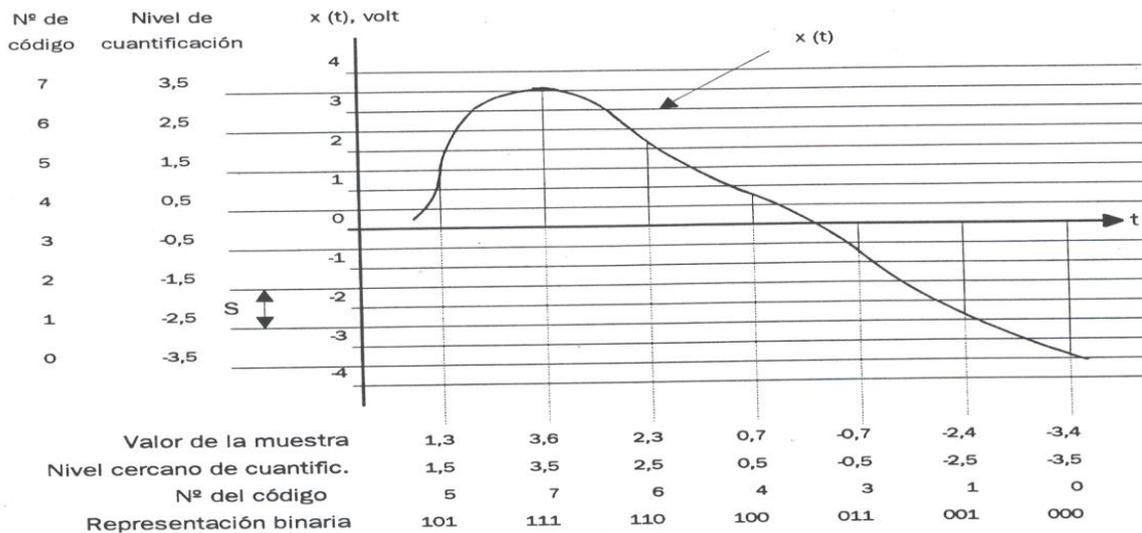
Si quisiéramos ver el esquema cuando hay más de una señal de entrada, [en este caso 3(tres)], recordar que las señales deben estar limitadas en banda, por lo cual siempre en la entrada y salida hay filtros para lograrlo



## 2.- Características del Cuantificador

### a.- Cuantificación Uniforme

Es la cuantificación que se realiza con niveles uniformemente espaciados. Las señales originales difieren de las cuantificadas en una manera aleatoria y esta diferencia se conoce como ruido de cuantificación. El gráfico siguiente muestra un ejemplo de digitalización de una señal analógica.



La diferencia entre niveles adyacentes de cuantificación es el paso cuántico  $S$ . El error máximo es  $\pm S/2$ . La relación de potencias de señal a ruido de cuantificación (suponiendo señales distribuidas equiprobables) está dada por:  $S_o / N_q = M^2 = (2^n)^2$ .

Donde  $M$  es el número de niveles cuánticos,  $n$  la cantidad de dígitos binarios y  $N_q$  el ruido de cuantificación.

Evidentemente al aumentar el número de niveles cuánticos, para un mismo rango dinámico de la señal, aumenta la relación señal a ruido de cuantificación. Pero hay que notar que también aumenta la cantidad de dígitos binarios necesarios para codificar los niveles cuánticos, y como el tiempo entre muestras tiene un valor prefijado por la frecuencia de muestreo, entonces disminuye el ancho de los pulsos binarios y aumenta el ancho de banda necesario para transmitir la información.

Se debe señalar que el valor r.m.s. del error es fijo e independiente de los valores instantáneos de  $x(t)$ . En consecuencia si  $|x(t)|$  es pequeño sobre un período de tiempo relativamente largo, la relación señal-ruido desmejora notablemente. Este efecto es particularmente agudo si la forma de onda del mensaje tiene factores de cresta elevados (factor de onda es la relación entre el valor pico y el valor r.m.s.).

Las señales de audio están precisamente caracterizadas por grandes factores de cresta, por lo cual, en la práctica, resulta conveniente adecuar la distancia entre los niveles cuánticos.

## b.- Cuantificación no uniforme

Es el proceso de cuantificación en el cual los niveles cuánticos no están igualmente espaciados, se realiza comprimiendo los niveles próximos a cero y expandiendo los extremos, por lo cual, el error de cuantificación será menor para niveles bajos de señal y mayor para los niveles más altos, lo cual enmascara su efecto perjudicial.

Existen dos razones por las cuales se prefiere la cuantificación no uniforme a la uniforme:

- **La distribución de las amplitudes de la señal casi nunca es uniforme.** Ya sea la palabra hablada como otros tipos de señales se caracterizan por tener mayor probabilidad de ocurrencia en las amplitudes pequeñas que en las grandes.
- **Los sistemas de transmisión manejan señales cuyo rango de amplitud suelen ser muy diferentes.** El ejemplo más clásico ocurre en telefonía, donde un mismo canal puede conectarse alternativamente a abonados de distintos niveles vocales; o bien estableciendo vínculos de comunicación de distinta y variada índole (p.ej. comunicaciones locales, nacionales o internacionales). La diferencia entre los volúmenes medios de las señales puede ser fácilmente de 30dB, y más en casos extremos.

Por estas razones, en ningún sistema telefónico nacional se puede usar la cuantificación uniforme.

La cuantificación no uniforme puede ser realizada de tres maneras diferentes:

- **En forma directa, es decir mediante un cuantificador de niveles cuánticos espaciados según cierta ley**
- **Comprimiendo la señal antes de una codificación uniforme e insertando un expansor luego de la decodificación.**
- **Mediante traslación digital a posteriori de una cuantificación uniforme con espacios cuánticos pequeños.**

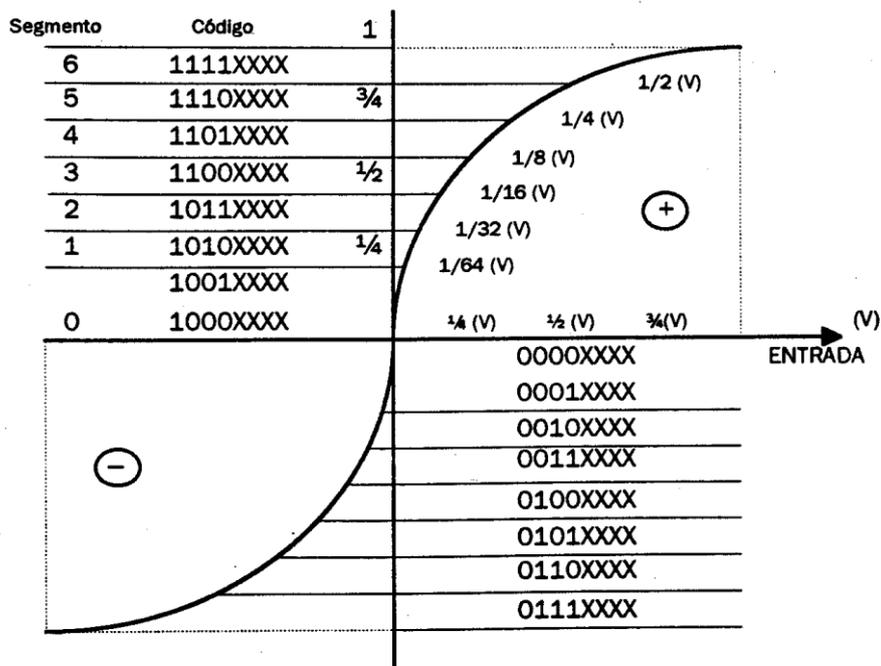
De los tres métodos enunciados, es quizá el segundo el más empleado, y de hecho el utilizado por los equipos conversores analógico-digitales en empresa de nuestro país.



La característica no lineal del compresor tiene como efecto modificar la función densidad de probabilidad de la señal de entrada. Esta resulta comprimida en sus niveles más altos, y el compresor provee mayor ganancia a los bajos niveles de la señal de entrada que a los altos.

En la figura siguiente se representa la característica de transferencia del compresor para un cuantificador de 128 pasos cuánticos (8 bits por muestra).

En el eje de las abscisas se toman los valores de la tensión de la muestra y en el eje de las ordenadas los valores binarios correspondientes a cada uno de los intervalos de cuantificación.



La característica de los pasos de cuantificación está determinada por 8 elementos (bits)

- El primero de estos determina la polaridad de la muestra: positiva o negativa.
- Los tres bits siguientes determinan el segmento correspondiente a la muestra.
- Los cuatro últimos bits sirven para situar la posición exacta de la muestra dentro del segmento al que pertenece.

## Cuantificación y Codificación

Aunque en la práctica no suele usarse, para comprender el mecanismo de la modulación PCM, se le puede descomponer en una secuencia de tres operaciones distintas: Modulación PAM, Cuantificación y Codificación, como se muestra en la Fig. 2.10.

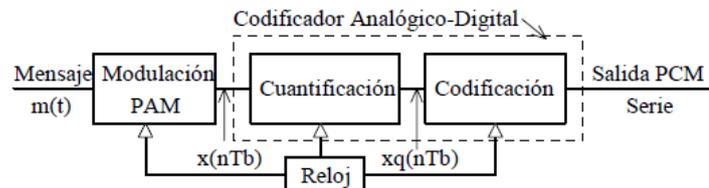


Fig. 2.10. Mecanismo de Generación de Señales PCM.

La relación entre el número de muestras de entrada  $N$  y el número de impulsos  $n$  de la muestra codificada es  $N = 2^n$ ; por lo tanto, el número de muestras de entrada al convertidor debe ser un número finito. Pero como el número de amplitudes de los impulsos PAM es teóricamente infinito, es necesario efectuar previamente un proceso de “redondeamiento” de los valores de amplitud para generar un conjunto finito de valores fijos o niveles de tal manera que el número de niveles sea un entero finito  $N$ . Este proceso se denomina “cuantificación” y es similar al redondeamiento de los últimos dígitos en un proceso numérico.

En general, la cuantificación transforma un conjunto infinito de amplitudes en un conjunto finito de  $N$  amplitudes; como consecuencia, después de la conversión la señal  $m(t)$  nunca podrá ser recuperada exactamente en su forma original (aún en el caso de que el ruido de transmisión sea nulo) debido al denominado “ruido de cuantificación”. En efecto, el proceso de cuantificación introduce una cantidad inicial de distorsión, la cual es inherente al sistema pero que podemos controlar y hacer tan pequeña como queramos, dependiendo del número de niveles de cuantificación elegidos. Esto significa que la señal original puede aproximarse mediante una señal que se construye a partir de un conjunto disponible de amplitudes discretas elegidas sobre una base de error mínimo. La existencia de un número finito de niveles de amplitud discreta es una condición básica en PCM. Por supuesto, si se asigna niveles de amplitud discreta con un espaciamiento lo suficientemente pequeño, se puede lograr que la señal cuantificada prácticamente no se distinga de la señal original.

La codificación binaria natural es el proceso de transformación de la amplitud de la muestra PAM cuantificada en secuencias de  $n$  impulsos binarios conocidas como “grupos de codificación”. A cada nivel de cuantificación se asigna un grupo de codificación diferente, es decir, habrá  $N = 2^n$  grupos de codificación, palabras o secuencias binarias de  $n$  impulsos (llamados también “dígitos binarios” y más impropriamente “bits”) cada una, como se muestra en la Fig. 2.11(a).

En la Fig. 2.11(a) se tiene unas muestras PAM cuantificadas y sus correspondientes formas codificadas en PCM (NRZ y RZ). Nótese que en este caso se ha empleado 8 niveles ( $2^3$ ) para cuantificar las muestras; por lo tanto, un código de tres dígitos será suficiente para codificación completa; nótese también que el bit de menor peso se transmite de primero. En

la Tabla, Fig. 2.11(b), se muestra la codificación empleada. En general, los fabricantes de los codificadores o convertidores especifican el correspondiente código de salida (binario natural, BCD, OFF-SET, etc.).

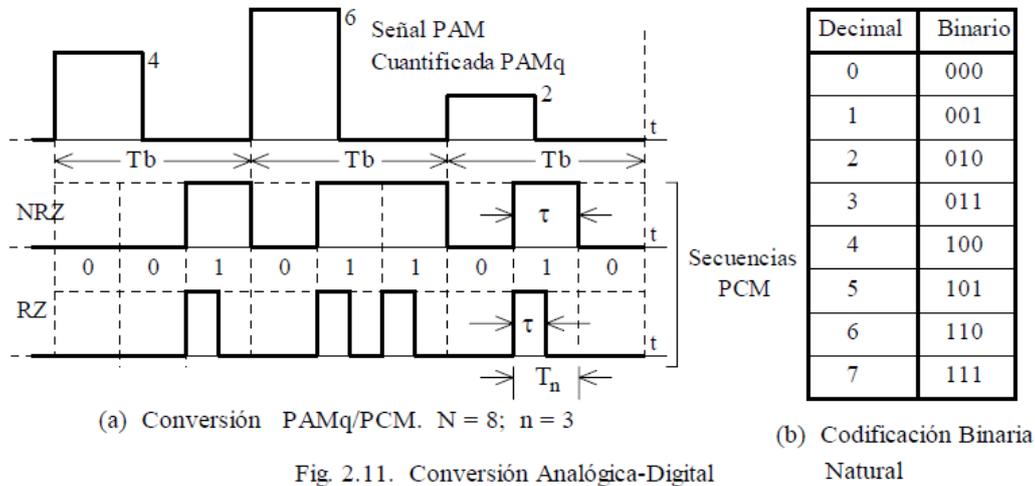


Fig. 2.11. Conversión Analógica-Digital

La codificación binaria, en sus distintas variedades, es la más utilizada debido a su simplicidad de generación, regeneración y detección, y por su gran inmunidad al ruido de transmisión. Esta inmunidad se debe a que: (a) solamente una parte de la información total es afectada por la pérdida o distorsión de uno o más impulsos de un grupo de codificación, y (b) que se puede tolerar grandes cantidades de ruido y distorsión en la detección de los impulsos individuales porque la selección o decisión se efectúa solamente entre dos estados: el estado “CERO” o el estado “UNO”.

### Demodulación de Señales PCM

El mecanismo de recepción de señales PCM se muestra en la Fig. 2.12.

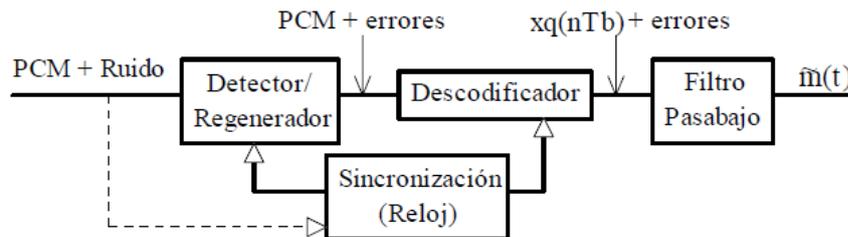


Fig. 2.12. Recepción de Señales PCM.

La señal de banda de base que llega al receptor está contaminada con ruido blanco  $n(t)$ . En el detector/regenerador se determina si llegaron o no impulsos, se regeneran y se encuadran en los correspondientes grupos de codificación incluyendo los errores producidos por el ruido  $n(t)$ . Esta secuencia de grupos se aplica al descodificador que los convierte en las muestras de una señal PAM cuantificada (incluyendo los errores debido al

ruido). Esta señal se filtra en un filtro pasabajo de ancho de banda  $B = f_m$  para extraer el mensaje  $m(t)$ . Nótese que la señal de salida  $\tilde{m}(t)$  del receptor no es idéntica a  $m(t)$  debido a los efectos del ruido aditivo  $n(t)$  y del ruido de cuantificación; en otras palabras, en el sistema PCM la reconstrucción perfecta de una señal de variación continua es imposible aún cuando el ruido  $n(t)$  sea despreciable.

En la práctica, el proceso de cuantificación y codificación es efectuado por un solo dispositivo denominado “convertidor analógico-digital, (CAD)”. La operación inversa en el receptor, es decir, la conversión de la señal PCM en una señal analógica PAM, se efectúa con un “convertidor digital-analógico, (CDA)”. Estos dos convertidores son fácilmente disponibles a costos moderados como circuitos de mediana y gran escala de integración (MSI y VLSI), en todas las tecnologías (TTL, MOS, etc.), para cualquier valor de  $n$  y para diferentes velocidades de conversión y códigos de salida.

Hay que señalar que en los convertidores analógico-digitales prácticos la salida se presenta en forma paralela, pero como la señal PCM de banda de base es una secuencia serie, es necesario efectuar una transformación paralelo/serie utilizando comúnmente registros de desplazamiento (“shift-registers”), como se muestra en la Fig. 2.13(a). Para la demodulación el proceso es contrario: la señal PCM procesada en el detector regenerador, en el registro se transforma en PCM paralela, se aplica luego al convertidor digital-analógico y por último se pasa por un filtro pasabajo, como se muestra en la Fig. 2.13(b). Sin embargo, en el comercio se puede conseguir circuitos integrados (por ejemplo, el MM58100 o el MM58150) en los cuales el registro está incluido en el circuito integrado (“chip”).

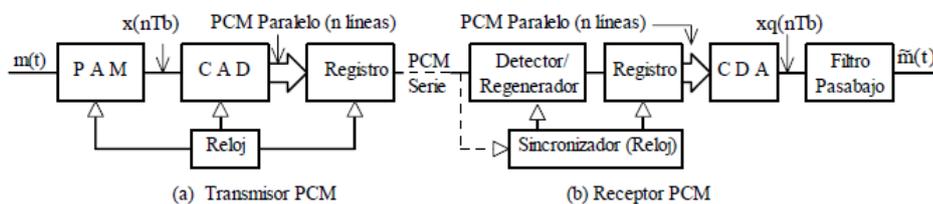


Fig. 2.13. Sistema de Transmisión y Recepción PCM

En la Fig. 2.14 se muestra el proceso completo de generación de señales PCM.

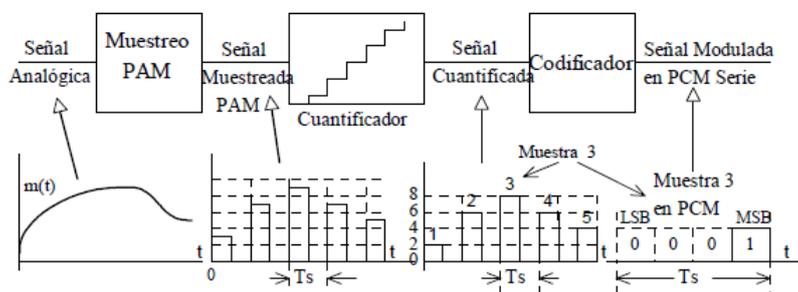
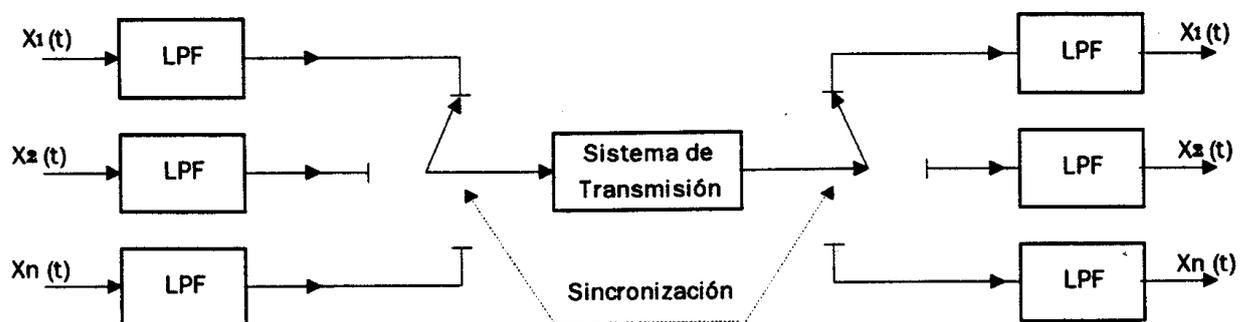


Fig. 2.14. Mecanismo de generación de señales PCM.

## Multiplexación por División de Tiempo (TDM)

### 1.- Generalidades

Los sistemas PCM y de pulsos la multiplexación de varias señales se logran muestreando las señales individuales en diferentes tiempos y tomando una ranura de tiempo definida para la transmisión de cada muestra en el canal común. Este proceso donde cada señal comparte el canal común en diferentes tiempos se conoce como múltiplex por división de tiempo (TDM).



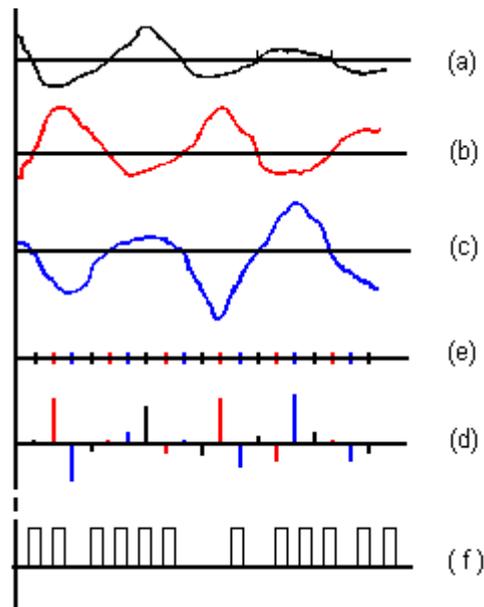
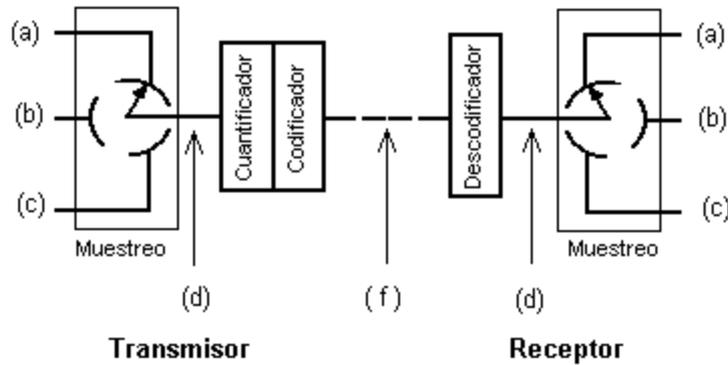
Se observa que las señales de entrada, todas limitadas en ancho de banda por filtros pasabajos, son secuencialmente muestreadas en el transmisor por una llave rotatoria o conmutadora. La llave da una revolución completa en  $T_s \leq 1/2W$ , extrayendo una muestra de cada entrada.

De aquí la salida del conmutador es una onda PAM conteniendo las muestras individuales de los mensajes entrelazados en el tiempo.

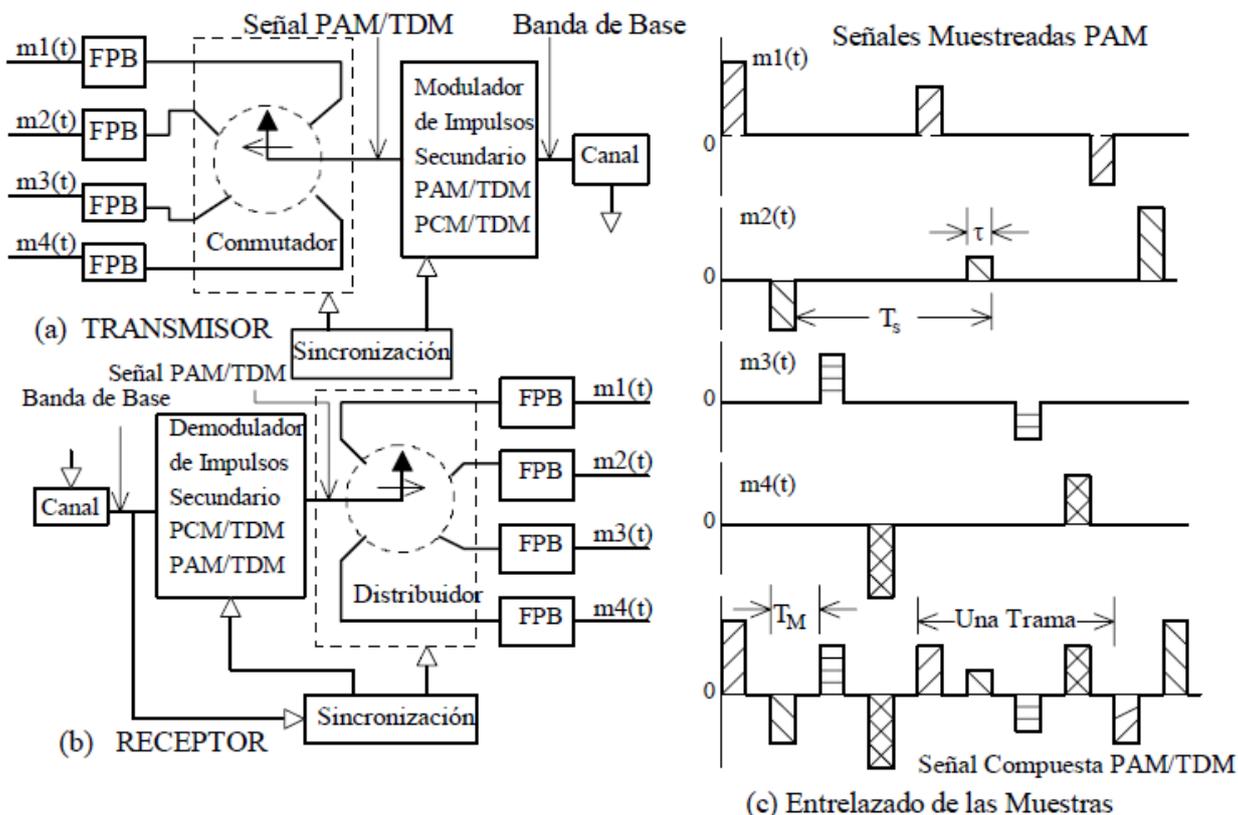
Si hay  $N$  entradas, el espaciamiento entre pulsos es  $\frac{T_s}{N} = \frac{1}{NF}$  mientras que el espaciamiento entre muestras sucesivas de una misma entrada es  $T_s$ . Esto es, una Trama.

## 2.- Proceso de cómo se produce el muestreo \_ cuantificación y codificación que dan origen a una trama TDM

Recordar que las señales deben estar limitadas en banda, por lo cual siempre en la entrada y salida hay filtros para lograrlo



- (a) Señal limitada en banda canal 1
- (b) Señal limitada en banda canal 2
- (c) Señal limitada en banda canal 3
- (d) Señal muestreada (señales PAM)
- (e) Señal de muestreo, recordar que debe ser mayor o igual a  $2f_m$  ( $f_s \geq 2f_m$ )
- (f) Señal codificada



### 3.- Trama de 2 Mb/s

En un típico sistema PCM se dispone de 32 intervalos de tiempo, cada uno es un canal. De éstos, el canal 0 se utiliza para alineación.

Opcionalmente el canal 16 puede llevar información de señalización o bien información útil. Este sistema es conocido como PCM 30+2 ó 31+1.

Dado que el canal telefónico tiene un ancho de banda de 4kHz, cada intervalo de tiempo es muestreado a una frecuencia de 8kHz, la trama (los 32 intervalos de tiempo) se repite

cada;  $\frac{1}{8000} = 125\text{useg}$  La duración de cada intervalo es de  $\frac{125}{32} = 3.9\text{useg}$  y dado que se usa un cuantificador de 28 niveles cuánticos (8 bits para identificar la muestra), cada bit tiene una duración de  $\frac{3.9\text{useg}}{8} = 0.488\text{useg}$

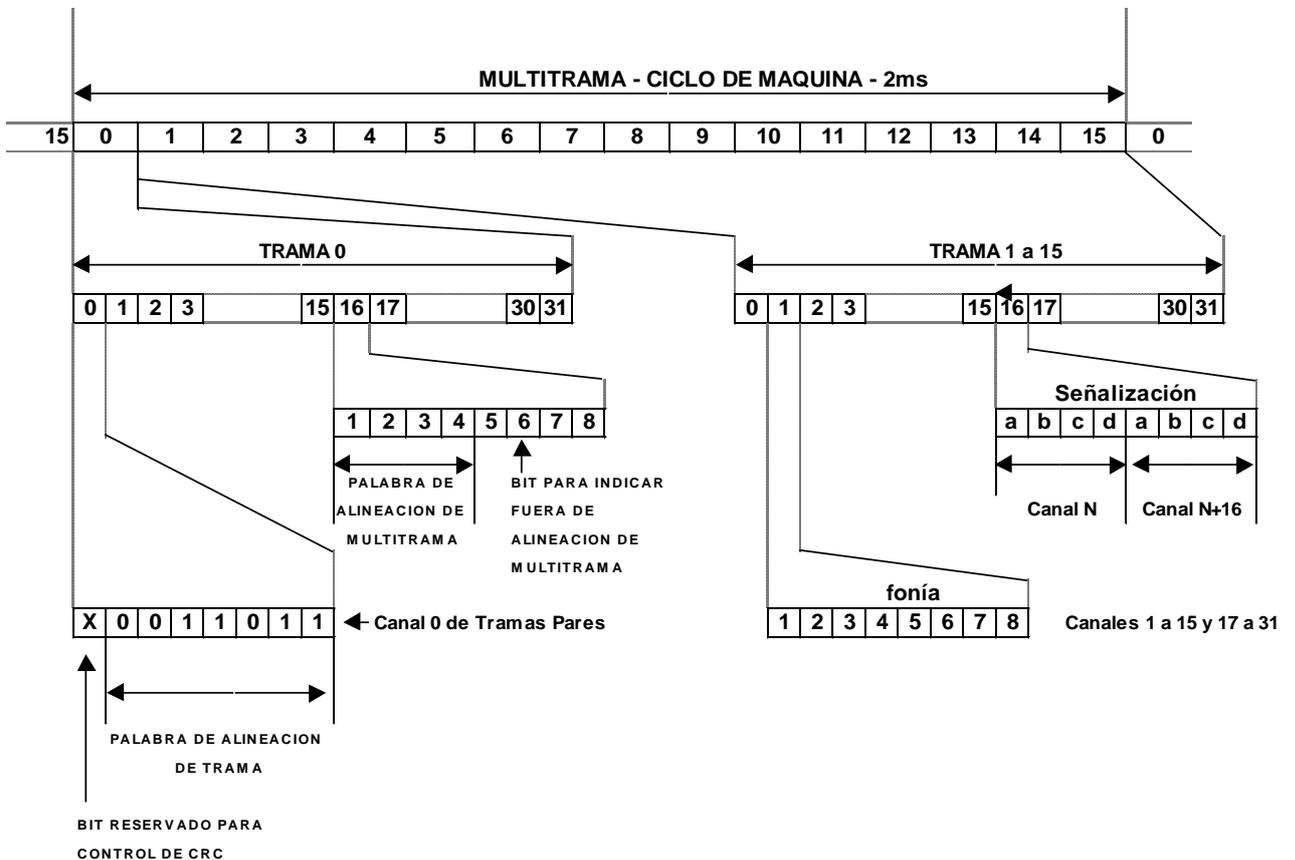
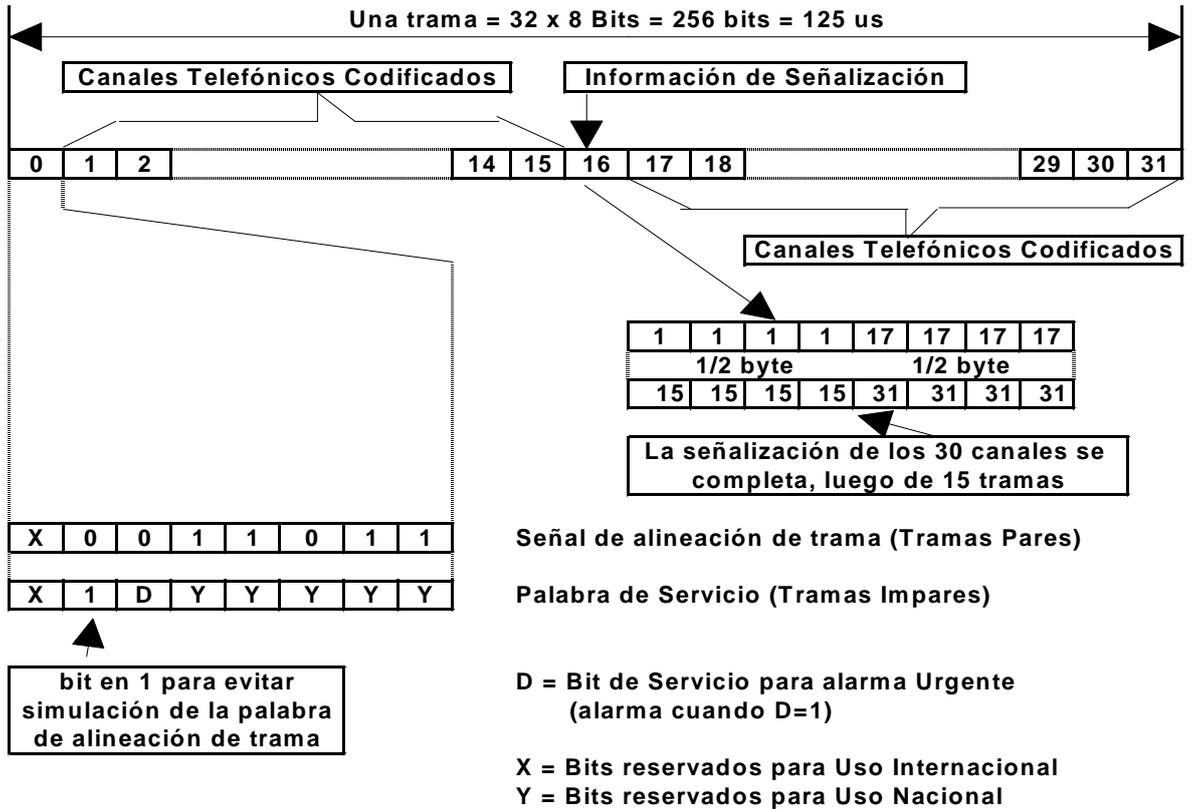
El sistema entonces, genera

$$8000 \times 32 \times 8 = 2048000 \text{ bits / seg}$$

Este conjunto de muestras de información, compuesto por 30 (ó 31) bytes más un byte de alineación, recibe el nombre de trama de 2Mb/s, o trama E1

Es importante recalcar, que el hablar de "trama", implica hablar de una estructura de bits, agrupados en bytes, ordenados por canales.

**ESTRUCTURA DE TRAMA DE 2MB/S - SEGUN RECOMENDACION ITU-T G704**



## 4.- Codificación de línea

En transmisiones de larga distancia es técnicamente conveniente, además del envío de los pulsos de sincronismo, incorporar la sincronización dentro de la propia señal que se transmite. Esto es lo que se conoce como un código autosincronizado, los que no lo son, presentan problemas de clock y de datos

A efectos de sincronización, los mejores códigos son aquellos que causan cambios frecuentes y regulares en el estado de la línea o canal, con dicha codificación de línea buscamos disminuir el contenido de continua de la señal digital, de forma de mejorar su transmisión a través de una línea telefónica

Por ejemplo en velocidades de 2, 8 y 34 Mb/s se utiliza el código HDB-3 y en 140 Mb/s el CMI

### a.- Códigos binarios

Estos códigos hacen uso de dos niveles de tensión, pudiendo ser unipolares o bipolares (+/-V y 0 ó +V y -V)

**NRZ:** No retorno a cero, en este código se coincide con el concepto de señal digital, el nivel de tensión ocupa el tiempo asignado al dígito binario, o sea el nivel de señal permanece constante durante todo el intervalo del bit, se suele utilizar en la transmisiones interna de los equipos, más que vía cable, debido a que no tiene autosincronización

**RZ:** Retorno a Cero, presentan características de sincronización pero su principal desventaja que producen al menos dos transiciones de señal por cada bit, o sea que necesitarán al menos dos veces la velocidad de transmisión de un código NRZ o sea se necesitará mayor ancho de banda para transmitir, se los utiliza en algunos sistemas de área local

**CMI:** Codificación por Marcas Invertidas , se lo utiliza en transmisiones de 140 Mb/s, consiste en asignar al dígito 0 el código 01 y al dígito 1 el código 00 y 11 en forma alternada.

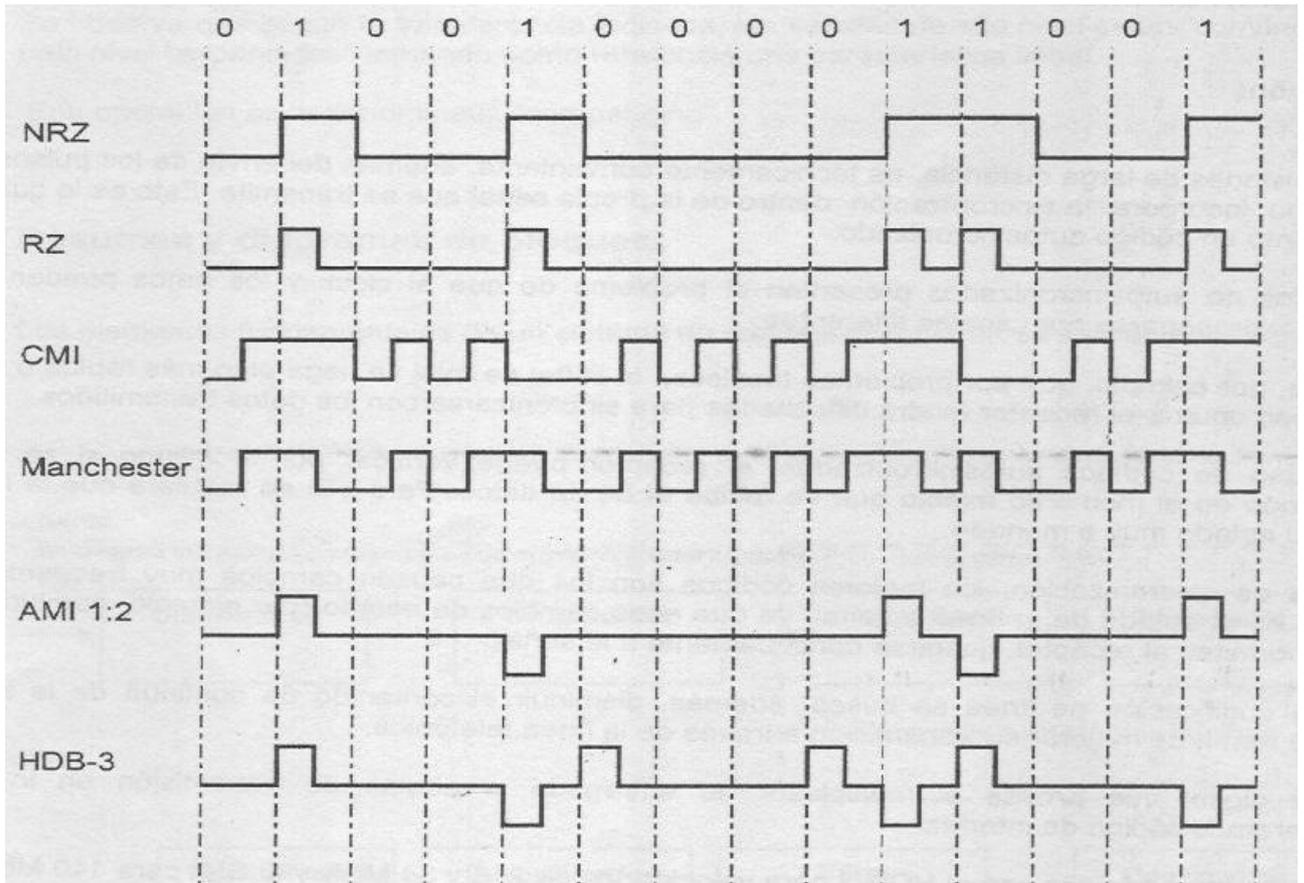
**Manchester:** es un código bastante utilizado en sistemas de comunicaciones, en fibra óptica, enlaces por cable coaxial o en redes de área local, Se basa en que cada período de bit se divide en dos intervalos iguales, también necesita el doble de velocidad en la transmisión

### b.- Códigos Terciarios

Utilizan tres niveles de tensión (+V,0,-V)

**AMI: Inversión Alternada de Marcas,** asegura el nivel de continua nula, es muy apropiado para la transmisión a través de conductores metálicos

**HDB-3: Código de Alta Densidad Binaria,** con un máximo de 3 ceros consecutivos, se lo utiliza en multiplexores de 2, 8 y 34 Mb/s



La idea de emplear códigos es:

- 1.- Eliminar la componente de continua, del espectro de potencia de la señal
- 2.- Detectar errores
- 3.- Reducir ancho de banda
- 4.- Inmunidad al ruido, los sistemas PCM se pueden caracterizar por la probabilidad de error versus la relación señal a ruido, por ejemplo la forma de onda NRZ tiene mejor performance de error que la forma de onda unipolar RZ