

Introducción a los Sistemas de Radio Frecuencia	2
Generalidades	2
Modulación de amplitud (AM),.....	3
Modulación Angular.....	4
Modulación en Fase (PM):	4
Modulación en Frecuencia (FM):	5
Teorema del Muestreo	6
1.- Enunciado:.....	6
2.- Demostración aplicando convolución gráfica	6
3.- La señal muestreada y su espectro	7
Modulación PAM	8
1.- Generalidades	8
2.- Canal Telefónico	10
Modulación PWM y PPM	10
1.- Generalidades	10
2.- Ventajas / Desventajas	11
Modulación PCM (MIC)	11
1.- Generalidades	11
2.- Cuantificación Uniforme.....	12
3.- Cuantificación no uniforme.....	13
Multiplexación por División de Tiempo (TDM).....	15
1.- Generalidades	15
2.- Trama de 2 Mb/s	16
3.- Codificación de línea.....	18
Diagrama en bloques de un Transmisor y Receptor de Radio	21
Sistema Superheterodino	22
Sistema superheterodino de conversiones múltiples	25
Niveles de señal en los distintos puntos de un receptor	26
Espectro electromagnético en radiocomunicaciones	27

Bibliografía

- 1)High Frequency Amplifiers (Carson) (Wiley & Sons) 1982
- 2)Estado Sólido en Ingeniería de Radiocomunicación (Krauss-Bostian-Raab) (Limusa) -1984
- 3)Communications Circuits:Analysis and Design (Clarke & Hess) (Addisnon - Wesley) 1978
- 4)Stability and Power Gain of Tuner Transistor Amplifiers (Stern) (Proc.IRE)
- 5)Análisis y Diseño de Circuitos Electrónicos (Chirlian) (Mc. Graw - Hill) -1967
- 6)Diseño de Circuitos para Audio, AM, FM y TV (Texas) (C.E.C.S.A.) -1969

Introducción a los Sistemas de Radio Frecuencia

Generalidades

En los últimos años se han producido fuertes desarrollos en las aplicaciones basadas en radiocomunicaciones, estos avances se han basado en la miniaturización de los circuitos de radiofrecuencia y en los sistemas digitales.

La telefonía móvil y las comunicaciones satelitales, han producido un desarrollo rápido y con productos cada vez más baratos.

La limitación del espectro, obliga a emisiones cada vez más controladas, extendiéndose a bandas de frecuencia más altas, procesos de modulación más eficientes y protegidos contra distorsiones e interferencias.

La introducción de inteligencia en los sistemas de comunicaciones es cada vez más importante, se debe permitir unir servicios, con distintos estándares y que operan en varias bandas de frecuencia, de forma tal que el usuario considere al sistema como un elemento único, de ahí que los sistemas de comunicaciones combinan telefonía móvil, con transmisión de datos e imágenes, incluyendo sistemas de radiolocalización o de identificación.

La tendencia es que haya un sistema único de comunicaciones personales que utilice varios sistemas en forma simultánea o consecutiva y que utilice la radio como canal principal de transmisión.

Los sistemas de comunicaciones, trabajan con información en forma de señales electrónicas, pueden representar voz, música, cuadros de televisión, datos, etc. y ocupan una banda limitada del espectro, por la naturaleza de la señal y por el filtrado previo a la transmisión.

La transmisión puede hacerse en banda base o modulando una portadora, la transmisión en banda base se realiza casi siempre sobre canales formados sobre líneas de transmisión, los sistemas actuales de este tipo de transmisión son las redes de área local para sistemas informáticos.

Cuando se utiliza un canal radioeléctrico es muy difícil la transmisión en banda base, primero porque el tamaño de las antenas tiene que ser al menos del orden de un cuarto de longitud onda para que su eficiencia sea alta

Esta condición elimina la posibilidad de transmitir señales de baja frecuencia que aparecen en la banda base de muchos sistemas, a su vez la relación $B/f \ll 1$ limitando la banda de las portadoras de frecuencia más baja

En estas condiciones se hace imprescindible trasladar la información a otra zona del espectro, diferente a la banda base, mediante diversos sistemas de modulación, que recordaremos:

- Modulación de Amplitud (AM),
- Modulación Angular (PM);(FM)
- Modulación de Pulsos, PAM, PPM, PCM, etc,

Introducción a los Sistemas de Radio Frecuencia

Para clarificar los conceptos vertidos anteriormente, daremos las definiciones básicas de diversas modulaciones comúnmente utilizadas

Sea la tensión de una portadora no modulada: $v(t) = V_c \cos(\omega_c t + \phi) = V_c \cos \vartheta(t)$

Donde ω_c es la pulsación de portadora (*rad/seg*), V_c su amplitud y Φ un ángulo arbitrario

Modulación de amplitud (AM),

Si llamamos a la señal moduladora $v_m(t) = V_m \cos \omega_m t$

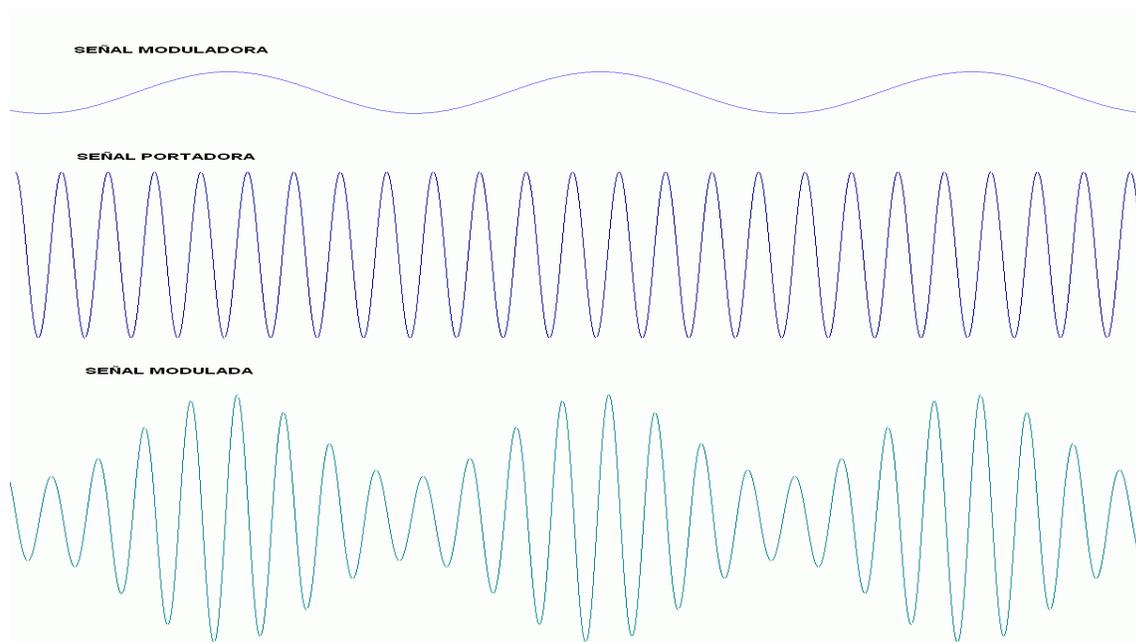
Si $\Phi=0$, la portadora sin modular es $v_c(t) = V_c \cos \omega_c t$

En AM la amplitud de la portadora debe variar en el tiempo según

$$v_{cm}(t) = V_c \cos \omega_c t [1 + m_a \cos \omega_m t]$$

donde m_a es el índice de modulación, V_m/V_c y su valor menor que la unidad, a fin de no introducir distorsión.

Este tipo de modulación se utiliza en aplicaciones audibles analógicas que requieren receptores simples, por ej. Radiodifusión comercial



Modulación Angular

En AM, hemos visto que la amplitud de la portadora varía, mientras que la $\Phi = \text{cte}$

En modulación angular, pretendemos que la amplitud de la portadora sea cte y la señal moduladora controle que $\Phi = \text{variable}$

Entonces modulación angular es, la que resulta de variar la fase o la frecuencia instantánea de una portadora, con una función proporcional a la señal de modulación.

En este tipo de modulación, la potencia de la señal de salida no depende de la potencia de la señal de entrada, y la banda final de la señal modulada es mayor o igual que el doble de la frecuencia más alta de modulación

La modulación angular analógica puede ser de fase (PM) o de frecuencia (FM)

La modulación angular digital puede ser PSK (phase shift keying) o FSK (frequency shift keying)

En la actualidad, tanto los moduladores y/o demoduladores están basados en PLL (phase locked loop), son los más utilizados tanto en señales analógicas como en señales digitales, debido a su integración, reducción de tamaño y precio.

Modulación en Fase (PM):

Sea la tensión de una portadora no modulada: $v(t) = V_c \cos \phi(t)$

La fase instantánea debe ser proporcional a la señal moduladora

$$\phi(t) = \omega_c t + \Delta\phi(t) = \omega_c t + k_m v_m(t)$$

ω_c : pulsación de portadora

$v_m(t)$: tensión de señal moduladora

k_m : factor de proporcionalidad o sensibilidad del modulador de fase en rad/volt

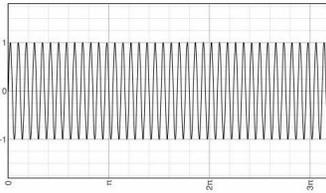
La tensión de señal modulada puede expresarse como:

$$v(t)_{\text{fase}} = V_c \cos[\omega_c t + \Delta\phi_{\text{max}} x_m(t)]$$

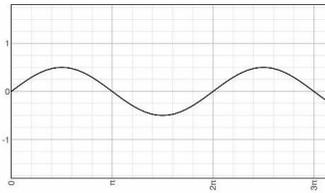
Donde $x_m(t) = \frac{v_m(t)}{|v_m(t)|_{\text{max}}}$ y $\Delta\phi_{\text{max}} = k_m |v_m(t)|_{\text{max}}$

Siendo la señal moduladora de un tono de frecuencia f_m : $x_m(t) = \cos(2\pi f_m t) = \cos \omega_m t$

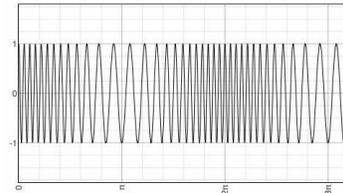
La señal modulada en fase: $v(t)_{\text{fase}} = V_c \cos[\omega_c t + \Delta\phi_{\text{max}} \cos(\omega_m t)]$



Señal Portadora



Señal Moduladora



Señal Modulada - PM

Modulación en Frecuencia (FM):

Sea la tensión de una portadora no modulada: $v(t) = V_c \cos \phi(t) = V_c \cos 2\pi f_c(t)$

La frecuencia instantánea debe ser proporcional a la señal moduladora

$$f(t) = f_c + \Delta f(t) = f_c + k_f v_m(t)$$

f_c : frecuencia de portadora ; $v_m(t)$:tensión de señal moduladora

k_f :factor de proporcionalidad o sensibilidad del modulador de frecuencia en hz/volt

Dado que por definición la $f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(t)}{dt}$ la fase instantánea puede

expresarse como: $\phi(t) = 2\pi \int_{-\infty}^t f(t)dt = 2\pi f_c t + 2\pi \Delta f_{\max} \int_{-\infty}^t x_m(t)dt$

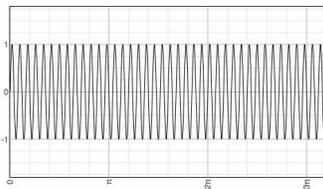
siendo $\Delta f_{\max} = k_f |v_m(t)|_{\max}$

O sea que $v(t) = V_c \cos \left[\omega_c t + 2\pi \Delta f_{\max} \int_{-\infty}^t x_m(t)dt \right]$

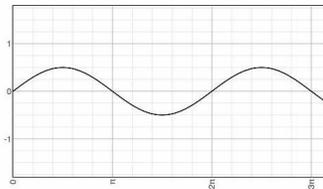
siendo $x_m(t) = \cos(2\pi f_m t) = \cos \omega_m t$

La señal modulada en frecuencia:

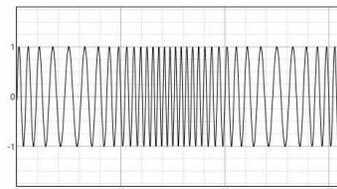
$$v(t)_{frec} = V_c \cos \left[w_c t + \frac{\Delta f_{max}}{f_m} \text{sen}(w_m t) \right] = V_c \cos [w_c t + \beta \text{sen}(w_m t)]$$



Señal Portadora



Señal Moduladora



Señal Modulada - FM

Teorema del Muestreo

Podemos decir sin equivocarnos que el mundo analógico y el mundo digital se vinculan a través de este teorema

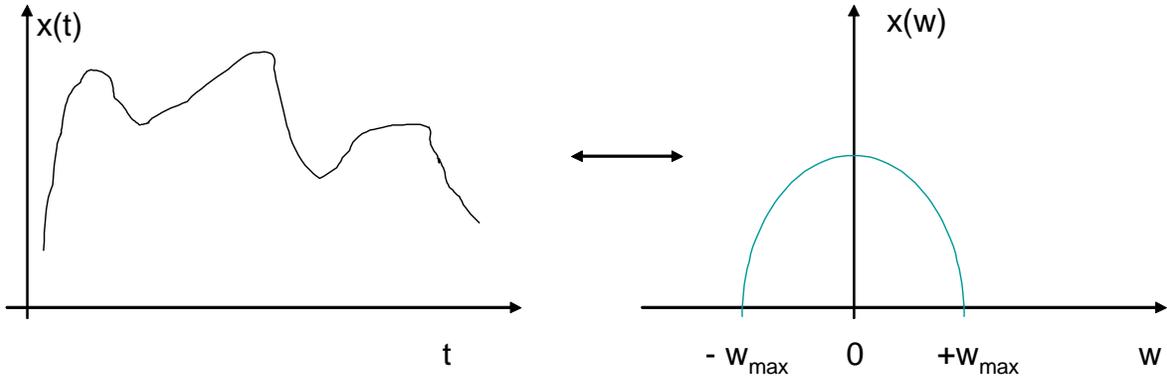
1.- Enunciado:

Una señal limitada en banda a una frecuencia f_{max} , queda completamente determinada, por muestras tomadas a intervalos de $T_s \leq \frac{1}{2f_{max}}$ en segundos, donde

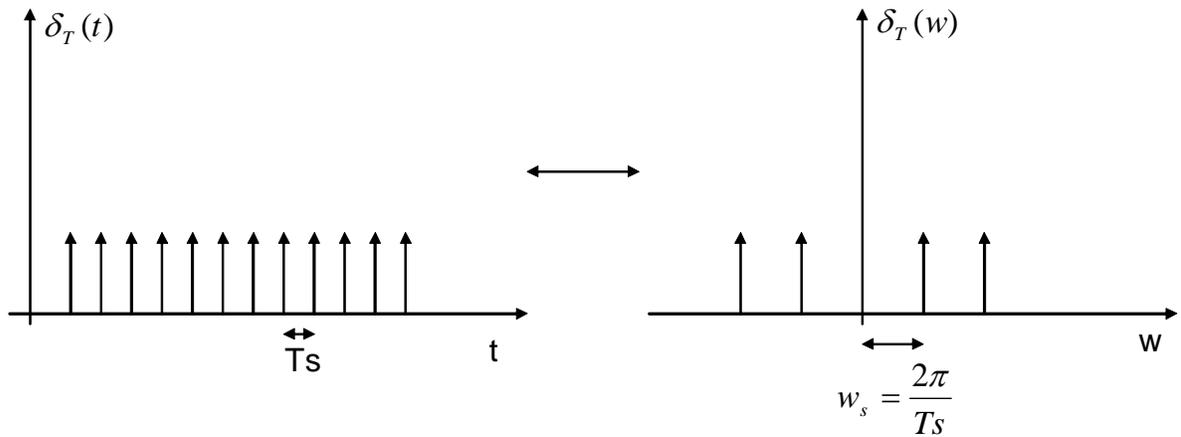
$f_{max} = \frac{W_{max}}{2\pi}$ es la frecuencia que define el ancho de banda de la señal

2.- Demostración aplicando convolución gráfica

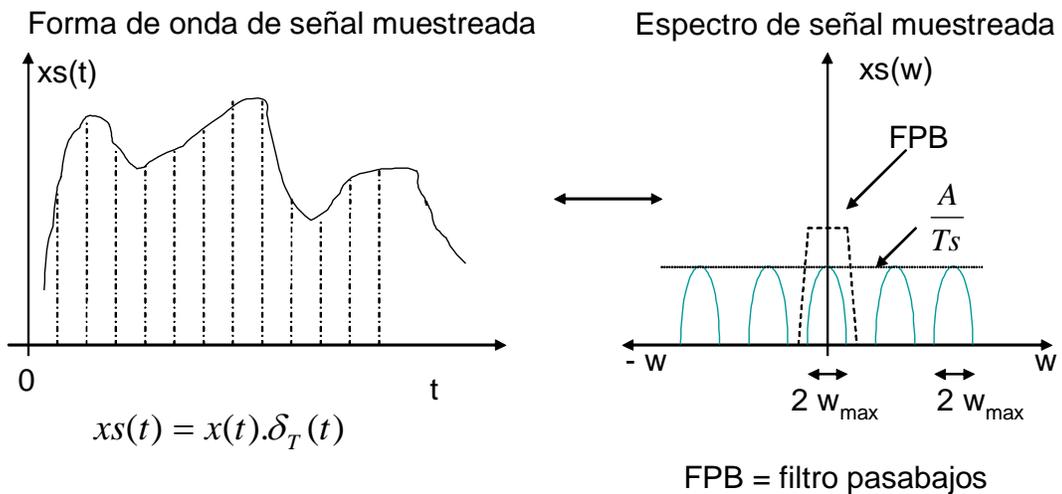
Denominaremos a una señal $x(t)$ y su espectro $x(w)$



Ahora multipliquemos la señal $x(t)$ por un tren de impulsos, para obtener muestras, es adecuado indicar que “ T_s ” deberá tener un valor que permita obtener las muestras necesarias



3.- La señal muestreada y su espectro



Por lo tanto;
$$X_s(\omega) = \frac{1}{2\pi} [x(\omega) \cdot \omega_s \cdot \delta_s \cdot \omega_s(\omega)] = \frac{1}{T_s} [x(\omega) \cdot \delta_s \cdot \omega_s(\omega)]$$

Mediante el filtro pasabajos (FPB), se recupera el espectro de la señal $x(t)$, es decir se recupera la moduladora

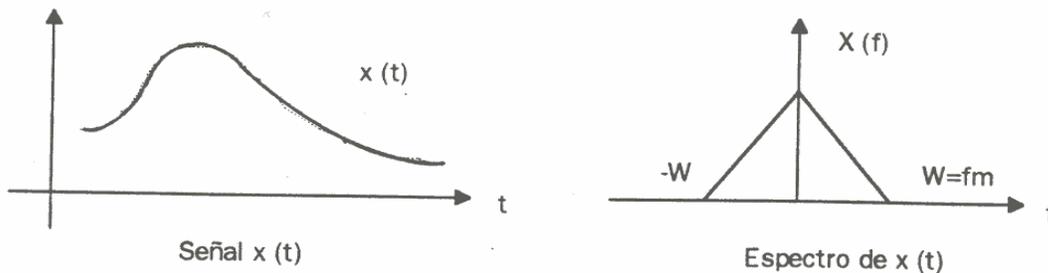
Este teorema demuestra, que siendo la información analógica redundante, en lugar de transmitir la señal completa, podemos transmitir un número discreto de muestras

Como aclaración, si $\omega_s = 2\omega_{\max}$ o lo que es lo mismo $f_s = 2f_{\max}$ que **es la condición de Nyquist**, recordemos que nos obliga a utilizar un filtro ideal, por lo cual, $\omega_s \geq 2\omega_{\max}$

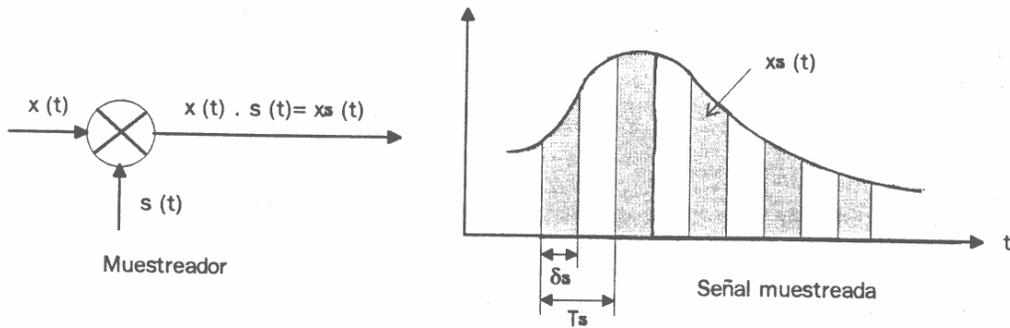
Modulación PAM

1.- Generalidades

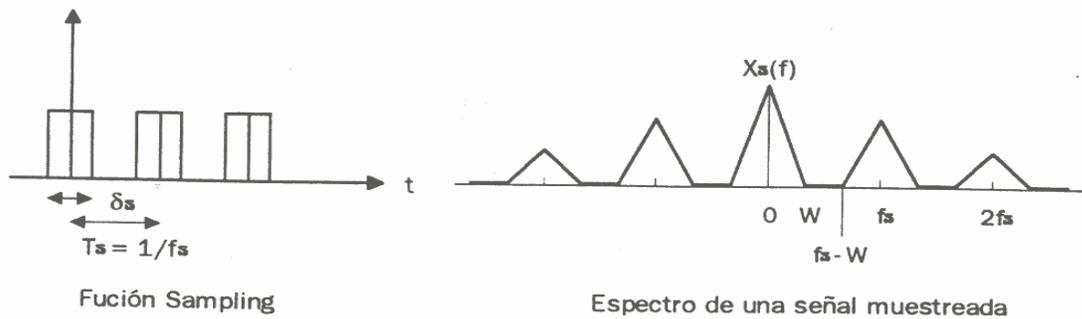
Es un sistema que transmite los valores de las muestras de la señal recibida. El nombre de PAM proviene de Pulse Amplitude Modulation, es decir, Modulación por Amplitud de Pulso. **No es un sistema digital** ya que la amplitud de los pulsos varía en función de la señal de entrada. Su funcionamiento se basa en el muestreo o sampling de una señal analógica $x(t)$, limitada en banda al valor $W=f_m$



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



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

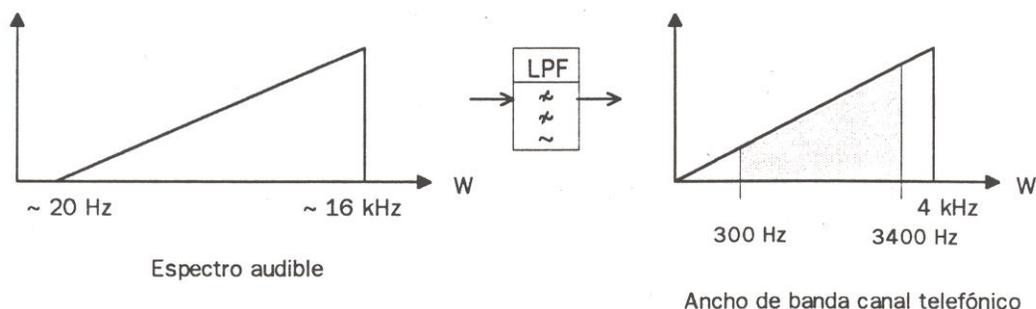
La frecuencia de muestreo debe ser tal que: $f_s - W \geq W$

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.

2.- 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.

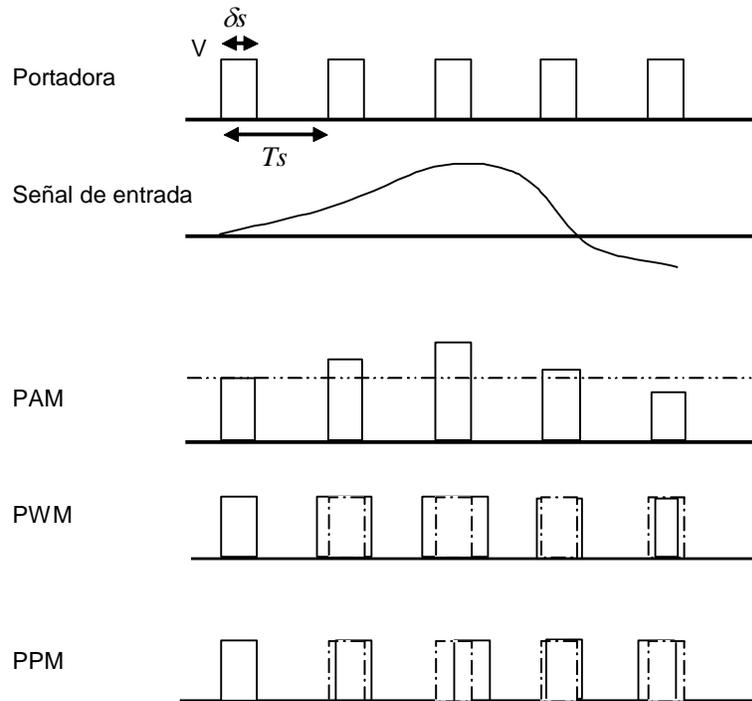


Modulación PWM y PPM

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)

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



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

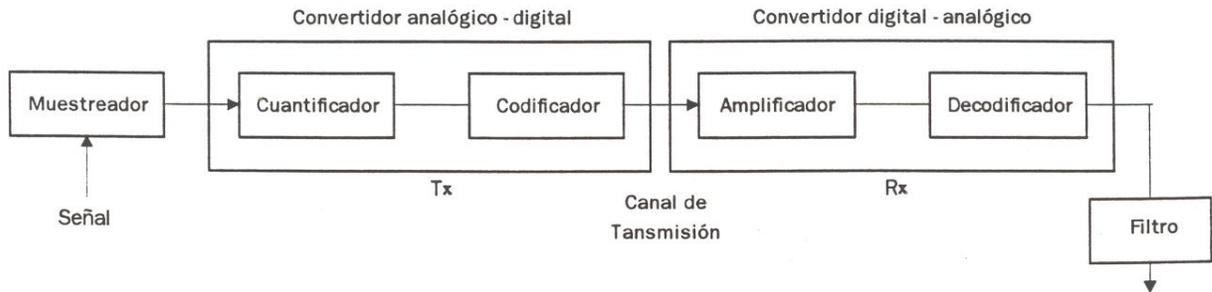
Por el contrario, en los sistemas digitales la cantidad de muestras que hay que reconocer están acotadas, por eso su uso ha sido creciente y tienen una mayor inmunidad al ruido y a la distorsión por eso la modulación PCM es el sistema más utilizado

Modulación PCM (MIC)

1.- Generalidades

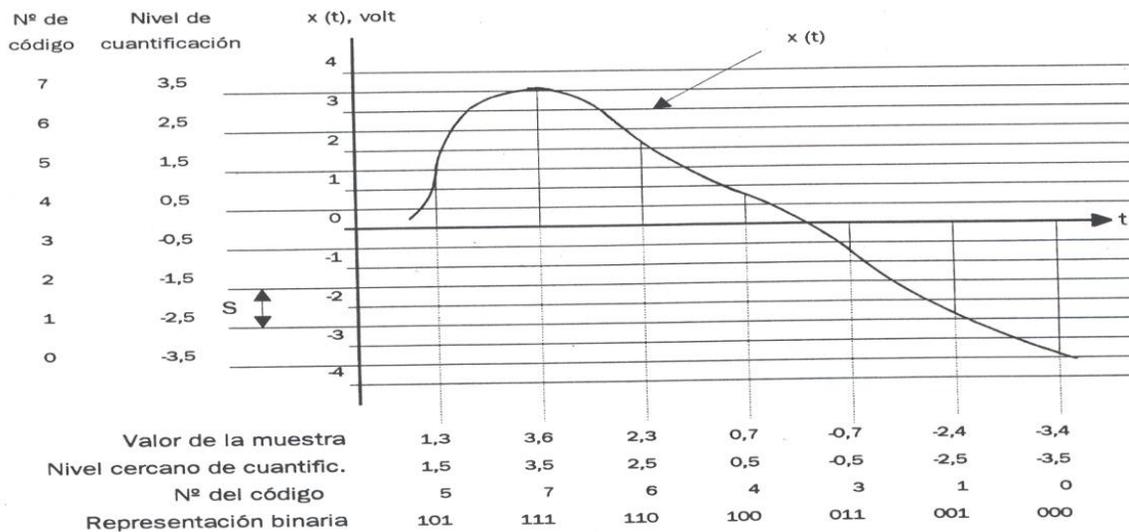
La modulación PCM (Pulse Code Modulation), en castellano MIC (Modulación por Impulso Codificado), es una modulación digital. Para ello la señal muestreada (PAM) se **cuantifica** y **codifica**. Lo que nos dice que la modulación PCM tiene tres procesos a cumplimentar, **muestreo**, **cuantificación** 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:



2.- 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.

3.- 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:

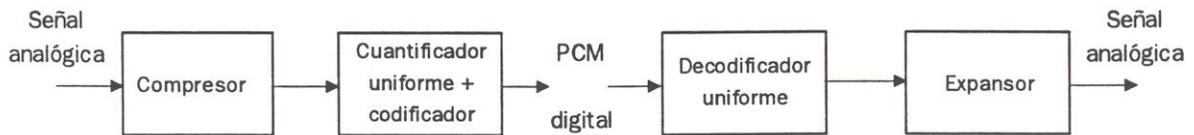
- **La distribución de las amplitudes de la señal casi nunca es uniforme.** Ya sea la palabra hablada como otros tipos de señales se caracterizan por tener mayor probabilidad de ocurrencia en las amplitudes pequeñas que en las grandes.
- **Los sistemas de transmisión manejan señales cuyo rango de amplitud 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.**

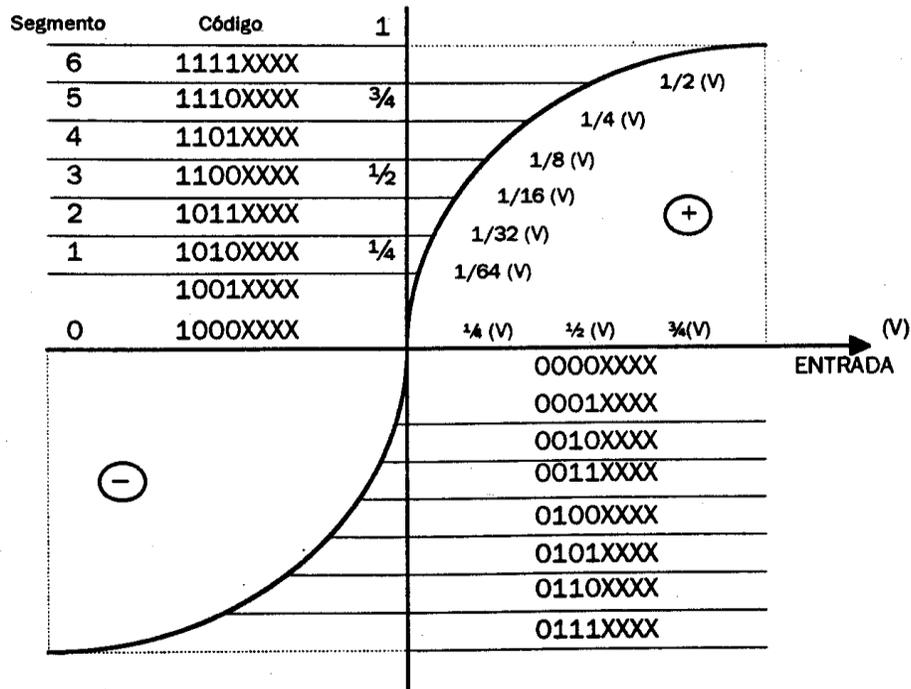
De los tres métodos enunciados, es quizá el segundo el más empleado, y de hecho el utilizado por los equipos conversores analógico-digitales en empresa de nuestro país.



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 28 pasos cuánticos (8 bits por muestra).

En el eje de las abcisas 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.



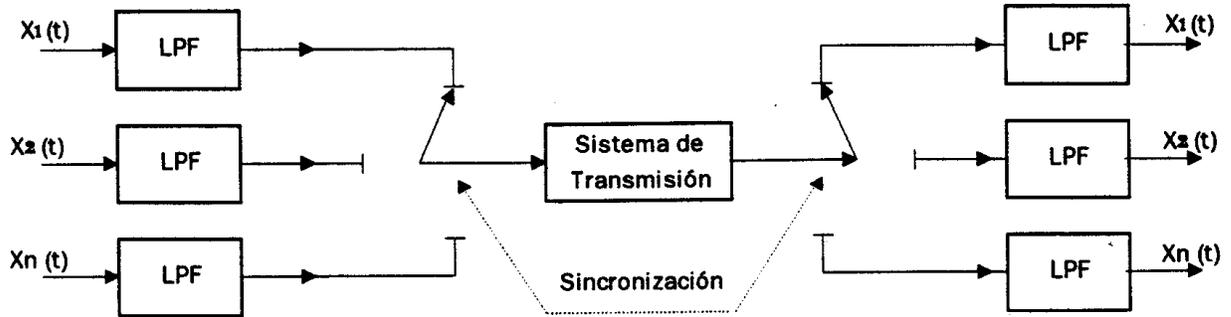
La característica de los pasos de cuantificación está determinada por 8 elementos (bits)

- 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.

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.- 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;

$$\frac{1}{8000} = 125\mu\text{seg}$$

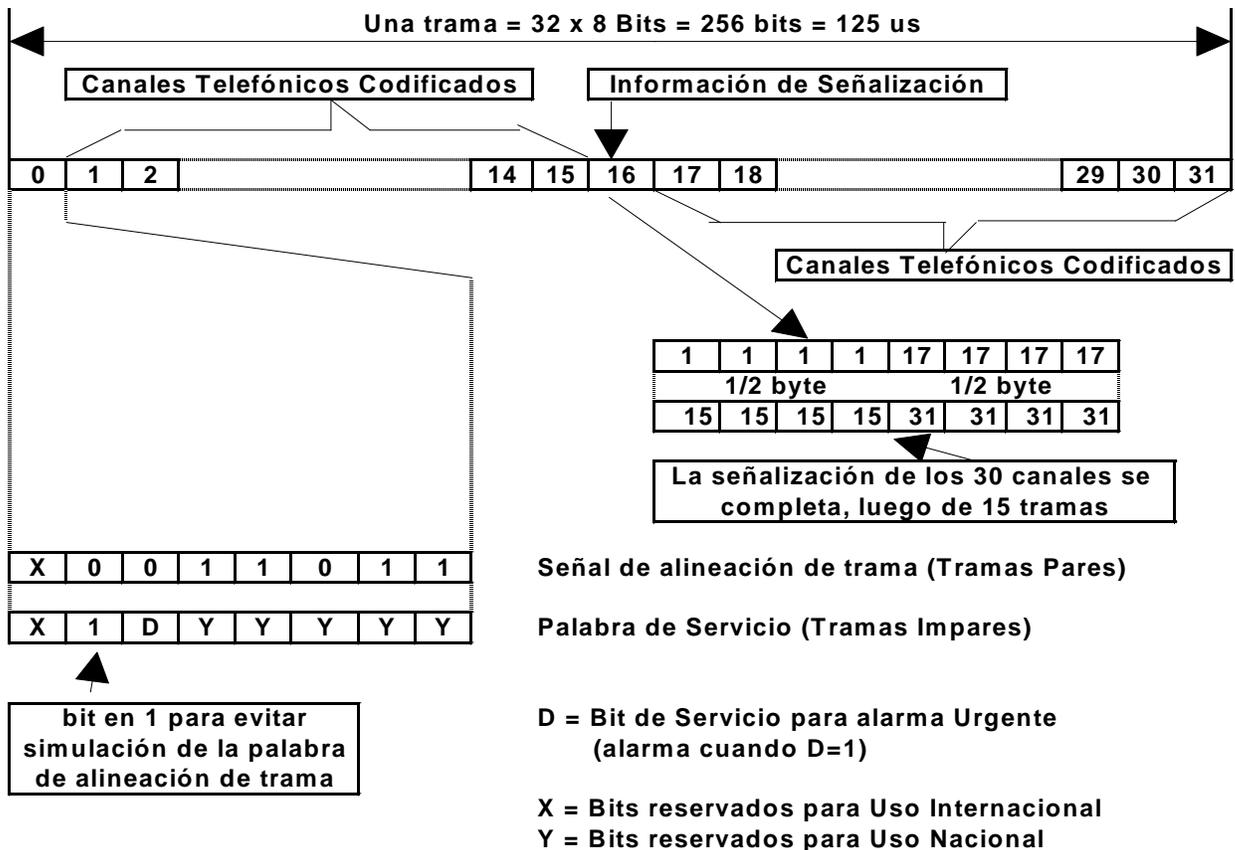
La duración de cada intervalo es de $\frac{125}{32} = 3.9\mu\text{seg}$ y dado que se usa un cuantificador de 2^8 niveles cuánticos (8 bits para identificar la muestra), cada bit tiene una duración de $\frac{3.9\mu\text{seg}}{8} = 0.488\mu\text{seg}$

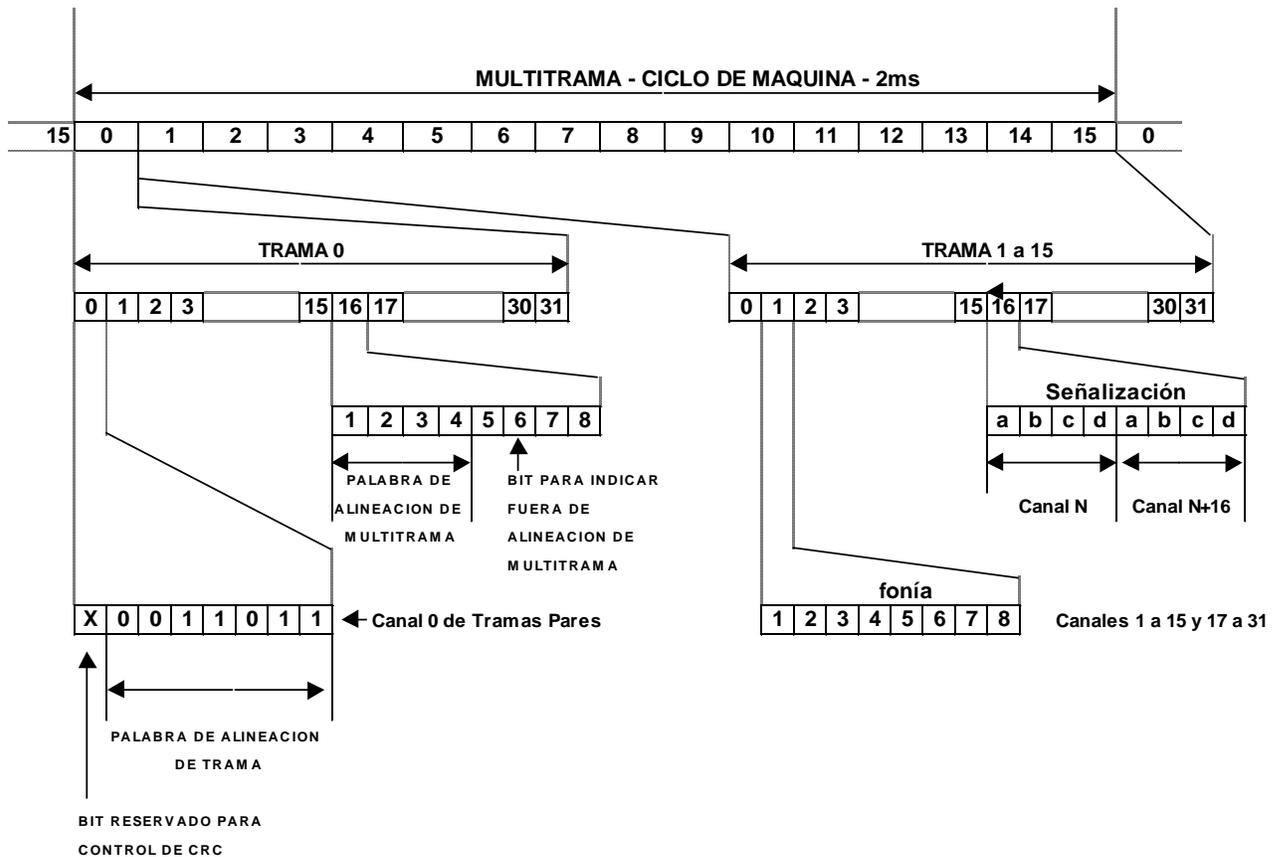
El sistema entonces, genera $8000 \times 32 \times 8 = 2048000 \text{ bits / seg}$

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





3.- 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 ($\pm V$ 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 las 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.

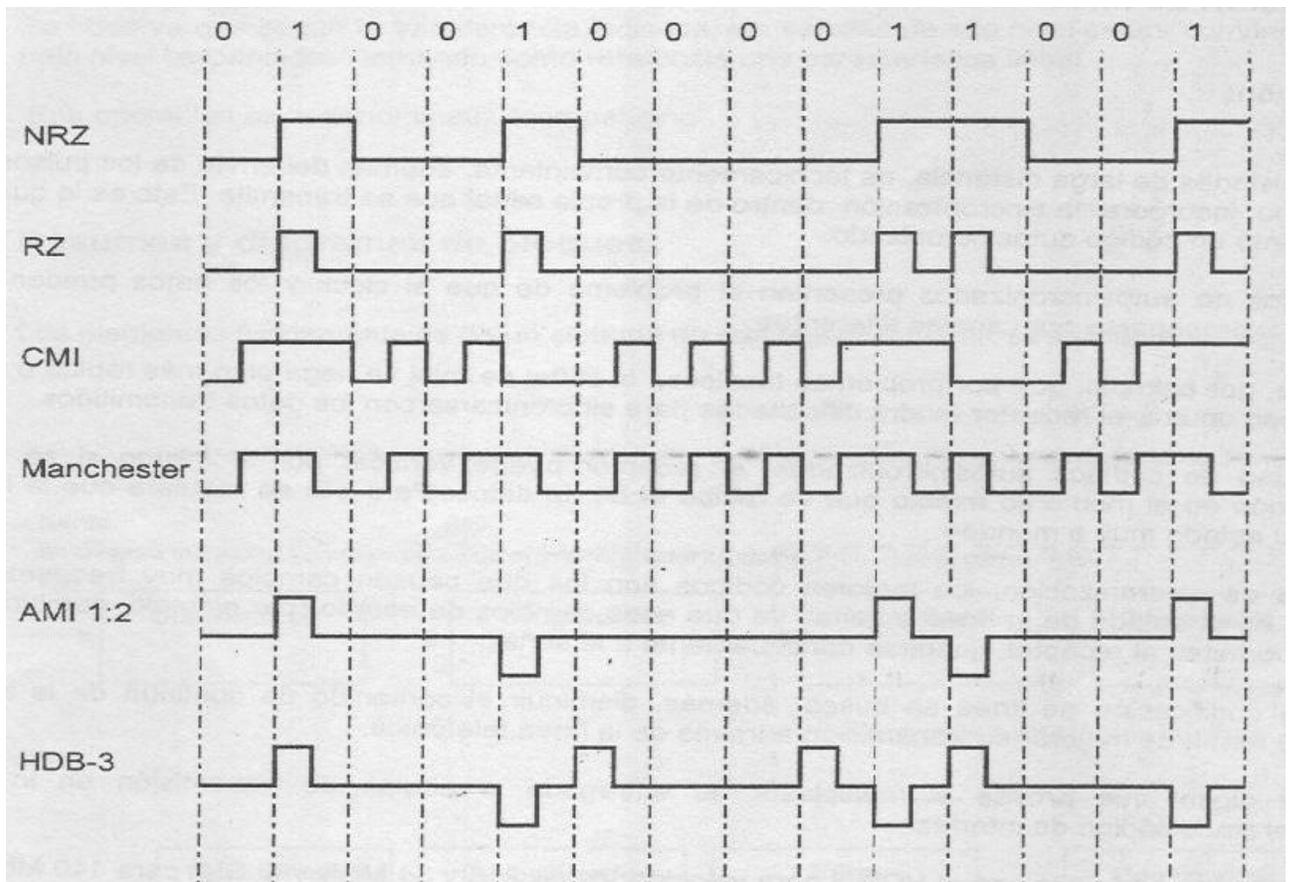
Manchester: es un código bastante utilizado en sistemas de comunicaciones, en fibra óptica, enlaces por cable coaxial o en redes de área local, Se basa en que cada período de bit se divide en dos intervalos iguales, también necesita el doble de velocidad en la transmisión

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

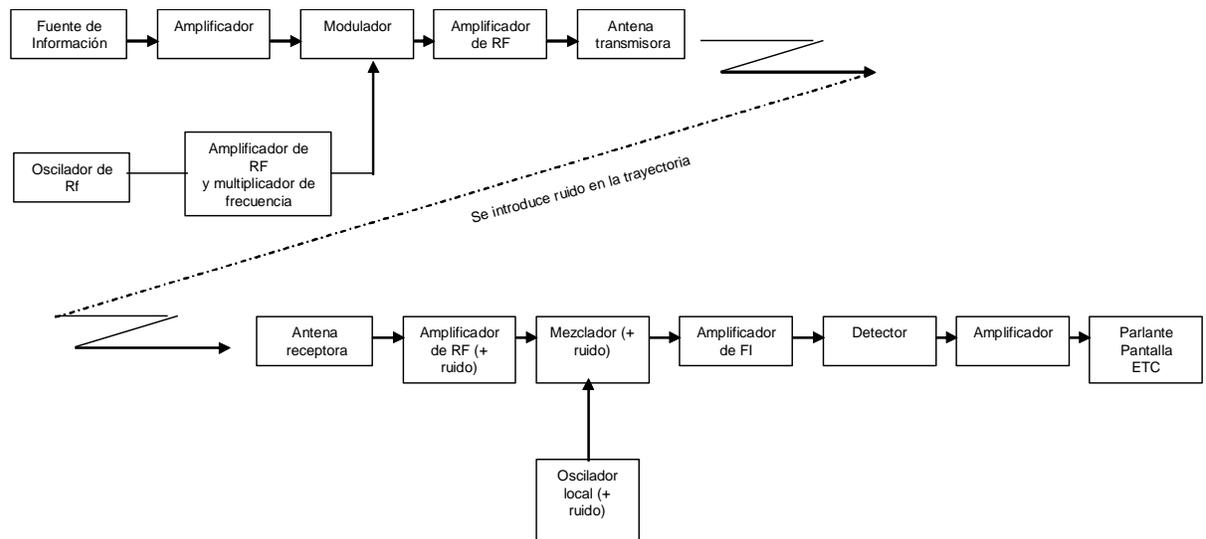
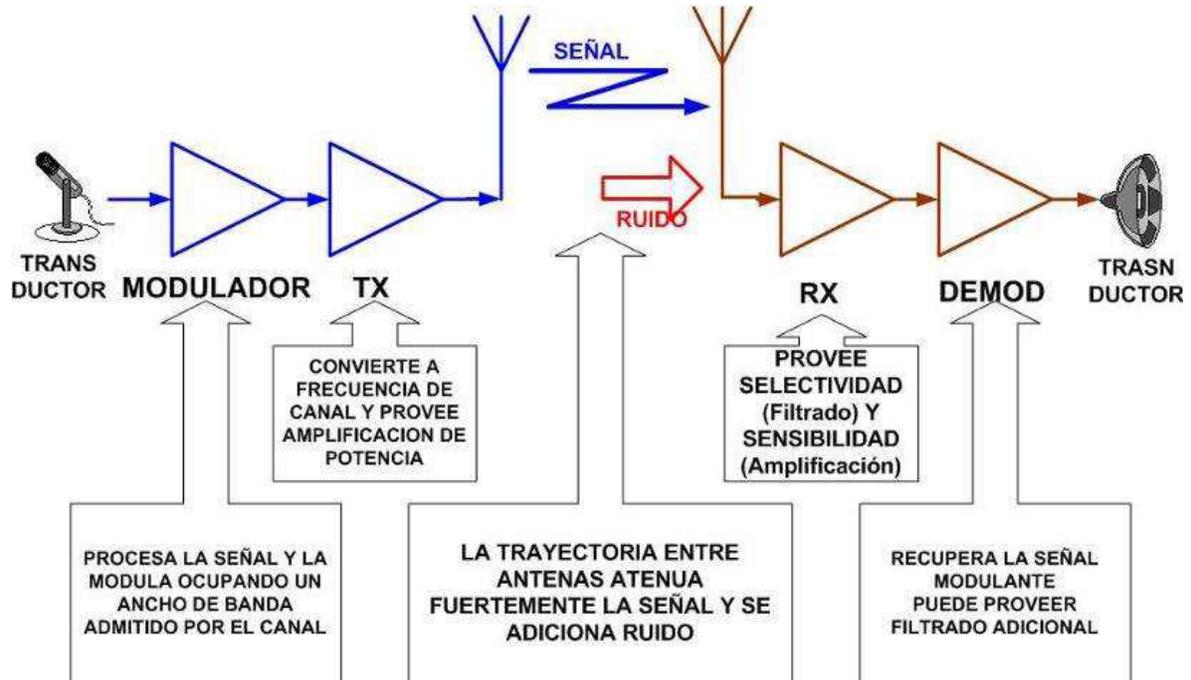
HDB-3: Código de Alta Densidad Binaria, con un máximo de 3 ceros consecutivos, se lo utiliza en multiplexores de 2, 8 y 34 Mb/s



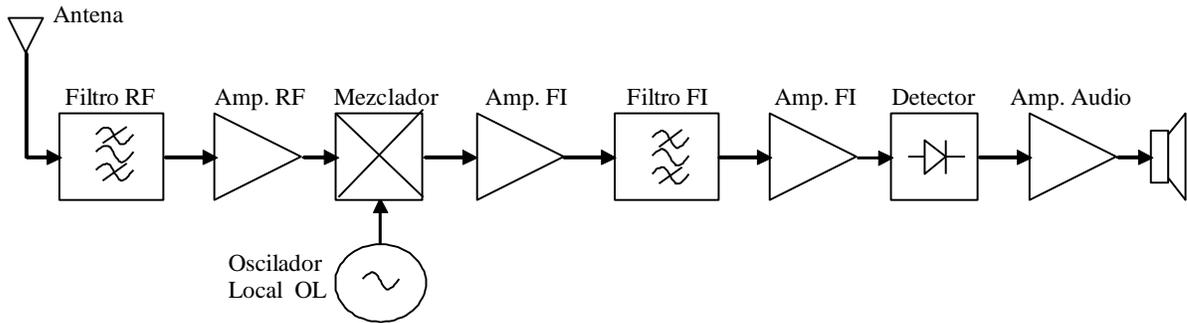
La idea de emplear códigos es:

- 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

Diagrama en bloques de un Transmisor y Receptor de Radio



Sistema Superheterodino



Según se ve, aparecen varios filtros en la cadena anterior, en general son de tipo pasabandas, la calidad del receptor queda mayoritariamente definida por la calidad de estos filtros. (Desde ya que la performance de los demás bloques también incide, pero asumiendo que estén bien diseñados los filtros son los desencadenantes y limitantes).

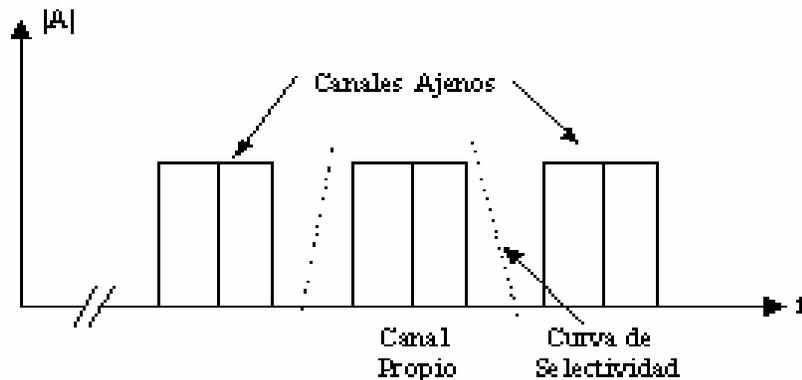
¿Por qué?

El éter está repleto de señales, si se colocara un analizador de espectros con una sensibilidad adecuada se verían muchísimas barras, para recibir la señal deseada el sistema debe ser selectivo en frecuencias entonces debe contener filtros

Veamos un ejemplo en telefonía celular, un teléfono celular, puede trabajar en 851,752Mhz, y otro celular en 851,777Mhz., se debe emplear algún sistema que permita que cada receptor capte su señal y no la de al lado.

Ahora surgiría de modo natural la siguiente pregunta: ¿Hacen falta tantos filtros? (En el sistema del diagrama en bloques de la figura anterior aparecen 2 pero en sistemas algo más complicados aparecen varios más).

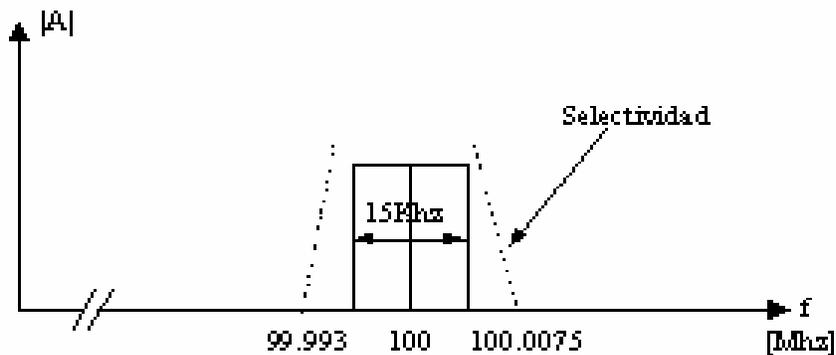
La respuesta a la pregunta es sí, uno de los parámetros esenciales de un receptor es su poder de selectividad que mide la habilidad del receptor para deshacerse de las señales que no le corresponden. La selectividad se indica en el siguiente esquema:



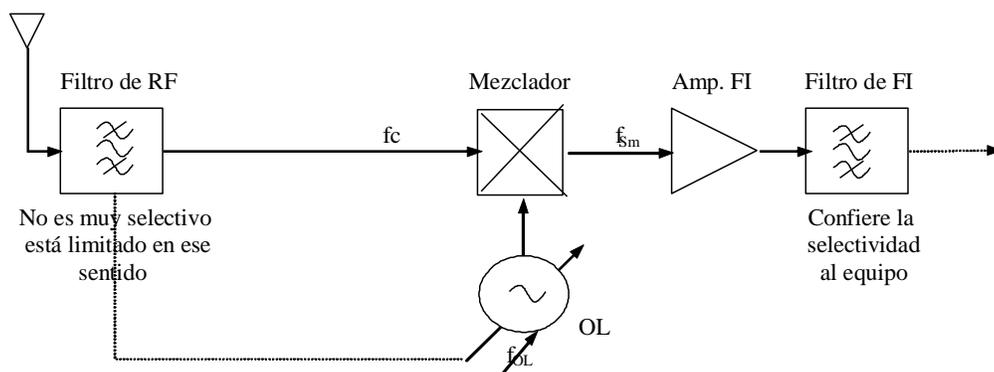
Introducción a los Sistemas de Radio Frecuencia

Espectralmente al lado del canal propio del receptor aparecen canales ajenos incluso con señales más fuertes (por cercanía, por mayor potencia de emisión, etc.) el receptor debe tener una curva de selectividad como la punteada para rechazar bien a estos canales ajenos, la selectividad pedida puede ser imposible de lograr con un solo filtro.

Por ejemplo consideremos un canal que trabaje en 100Mhz. con un audio de banda de 15 KHZ. Como se muestra a continuación: El filtro debe ser abruptísimo, por ejemplo un BUTTEWORTH de frecuencia es imposible



La idea del superheterodino fue bajar la frecuencia central de la banda, para ello se emplea es siguiente arreglo:



Introducción a los Sistemas de Radio Frecuencia

- El responsable de conferirle la selectividad adecuada al equipo es el filtro de FI.
- El mezclador es el responsable de correr espectralmente la señal portadora de frecuencia f_c que desea seleccionarse, el filtro de RF cumple la función de que f_c esté presente, aunque quedan muchas otras señales también. El filtro es algo selectivo pero solamente se utiliza para evitar la existencia de imágenes, según veremos luego.
- El mezclador es el sistema heterodino en sí, la señal de salida del mezclador estará caracterizada por 2 frecuencias de salida (y otras más, pero 2 son las más importantes) las que denominaremos f_{sm} que valdrán:

$$f_{sm1} = f_{OL} + f_c$$

$$f_{sm2} = f_{OL} - f_c$$

- Lo que se hace con el sistema superheterodino es fijar f_{sm2} y ajustar el filtro de FI con esta frecuencia central.
- **¿Cómo se fija f_{sm2} ?**

Lo que en realidad se fija es la frecuencia central del filtro de FI y se varía la frecuencia del oscilador local de modo que para que la portadora de frecuencia f_c quede autorizada se cumpla que

$$f_{ol} - f_c = f_i \text{ (frecuencia central del filtro de FI).}$$

- **¿Qué se consigue?**

Se consigue trasladar la señal en frecuencia sin modificar el audio de banda en que se halla la información que depende del sistema de modulación empleado. Habiendo bajado la frecuencia central las características del filtro no deben ser tan abruptas y resulta por lo tanto, más fácil de construir, sin demasiadas dificultades tecnológicas.

Ejemplo

La banda de BROADCASTING emplea señales moduladas en amplitud con un ancho de banda por canal de 10Khz. y ocupa una porción del espectro entre **550Khz - 1600Khz**.

Supónganse querer **sintonizar una portadora de 1000Khz**. Sabiendo que la **FI es de 455Khz**; cual es la salida del mezclador.

La frecuencia del oscilador local es:

$$f_{OL} = f_c + f_i = 1455Khz$$

Lo que sale del mezclador es

$$f_{sm1} = f_{OL} + f_c = 2455Khz$$

$$f_{sm2} = f_{OL} - f_c = 455Khz$$

El filtro de FI esta centrado en 455Khz y debe tener un audio de banda de 10Khz ⇒ Realizable con un Q razonable.

Este ejemplo viene muy bien para introducir el **concepto de frecuencia imagen y la función que cumple el filtro de RF por ahora inútil.**

Supóngase **una portadora $f_c = 1910Khz$** las salidas del mezclador resultan:

$$f_{sm1} = f_{OL} + f_c = 3365Khz$$

$$f_{sm2} = f_{OL} - f_c = -455Khz \Rightarrow 455Khz \text{ el (-) es ridículo físicamente.}$$

O sea que teniendo ajustado el **oscilador para sintonizar una $f_c = 1000\text{Khz}$, se sintoniza también una $f_c = 1910\text{Khz}$, esta última se denomina frecuencia imagen y debe ser eliminada por el filtro de RF.**

Las frecuencias imagen aparecen a $f_c + 2FI$ y deben ser eliminadas, se citan entonces las especificaciones para los **filtros de FI y de RF** para un receptor de BROADCASTING.

$$\text{FILTRO DE FI} \left\{ \begin{array}{l} f_{\text{cent.}} = 455\text{Khz} \\ \text{BW} = 10\text{Khz} \\ \text{Rechazo (50Khz)} > 80 \text{ dB para que rechace el canal adyacente} \\ \text{Riple en banda de paso} < 3 \text{ dB} \end{array} \right.$$
$$\text{FILTRO DE RF} \left\{ \begin{array}{l} \text{BW} \ll 2 f_i \\ \text{ajustable} \end{array} \right.$$

Comentario:

Los filtros de FI son fijos y en la actualidad suelen emplearse filtros cerámicos que tienen excelente atenuación.

Sistema superheterodino de conversiones múltiples

Consideremos ahora emplear un sistema como el superheterodino común mostrado en la figura 1 pero con una **frecuencia en la antena de 150Mhz** , es decir que esta es la estación que se desea seleccionar. Se obtiene asumiendo una **FI de 455Khz una $FOL = FC + FI = 150,455\text{Mhz}$** .

Y se obtendrían los siguientes valores para la salida del mezclador.

$$f_{sm1} = f_{OL} + f_C = 300,455\text{Mhz}$$

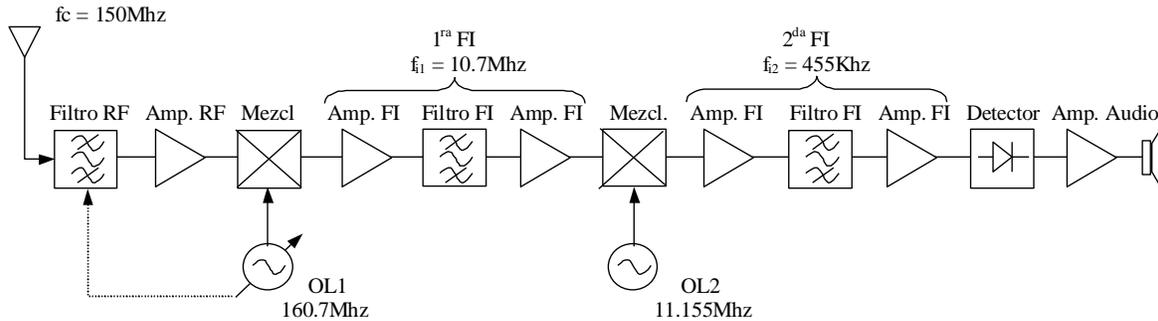
$$f_{sm2} = f_{OL} - f_C = 455\text{Khz}$$

Parecería no haber problemas, no obstante la frecuencia imagen aparecerá

$$f_{\text{imagen}} = f_C + 2 f_i = 150,910\text{Mhz}$$

Y entonces **esta frecuencia debe ser fuertemente atenuada por el filtro de RF** y nuevamente caemos en la necesidad de un filtro sumamente abrupto y variable.

Para resolver este problema en general sin solución desde el punto de vista tecnológico, por el lado del filtro se recurre a un sistema superheterodino de conversiones múltiples como el que se muestra a continuación.



Se emplean **2 etapas de FI una primera a 10,7Mhz**, frecuencia lo suficientemente grande como para que $2f_i = 21,4\text{Mhz}$ resulte grande y **no haya grandes requerimientos en el filtro de RF**, la frecuencia del primer **oscilador local** cambia con la estación a seleccionar y es **10,7Mhz más grande que la f_c asociada a la misma, en el ejemplo resulta de 160,7Mhz**.

Luego aparece la **primera etapa de FI**, pero **la frecuencia de la misma sigue siendo alta** y si el **BW es pequeño no se le puede pedir mucho al filtro**, de allí que se recurra a una segunda etapa de FI, previo nuevo traslado de frecuencia y es este último filtro quien le da selectividad al equipo.

A veces pese a que la frecuencia sea alta no hace falta más que una conversión, tal es el caso del televisor en que la etapa de FI está en 40Mhz, que es alta pero como el $BW \cong 4\text{Mhz}$ (grande) no se requiere una segunda conversión. En ocasiones tampoco es necesario un filtro de RF variable debido a que la banda es reducida y a 2 FI no se tiene que disminuir nada, por ejemplo en un celular que trabaja entre 850 y 855Mhz y $f_c + 2FI = 870\text{Mhz}$ para todas las f_c que están muy juntas \Rightarrow EL FILTRO DE RF ES FIJO.

Niveles de señal en los distintos puntos de un receptor

Se mencionan a título ilustrativo con el fin de introducir niveles que pueden tenerse en cuenta al tratar los temas en profundidad.

Antena: Todo depende del tipo de servicio, pueden citarse en forma ilustrativa.

$10 \mu v$ AM BROADCASTING

$100 \mu v$ TV

En general del orden del μv .

- **Filtro de RF**

Algo menos que en la antena en forma genérica $0,8 \mu v$

- **Ampl. de RF**

En la salida considerando $0,8 \mu v$ en la entrada se tendrán niveles cercanos a los $5 \mu v$.

- **Mezclador**

Este dispositivo siempre pierde \Rightarrow cerca de $2 \mu v$.

- **Detector**

En un detector son normales señales del orden de 200 mV para que resulte de fácil construcción, esto implica que el amplificador de FI debe ganar aproximadamente 100dB.

Del detector salen señales del orden de 50mv y en el transductor son del orden del volts.

Espectro electromagnético en radiocomunicaciones

30 a 300 hz	:	Señalización por medio físico
300 a 3 KHz	:	Señales de audio por medio físico
3 a 30KHz	:	Sistemas de onda portadora, radio faros para navegación
30 - 500KHz	:	Sistemas de radio ayuda
550 -1600KHz	:	BROADCASTING
1,6Mhz - 2,2Mhz	:	Servicios Públicos
2,2Mhz - 27Mhz	:	Onda corta (Pronto cesan su transmisión) incluye BLU
27Mhz - 30Mhz	:	Banda ciudadana (pocos requisitos legales)
30Mhz - 50Mhz	:	VHF de banda baja (prop. casi real) usada por servicios privados y servicios de seguridad modulados en FM.
50Mhz - 80Mhz	:	Banda baja de TV – VHF - L Canales 2 a 6
88Mhz - 108Mhz	:	Servicios de radiodifusión de FM
90Mhz – 170Mhz	:	C.A.T.V. Banda media de canales 95 a 99 y 14 a 22
108Mhz - 170Mhz	:	Serv de seguridad, Radionavegación Aeronáutica, Meteorología Sist monocanales, Móvil Marítimo
170Mhz - 216Mhz	:	Banda alta de TV – VHF – H Canales 7 a 13
216Mhz – 470Mhz	:	Serv. Movil Marítimo, Múltiplex Analógico por División de Frecuencia, Frec patron y señal horaria,
470 - 890Mhz :		Canales de TV en UHF
850 – 900Mhz:		Bandas de celulares
1800 - 1900Mhz	:	Bandas de celulares (a partir del Ghz guías de onda)
3 a 300 Ghz	:	Radio enlaces, Radar, Satélites, Satélites de exploración terrestre
Luego de 300 Ghz	:	Estudios Científicos

Conforme se requiere mayor BW se incrementa frecuencia central. A mayor frecuencia \Rightarrow mayor dificultad para conseguir potencias elevadas, los filtros son complicados pues los inductores dan chicos por fórmula y resultan grandes para manejar potencias

Introducción a los Sistemas de Radio Frecuencia

