

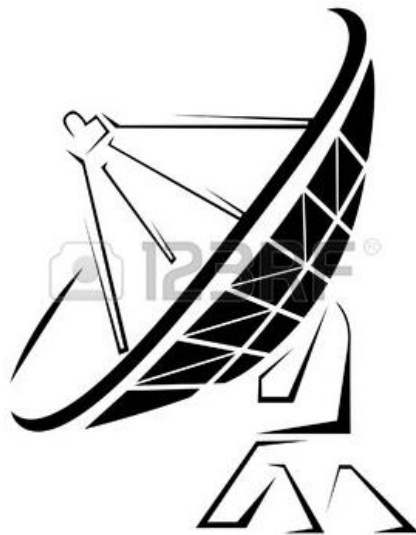


# **UNIVERSIDAD TÉCNICA DE AMBATO**

## **FACULTAD DE INGENIERÍA EN SISTEMAS, ELECTRÓNICA E INDUSTRIAL**

### **CARRERA DE TELECOMUNICACIONES**

#### **COMUNICACIÓN DIGITAL**



**PROFESOR:**

***Ing. Juan Pablo Pallo Noroña, Mg.***

## CAPÍTULO III

### CODIFICACIÓN DIGITAL DE SEÑALES ANALÓGICAS

#### MODULACIÓN EN PORTADORA SINUSOIDAL PARA MODULADORA DIGITAL

$$\text{Modulación} \left\{ \begin{array}{l} \text{Moduladora (señal / información) baja frecuencia – señal digital} \\ \text{Señal Portadora alta frecuencia – señal senoidal} \\ \text{Modulada – alta frecuencia – señal senoidal} \end{array} \right\}$$

Para la transmisión de datos digitales, existen principalmente tres métodos de modulación que permiten alterar el ancho de banda sobre el cual será enviada la información.

Estos tres métodos son muy empleados debido a su relativa sencillez ya que son ideales para la transmisión de datos digitales, ellos son:

- ❖ ASK (Amplitude Shift Keying).
- ❖ FSK (Frequency Shift Keying).
- ❖ PSK (Phase Shift Keying).

$$E_p(t) = E_p \text{Sen}(W_p t + \phi)$$

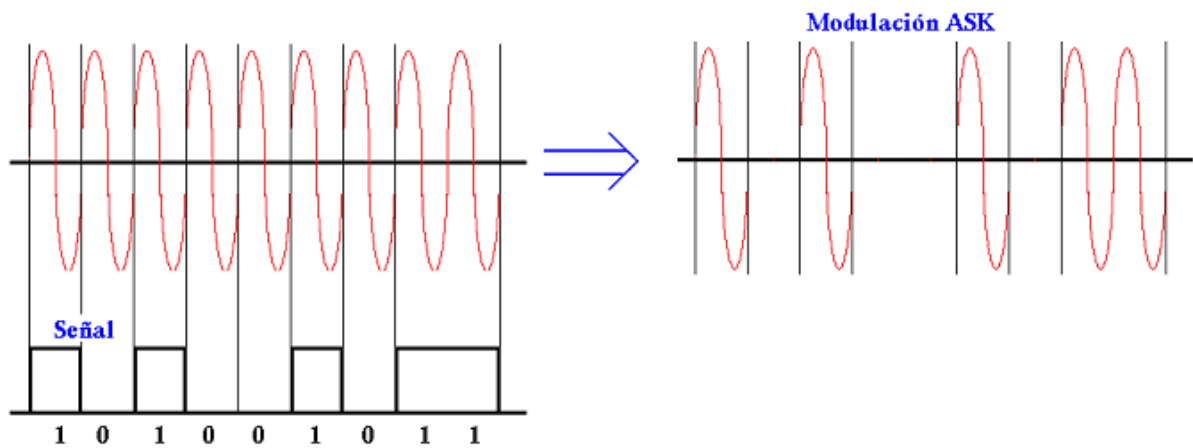
#### ❖ FAMILIA ASK (Manipulación por desplazamiento de amplitud).

El ASK que es el método que nos atañe en especial, es una forma de modulación mediante la cual la amplitud de la señal está dada por la ecuación.

$$A = \begin{cases} A \text{Sen}(W_p t); & 0 \leq t \leq T \\ 0; & \text{en otros casos} \end{cases}$$

***Corrimiento de Amplitud***

ASK entonces, puede ser descrito como la multiplicación de la señal de entrada  $f(t)=A$  (valido en sistemas digitales) por la señal de la portadora. Además, esta técnica es muy similar a la modulación en amplitud AM, con la única diferencia que para este caso  $m = 0$ .



*Modulación por corrimiento en la amplitud (ASK=Amplitude shift keying)*

En el dominio de la frecuencia, tal y como ya lo habíamos mencionado, el efecto de la modulación por ASK permite que cualquier señal digital sea adecuada para ser transmitida en un canal de ancho de banda restringida sin ningún problema, además al estar en función de una sola frecuencia, es posible controlar e incluso evitar los efectos del ruido sobre la señal con tan sólo utilizar un filtro pasabandas, o bien, transmitir más de una señal independientes entre sí sobre un mismo canal, con tan sólo modularlas en frecuencias diferentes.

a. **BASK.**- Se trabaja con una señal digital binaria, tiene solo dos niveles.

b. **MASK.**-Se trabaja con una señal digital multinivel

### a. SEÑAL MASK

m\_aria → Señal digital con m niveles de amplitud.

$$Ap(t) = Ep(t) = A_{max} \text{ Sen } wt$$

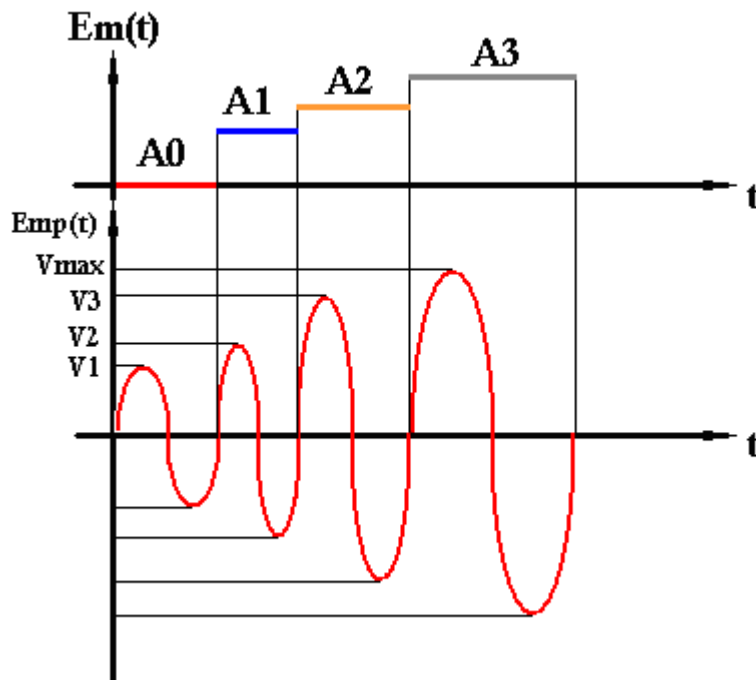
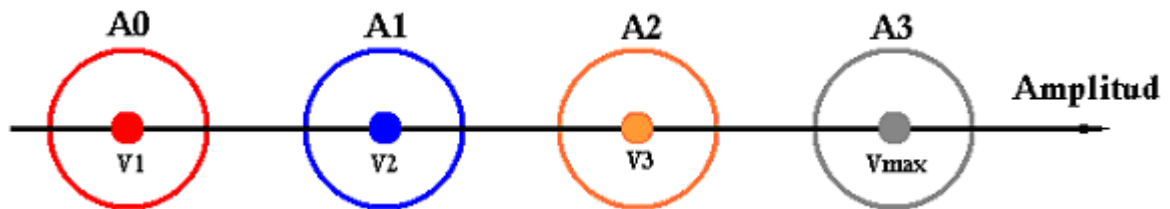
Para cada nivel de amplitud de una señal m\_aria se tiene una amplitud de la portadora.

$$A_0 = V_1 \text{ Sen } wt$$

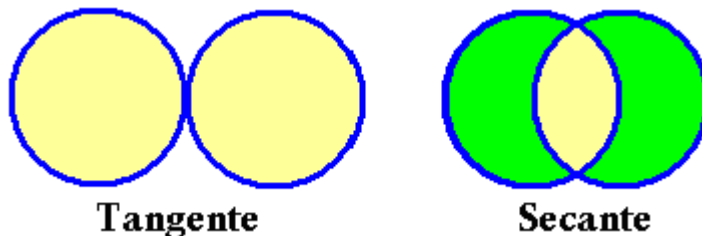
$$A_1 = V_2 \text{ Sen } wt$$

$$A_2 = V_3 \text{ Sen } wt$$

$$A_3 = V_{max} \text{ Sen } wt$$

**SEÑAL MODULADORA Y SEÑAL MODULADA****REPRESENTACIÓN FASORIAL.**

**CIRCULO DE INDECISIÓN.** - Es el lugar geométrico del espacio que delimita dentro de un valor fijo de probabilidad. Si la señal esta dentro del círculo de decisión genera su nivel correspondiente, si esta fuera del círculo no genera nada. Los círculos de decisión no deben ser secantes, ni tampoco tangentes.



Una señal es regular cuando la amplitud entre los niveles es la misma

$$V_1 = 2V \quad V_2 = 2V \quad V_3 = 2V \quad V_{max} = 2V \quad \rightarrow \text{Regular}$$

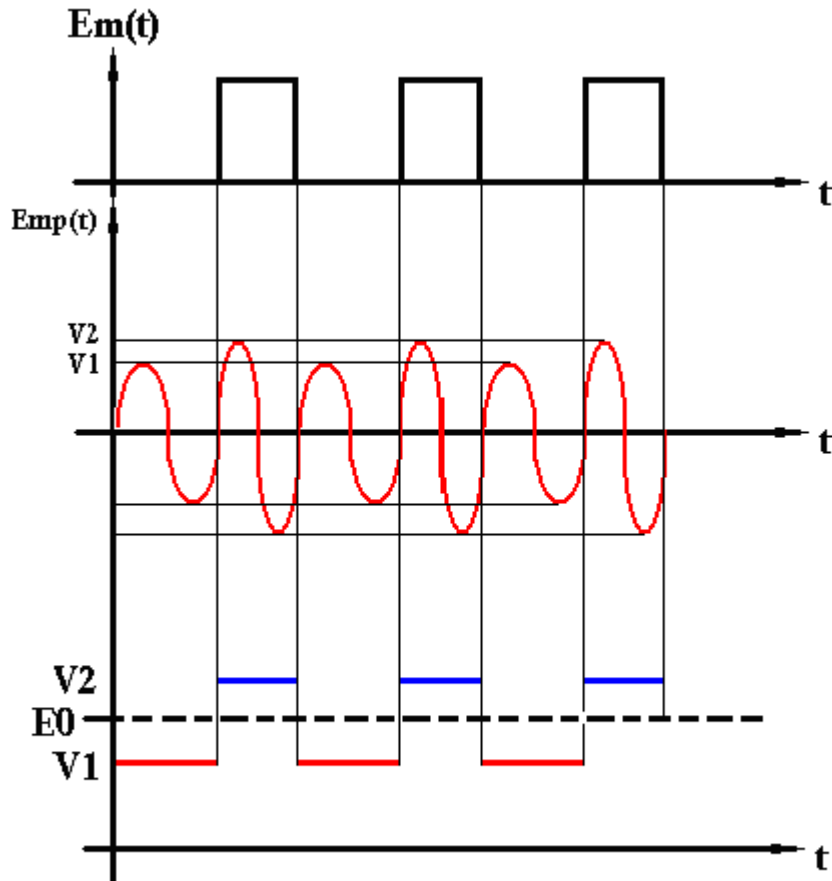
$$V_1 = 2V \quad V_2 = 6V \quad V_3 = 14V \quad V_{max} = 16V \quad \rightarrow \text{Irregular}$$

**b. SEÑAL BASK.-** Señal digital binaria; dos niveles de amplitud.

$A_p(t) = E_p(t) = A_{max} \text{ Sen } \omega t$  Para cada nivel de amplitud de la señal se tiene una amplitud de portadora.

$$A_0 \quad V_1 \text{ Sen } \omega t$$

$$A_1 \quad V_2 \text{ Sen } \omega t$$



$$\omega = \frac{2\pi}{T}$$

$$E_p(t) = E_2 \text{ Sen } \omega t$$

$$\omega_0 \gg \omega$$

Para mantener la señal moduladora sea de baja frecuencia y portadora alta frecuencia.

$$\Delta E = \frac{E_1 + E_2}{2}$$

$$“0” \rightarrow E_{mp}(t) = E_1 \text{ Sen } \omega t$$

$$“1” \rightarrow E_{mp}(t) = E_2 \text{ Sen } \omega t$$

$$E_2 > E_1$$

**PORTADOR VIRTUAL.-** No tiene información ni en “1”, ni en “0” ayuda a detectar los equipos de Tx y Rx.

$$E_v(t) = E_o \text{Sen } w_o t$$

$$E_o = \frac{E_1 + E_2}{2}$$

$$\Delta E = E_2 - E_o = E_o - E_1$$

$$\Delta E = \frac{E_2 - E_1}{2}$$

**ÍNDICE DE MODULACIÓN (ma).** Profundidad con que se modula la señal.

$$ma = \frac{\Delta E}{E_o}$$

$$ma = \frac{E_2 - E_1}{E_2 + E_1}$$

$$ma = 1 \text{ cuando } E_1 = 0$$

Si  $ma > 1$  tiene sobre modulación entonces la señal se desfasa  $180^\circ$ .

## BASK

Moduladora.

$$W = \frac{2\pi}{T} \Rightarrow T$$

Portadora

$$W_o = \frac{2\pi}{T_o} \Rightarrow T_o \quad W_o \gg W$$

$$Emp(t) = E_o[1 + maQ(t)]\text{Sen}W_o t$$

$$E_o = \frac{E_1 + E_2}{2}$$

$$ma = \frac{E_2 - E_1}{E_2 + E_1}$$

$$\text{Si : } Q(t) = 1$$

$$\text{Si : } Q(t) = -1$$

$$Emp(t) = E_2 \text{Sen } w_o t$$

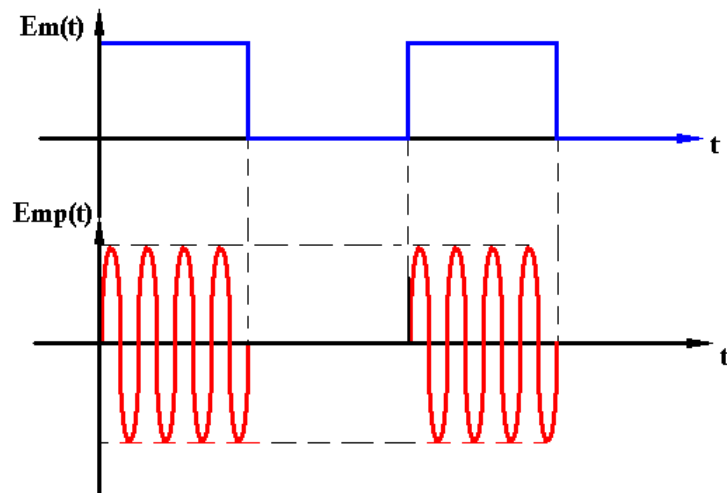
$$Emp(t) = E_1 \text{Sen } w_o t$$

$Q(t)$  = Onda cuadrada modulante que varía entre +1 y -1 con periodo T.

$$Emp(t) = E_o \text{Sen } w_o t + E_o.ma.Q(t)\text{Sen } w_o t .$$

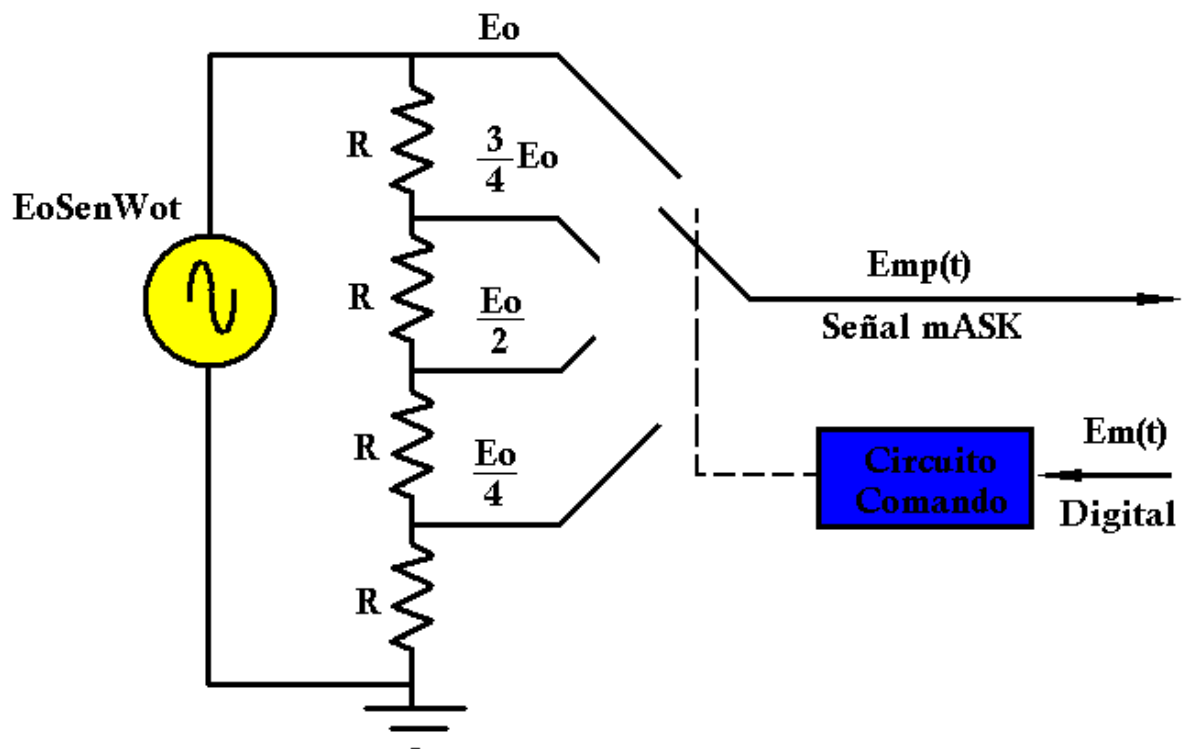
**SEÑAL OOK.-** Señal de encendido y apagado (ON, OFF)

Cuando la señal de información es “1 lógico”  $E_{mp}(t) = E_2 \text{ Sen } w_0 t$ ; pero cuando la señal de información es “0 lógico”  $E_{mp}(t) = 0$

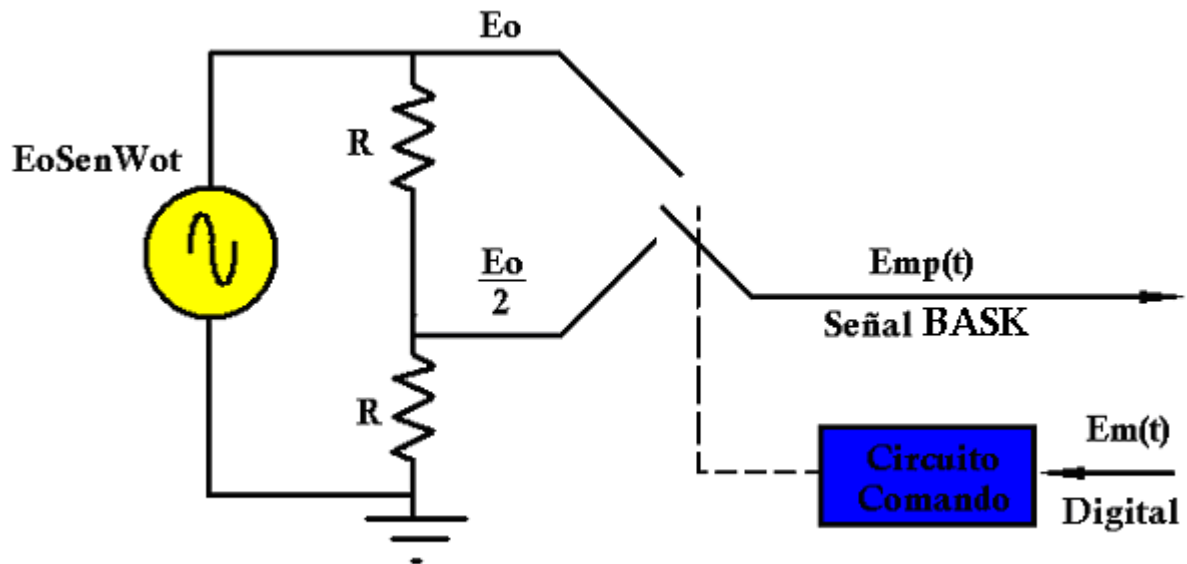


## CIRCUITOS MODULADORES

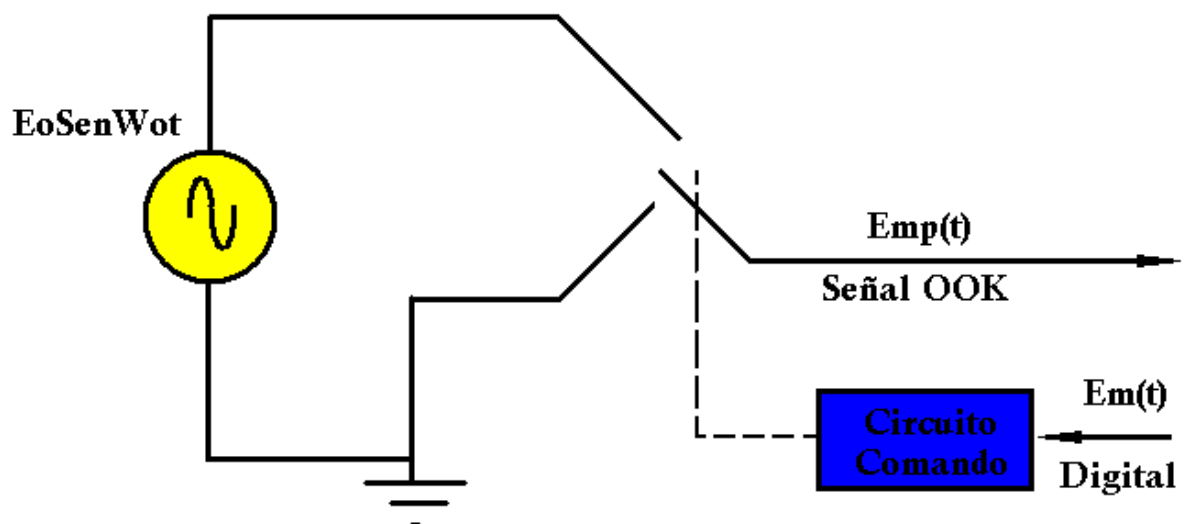
### ❖ MODULADOR MASK



### ❖ MODULADOR BASK



### ❖ MODULADOR OOK

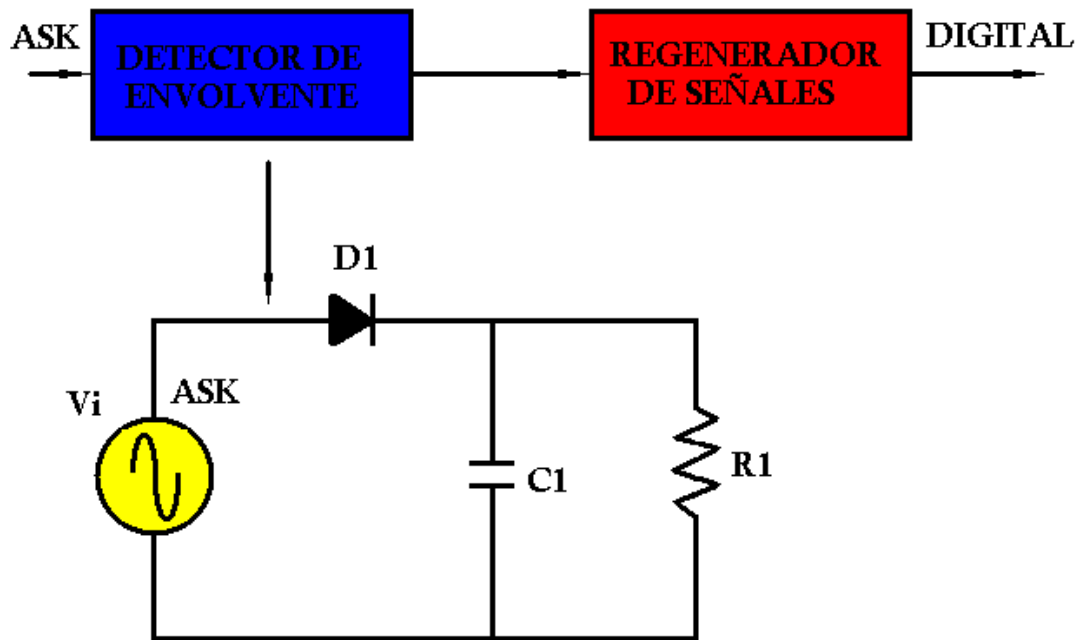


## CIRCUITOS DEMODULADORES

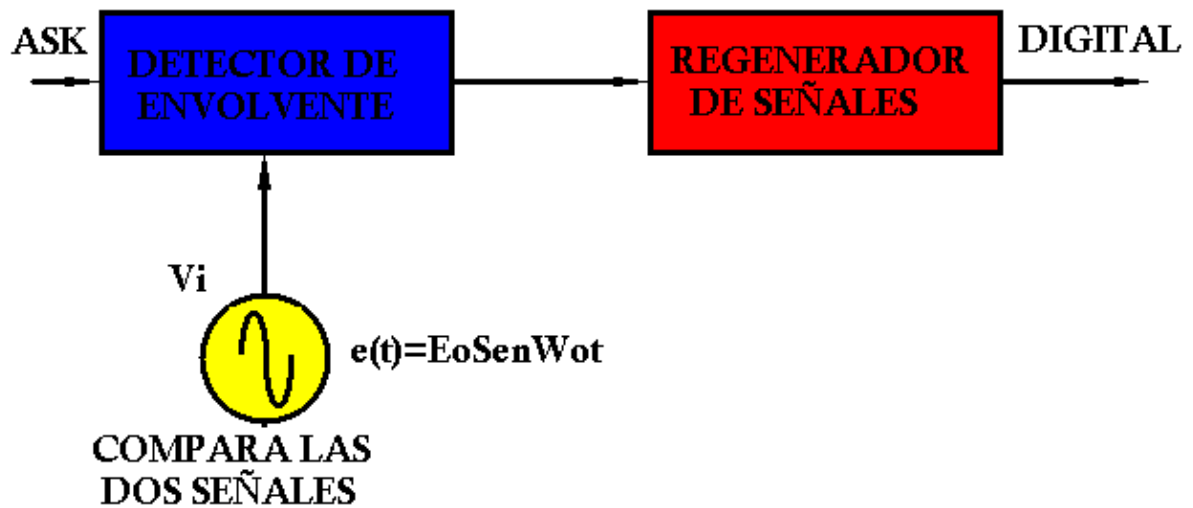
### ❖ DETECCIÓN DE ENVOLVENTE

Un detector de envolvente ideal es un circuito que produce una forma de onda en su salida que proporciona la envolvente real,  $R(t)$ , de su entrada. De acuerdo con la ecuación  $V_{salida}(t) = KR(t)$





❖ **DETECCIÓN SINCRONA**

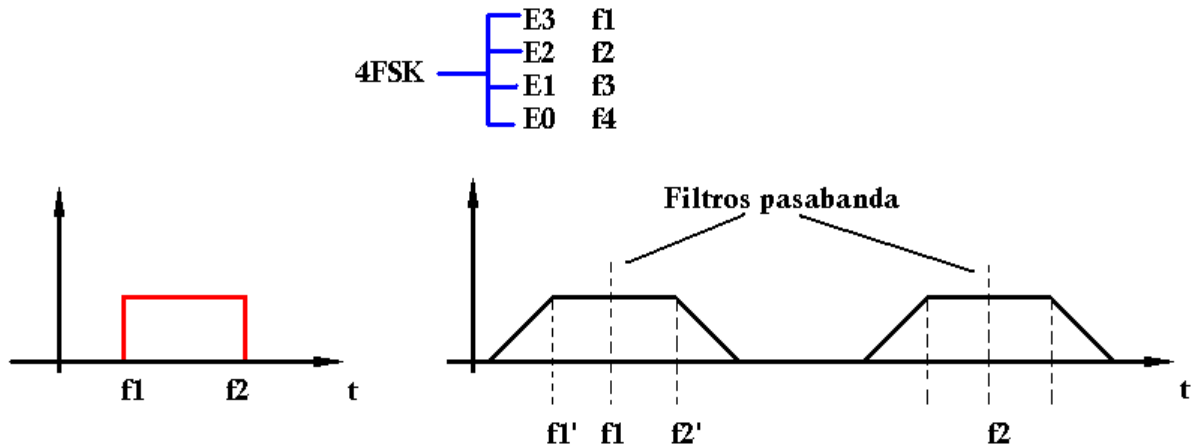


**FAMILIA FSK.-** Manipulación por corrimiento de frecuencia

La frecuencia va a variar mientras que la amplitud y la fase se mantienen constantes.

**a.-MFSK.-** Trabaja con una señal digital multinivel ,m\_aria.

A cada nivel de la señal le corresponde una frecuencia portadora



**b.- BFSK.-** Trabaja con una señal binaria es decir en la señal modulada tendríamos únicamente dos frecuencia.

Para “1Lógico”

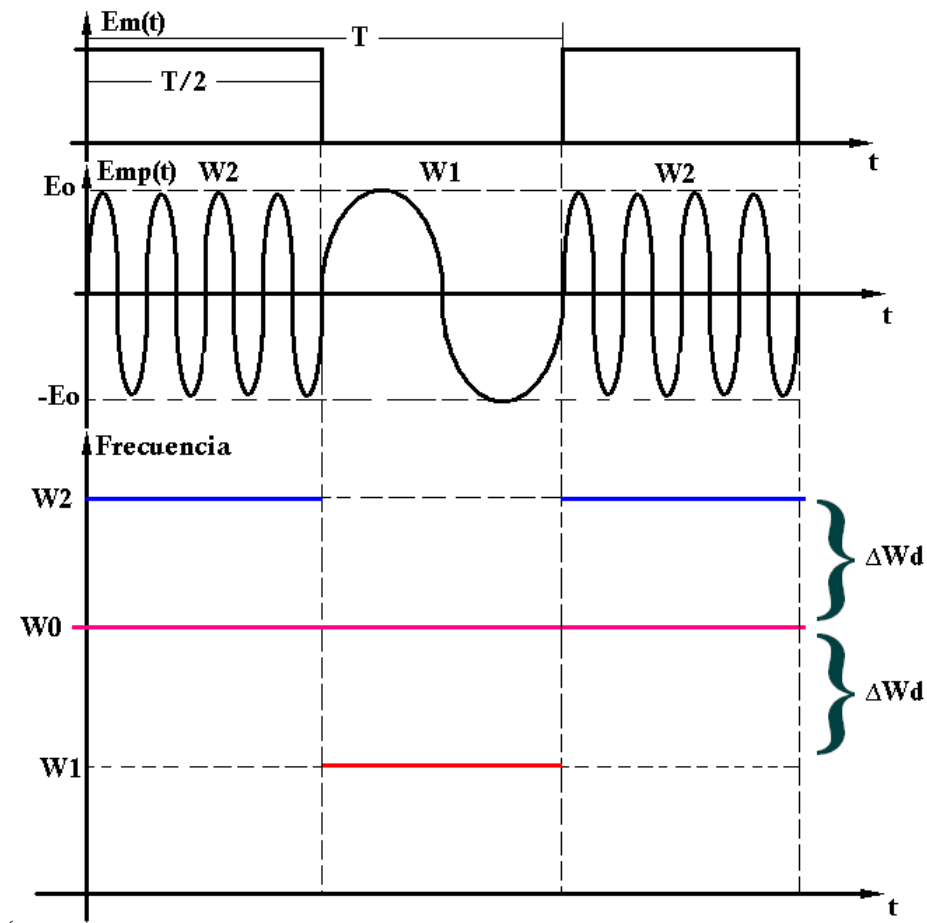
$$Emp(t) = Eo \text{ Sen}w_2t$$

$$Emp(t) = Eo \text{ Sen}(w_0 + \Delta wd)t$$

Para “0 Lógico”

$$Emp(t) = Eo \text{ Sen}w_1t$$

$$Emp(t) = Eo \text{ Sen}(w_0 - \Delta wd)t$$



## PORTADORA VIRTUAL

$$E_v(t) = E_o \text{ Sen} w_0 t$$

$$\Delta w_d = w_2 - w_0 = w_0 - w_1$$

$$w_0 = \frac{w_2 + w_1}{2}$$

$$\Delta w_d = \frac{w_2 - w_1}{2}$$

$$E_{mp}(t) = E_o \text{ Sen} \frac{1}{2} (w_2 + w_1 + w_2 - w_1) t$$

$$E_{mp}(t) = E_o \text{ Sen} \frac{1}{2} (2w_2) t$$

$$E_{mp}(t) = E_o \text{ Sen} w_2 t$$

$$E_{mp}(t) = E_o \text{ Sen} \frac{1}{2} (w_2 + w_1 - w_2 + w_1) t$$

$$E_{mp}(t) = E_o \text{ Sen} \frac{1}{2} (2w_1) t$$

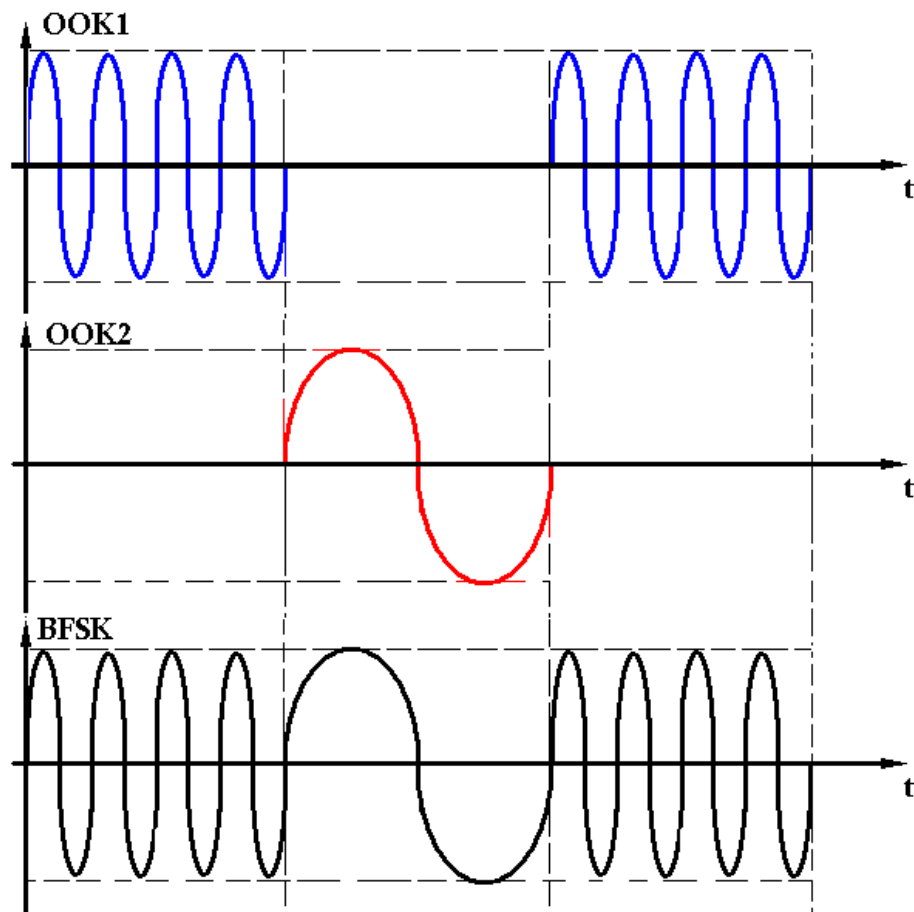
$$Emp(t) = E_o \text{ Sen} w_1 t$$

## ANÁLISIS DE LA SEÑAL OOK

Dos señales en contratase o en forma complementaria

Si sumamos las dos señales tenemos  $BFSK = OOK1 + OOK2$

Señal de Información	OOK1	OOK2
“1 Lógico”	$Emp(t) = E_o \text{ Sen} w_2 t$	$Emp(t) = 0$
“0 Lógico”	$Emp(t) = 0$	$Emp(t) = E_o \text{ Sen} w_1 t$



**ESPECTRO DE FRECUENCIA.-** Supongamos una señal de onda cuadrada con periodo T.

### Espectro señal OOK1

$$Emp(t) = \frac{E_o}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\text{Sen}\left(\frac{n\pi}{2}\right)}{\frac{n\pi}{2}} e^{j(w_2 + nw)t}$$

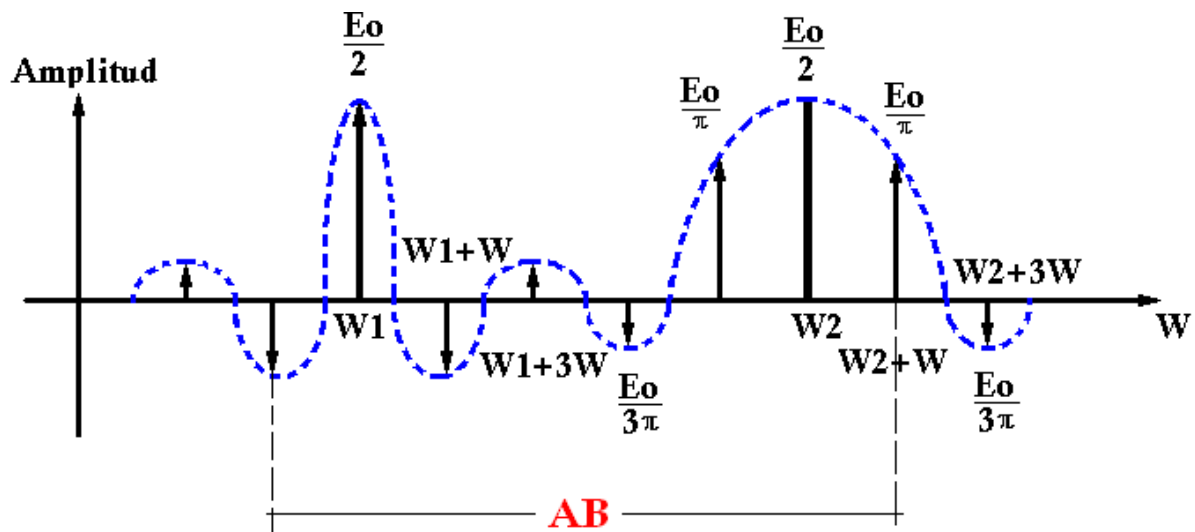
### Espectro señal OOK1

$$Emp(t) = \frac{E_o}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\text{Sen}\left(\frac{n\pi}{2}\right)}{\frac{n\pi}{2}} e^{j(w_1 + nw)t}$$

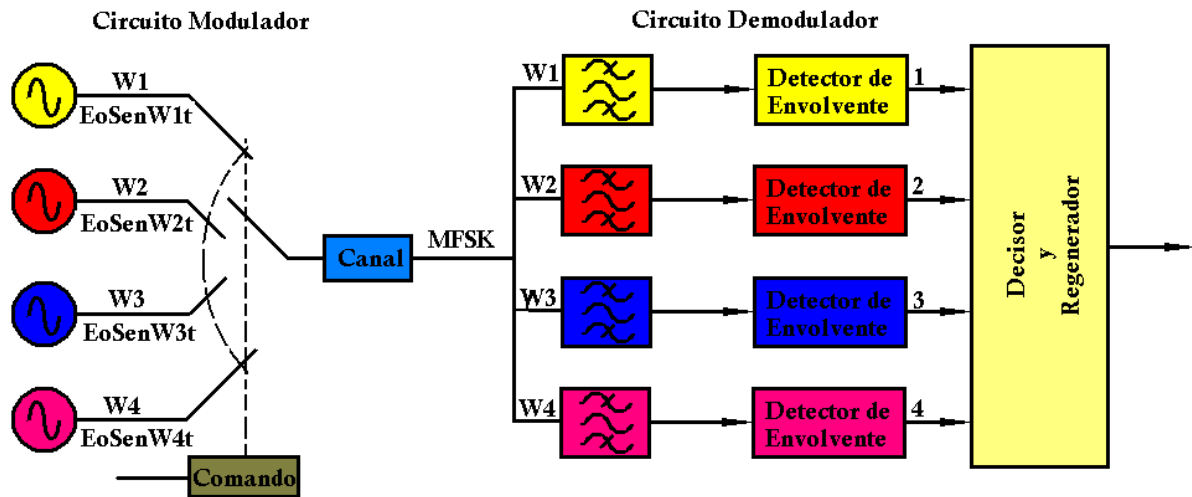
$$\frac{n\omega T}{2} = \frac{n2\pi.T}{T2} = n\pi$$

$$e^{-jn\omega T/2} = e^{-jn\pi} = \cos n\pi - j \sin n\pi = (-1)^n$$

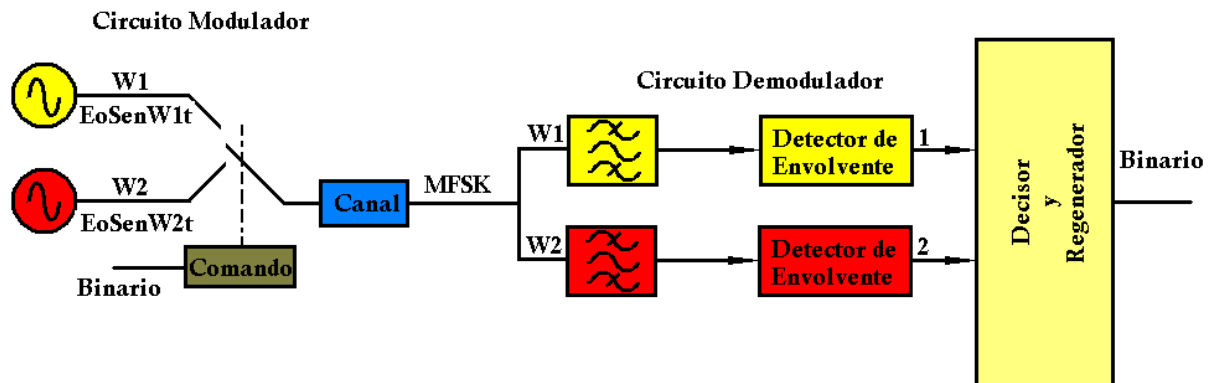
$$Emp(t) = \frac{E_o}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} (-1)^n \frac{\text{Sen}\left(\frac{n\pi}{2}\right)}{\frac{n\pi}{2}} e^{j(w_1 + nw)t}$$



COMUNICACIÓN DIGITAL



Decisor monitorea las entradas 1,2,3 y 4; si existe presencia de voltaje en 1 genera el nivel correspondiente a esa señal en el tiempo  $\tau$ .



## FAMILIA PSK (Modulación por Corrimiento de Fase).

### CARACTERÍSTICAS

- Fase cambia.
- Amplitud Constante.
- Frecuencia Constante.

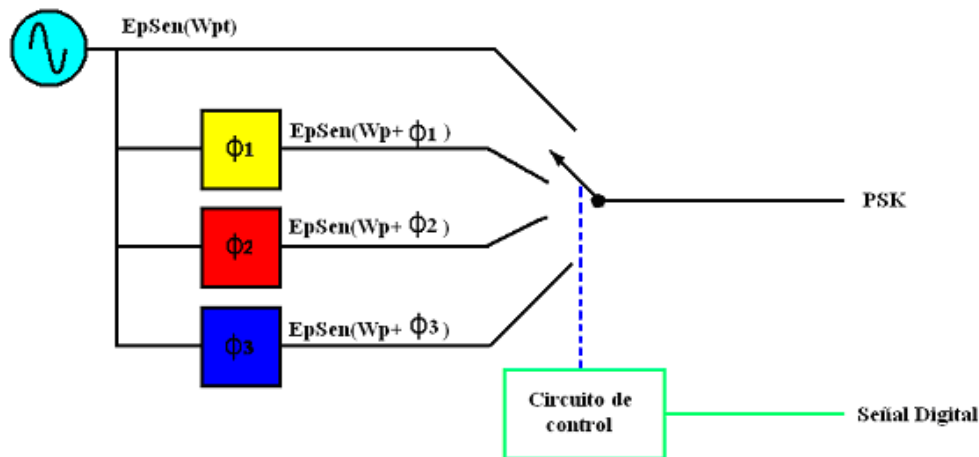
$$E_p(t) = E_p \text{Sen}(W_p t + \Phi)$$

$$(W_p t + \Phi) = W_p(t)$$

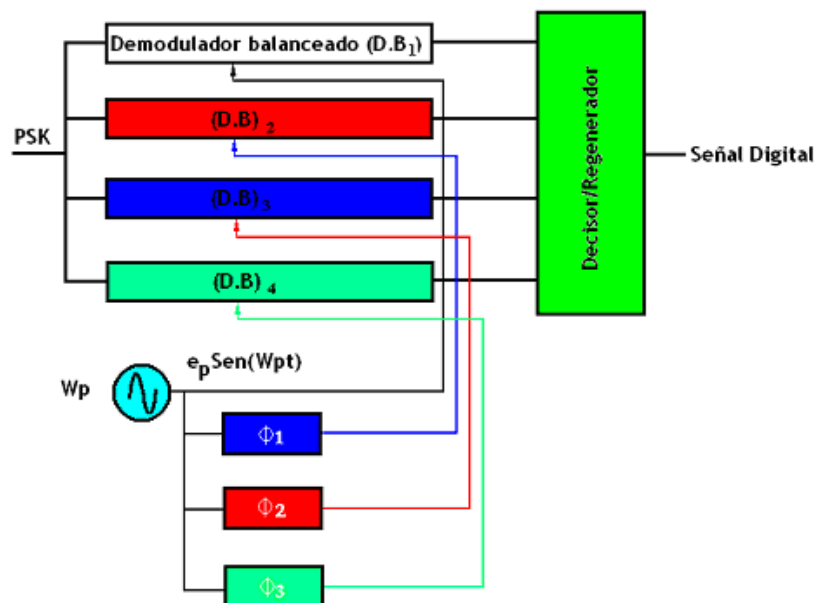
La modulación FSK es un caso especial de PSK por que:

$\Phi \text{ cambia} \Rightarrow W_p(t) \text{ cambia}$

### MODULADOR PSK



### DEMODULADOR PSK



En el demodulador balanceado debe ser sincronizado en  $f$  y coherente en fase.

Como primer elemento el demodulador balanceado (D.B.) tenemos un filtro pasa bajos (FPB), segundo el comparador de señales y tercero un FPB.

Al comparar las señales en el DB2 se tiene:

$$E_p \text{Sen}(W_p t + \phi_i) * e_p \text{Sen}(W_p t + \phi_1)$$

$$\frac{E_p e_p}{2} [\text{Cos}(W_p t + \phi_i + W_p t + \phi_1) - \text{Cos}(W_p t + \phi_i - W_p t - \phi_1)]$$

$$\frac{E_p e_p}{2} [\text{Cos}(2W_p t + \phi_i + \phi_1) - \text{Cos}(\phi_i - \phi_1)]$$

### Filtro Pasa Bajo

$$\pm \frac{E_p e_p}{2} \text{Cos}(\phi_i - \phi_1)$$

Si:

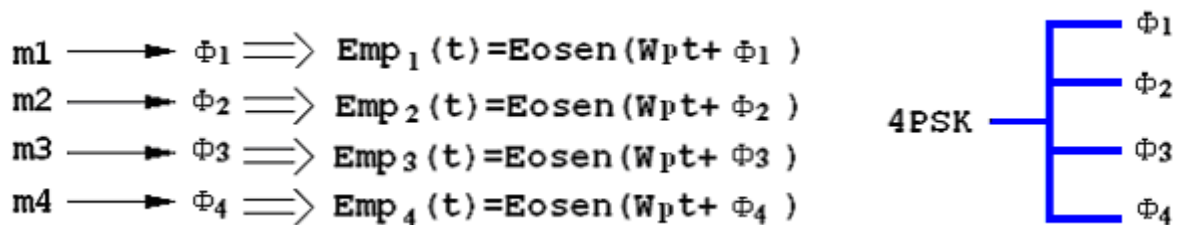
$$\phi_i = \phi_1$$

$$- \frac{E_p e_p}{2} (\text{Valor Maximo})$$

**MPSK.-** Señal digital multinivel

## CARACTERÍSTICAS

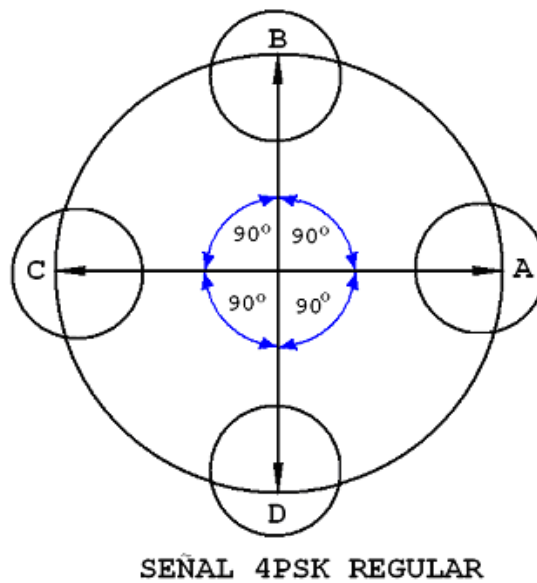
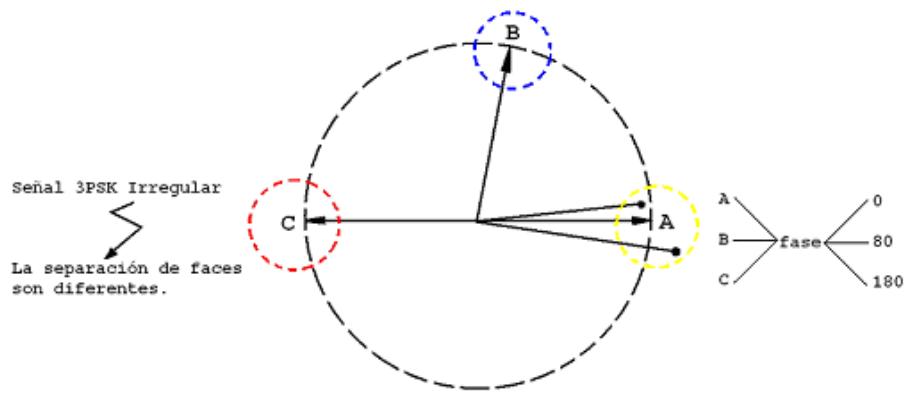
- Se trabaja con una señal digital m\_aria.
- A cada nivel de señal digital le corresponde una fase determinada.



La Mayor Fase ⇒ Nivel Digital Superior.

**CÍRCULO DE DECISIÓN.** - Es el lugar geométrico del espacio que delimita dentro de un valor fijo de probabilidad. Si la señal esta dentro del circulo de decisión genera su nivel correspondiente, si esta fuera del circulo no genera nada.



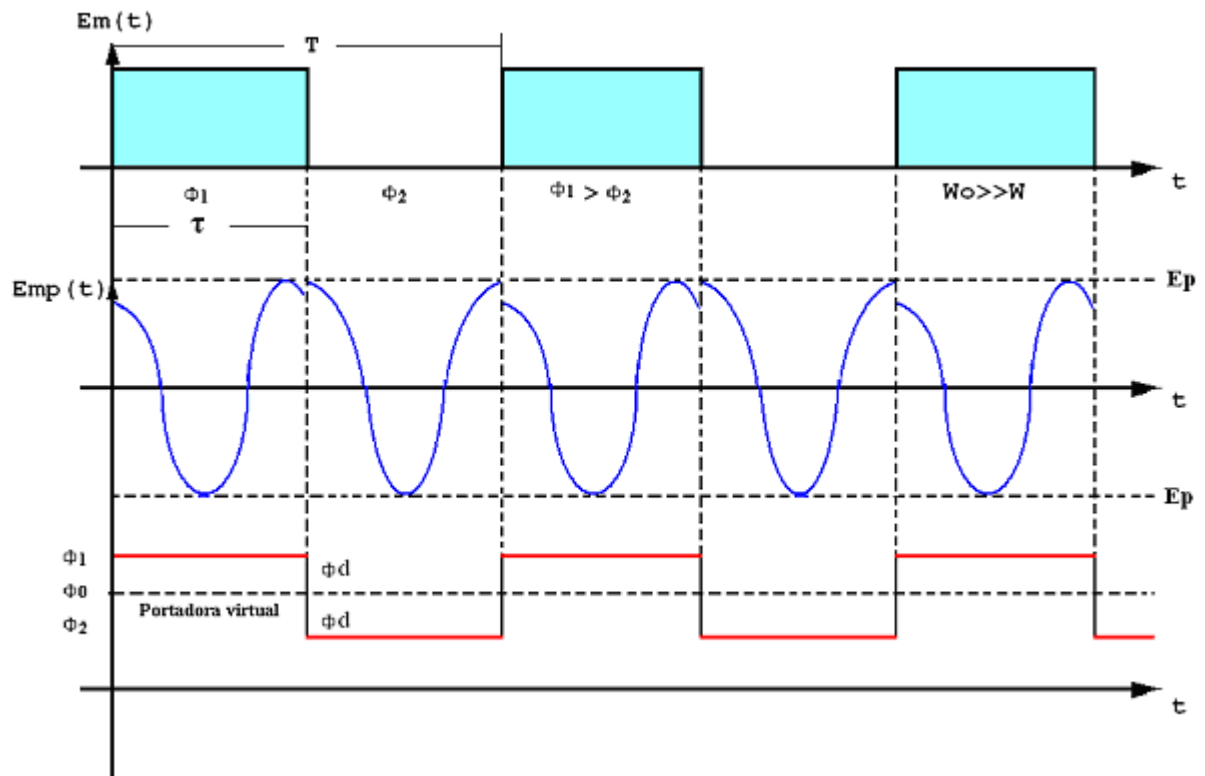


## CARACTERÍSTICAS

- Los círculos de decisión no deben ser secantes.
- Los círculos de decisión no deben ser tangentes.

Cuando los círculos de decisiones se hacen tangentes o secantes lo que se hace es aumentar la potencia de la señal.

2. **BPSK**.- Señal binaria  
Desvío de fase mayor en “1” Lógico.



$$"1" \rightarrow Emp(t) = Ep \sin(Wpt + \phi_1)$$

$$"0" \rightarrow Emp(t) = Ep \sin(Wp + \phi_2)$$

$$\phi_1 > \phi_2$$

## PORTADORA VIRTUAL

$$Ev(t) = Eo \sin(Wpt + \phi_0)$$

$$\phi_0 = \frac{\phi_1 + \phi_2}{2} \Rightarrow \text{Fase - Inicial}$$

$$\Delta\phi d = \phi_1 - \phi_0 = \phi_0 - \phi_2 = \frac{\phi_2 - \phi_1}{2} \Rightarrow \text{Desvio - de - Fase}$$

$$"1" \rightarrow Em_1(t) = Ep \sin[(Wpt + \phi_0) + \Delta\phi d] \Rightarrow (I)$$

$$"0" \rightarrow Em_2(t) = Ep \sin[(Wpt + \phi_0) - \Delta\phi d] \Rightarrow (II)$$

## ESPECTRO

OOK Modulo en Forma Complementaria.

COMUNICACIÓN DIGITAL

	OOK1	OOK2
"1"	I	0
"0"	0	II

$$\text{BPSK} = \text{OOK1} + \text{OOK2}$$

Información:

$$T, \quad W = \frac{2\pi}{T} \quad \frac{c}{\text{Señal digital}} = \frac{T}{2} \quad W_p \gg W$$

Para el espectro de la señal tenemos:

**Modulación en contra fase.**

$$Emp(t) = \frac{E_o}{2} e^{j\Phi_1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\text{Sen}\left(\frac{n\pi}{2}\right)}{\frac{n\pi}{2}} e^{j(W_p+nW)t} + \frac{E_o}{2} e^{j\Phi_2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{-jn\pi} \frac{\text{Sen}\left(\frac{n\pi}{2}\right)}{\frac{n\pi}{2}} e^{j(W_p+nW)t}$$

$$Emp(t) = \frac{E_o}{2} e^{j\Phi_1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{Sa}\left(\frac{n\pi}{2}\right) e^{j(W_p+nW)t} + \frac{E_o}{2} e^{j\Phi_2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{-jn\pi} \text{Sa}\left(\frac{n\pi}{2}\right) e^{j(W_p+nW)t}$$

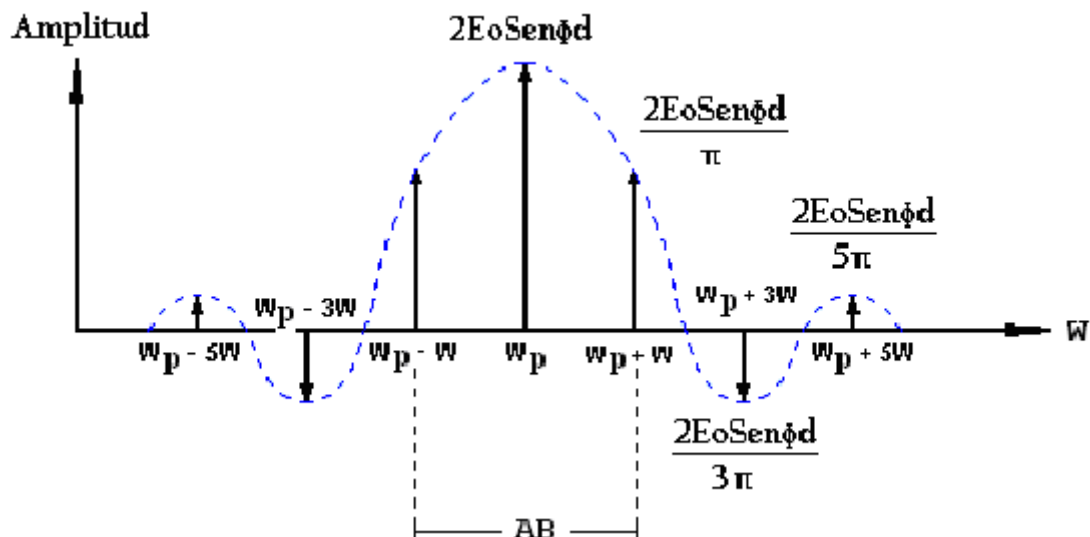
**Termino de fase.-** Indica que la señales están moduladas en forma complementario.

$$e^{-jn\pi} \Rightarrow \text{Termino de fase}$$

**Representado en Serie de Fourier.**

$$Emp(t) = E_o \cos \phi d * \text{Sen} W_p t + E_o \text{Sen} \phi d * \frac{2}{\pi} [\text{Sen}(W_p + W)t + \text{Sen}(W_p - W)t]$$

$$- E_o \text{Sen} \phi d * \frac{2}{3\pi} [\text{Sen}(W_p + 3W)t + \text{Sen}(W_p - 3W)t] + \dots$$



Ancho de banda mínimo.

$$AB_{\min} = 2W$$

Si se desarrolla la ecuación del espectro se encuentra:

$$Emp(t) = Ep \cos \Delta \phi d \sin W_p t + \frac{2E_p \sin \Delta \phi d}{\pi} [\sin(W_p + W)t + \sin(W_p - W)t]$$

## CASO PARTICULAR

Cuando  $\phi d = \Delta \phi = 90^\circ$  ( $\phi_1 - \phi_2 = 180^\circ$ )

3. **PRK (Manipulación por Inversión de Fase).**- Cuando las señales tengan un desfase de  $180^\circ$  por lo que el desvío de fase es siempre  $90^\circ$ .

$$\phi_1 = 180^\circ \quad \phi_2 = 0^\circ$$

$$\phi_1 = 225^\circ \quad \phi_2 = 45^\circ$$

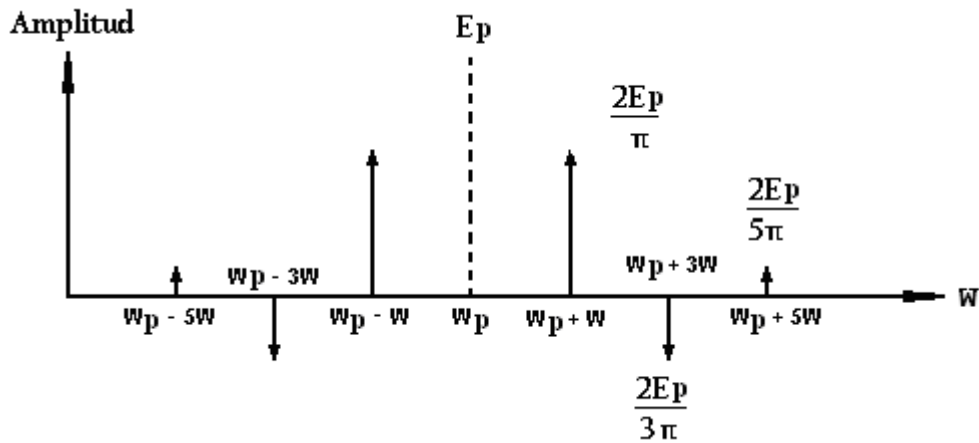
La condición es que  $\phi_1 - \phi_2$  para que PRK debe ser  $180^\circ$

$$\Delta \phi d = 90^\circ$$

$$\phi_0 = \frac{\phi_1 + \phi_2}{2}$$

$$\sin 90^\circ = \sin \Delta \phi d = 1$$

$$\cos \Delta \phi d = \cos 90^\circ = 0$$

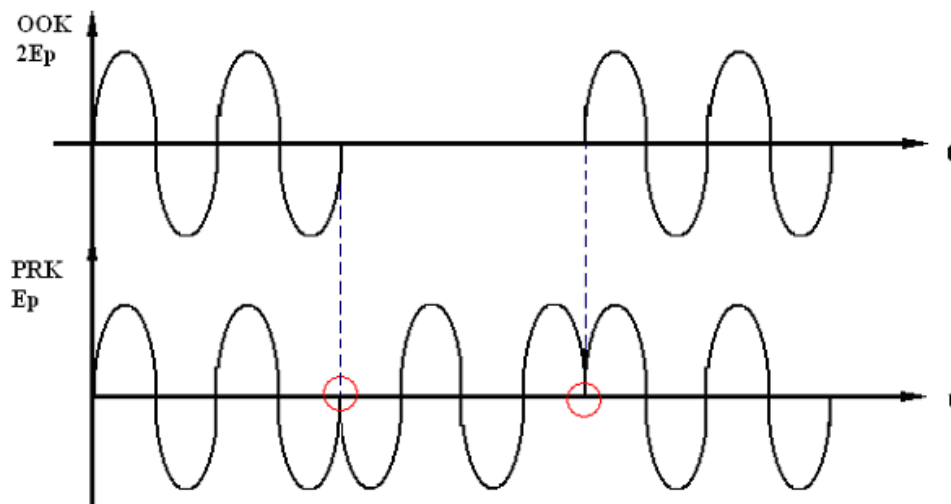


La señal PRK es una señal OOK pero suprimida su portadora.

Es igual que la señal BPSK solo cambia en este caso.

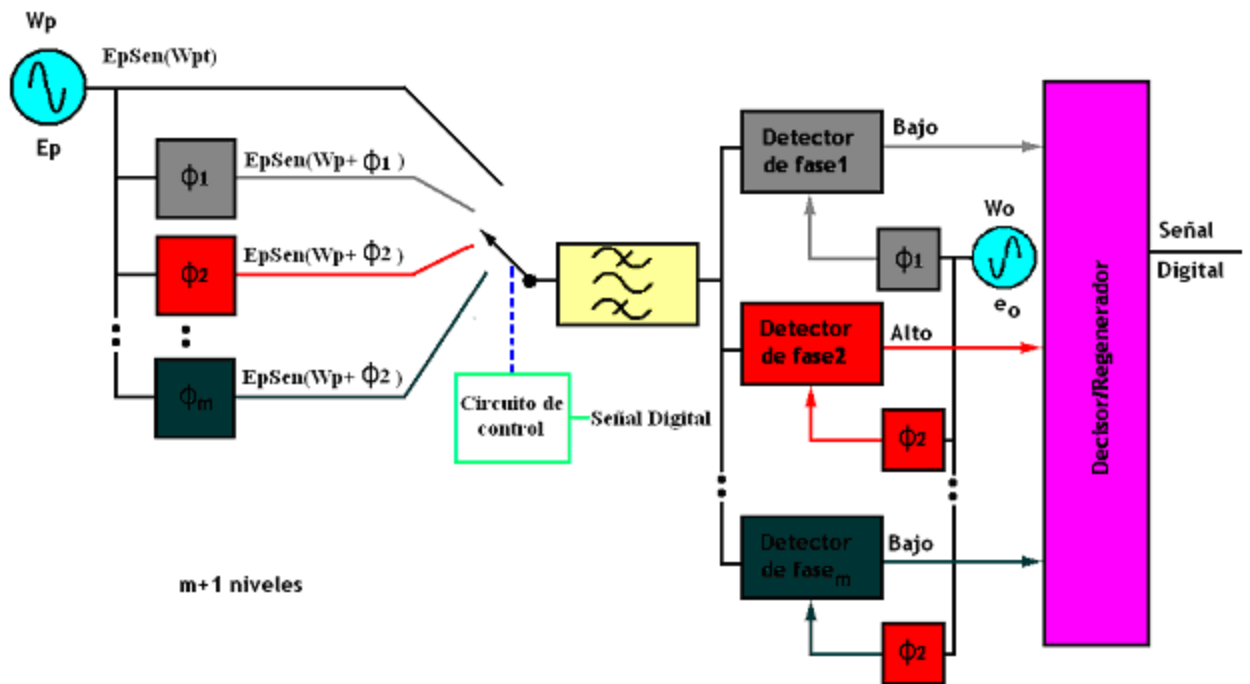
$$Emp(t) = E_o \frac{2}{\pi} [Sen(W_p + W)t + Sen(W_p - W)t] - E_o \frac{2}{3\pi} [Sen(W_p + 3W)t + Sen(W_p - 3W)t]$$

Una señal PRK se la considera como una señal OOK suprimida.

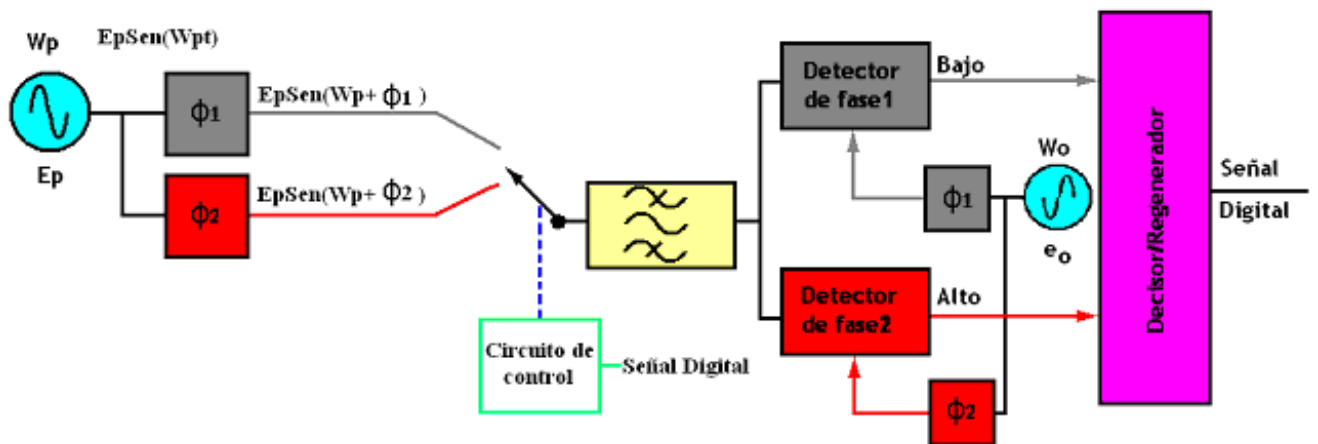


## CIRCUITOS MODULADORES Y DEMODULADORES.

### 1. SEÑAL MPSK



### 2. SEÑAL BPSK



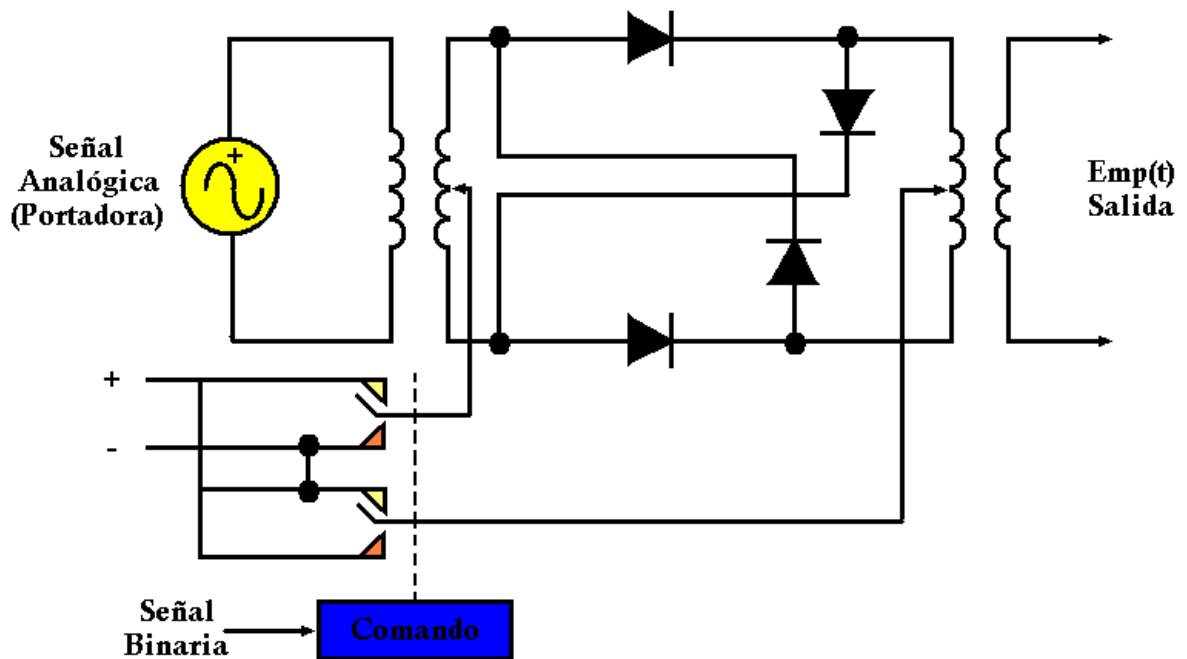
### 3. SEÑAL PRK.

Para la señal PRK cambia la fase  $180^\circ$

La relación entre fase es  $180^\circ$

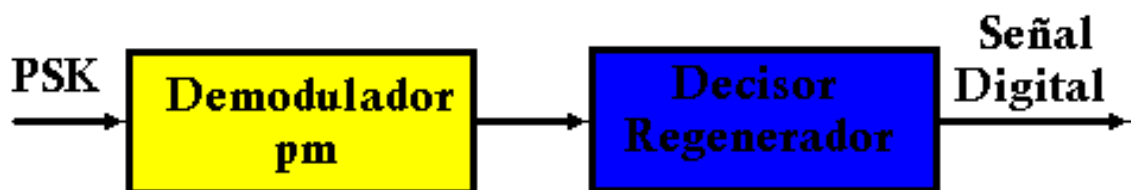
El circuito es el mismo que el BPSK.

COMUNICACIÓN DIGITAL



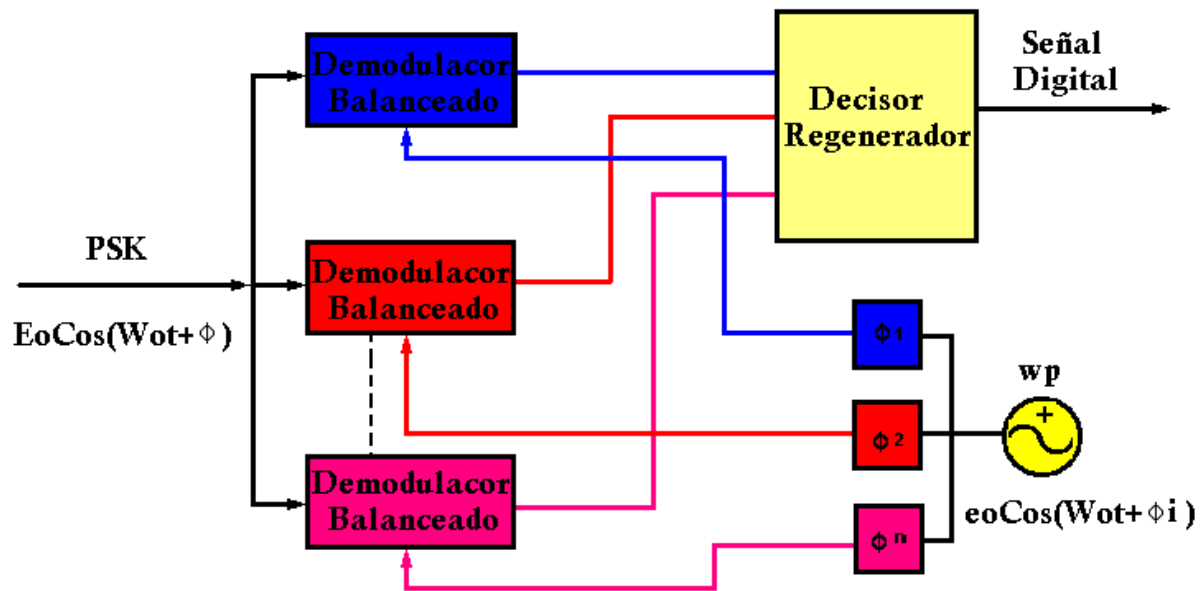
CIRCUITOS DEMODULADORES

1.-CONVENCIONAL



Con señal binaria no hay problemas

Con señal multinivel existe problemas.

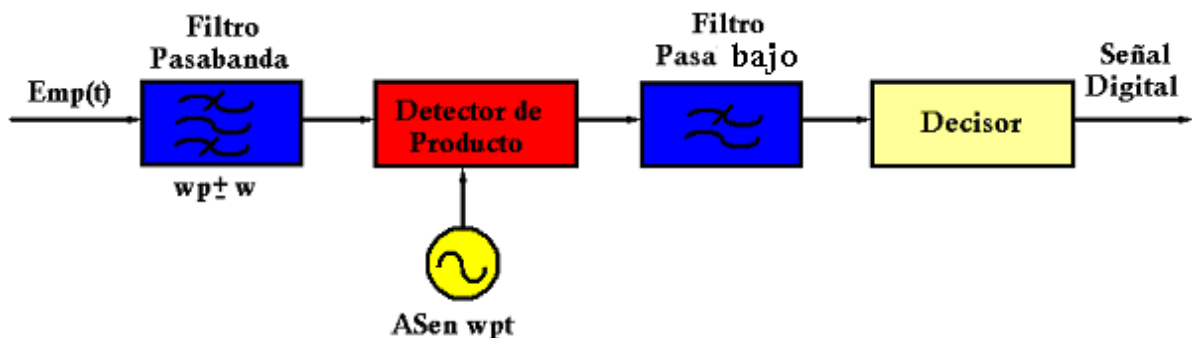
**2.- BALANCEADOS.**

Las señales que ingresan al demodulador deben ser sincronas en frecuencia y coherentes en fase (Fases deben mantenerse un tiempo determinado).

La amplitud puede ser la misma pero no necesariamente.

**SISTEMA COHERENTE Y DIFERENCIAL**

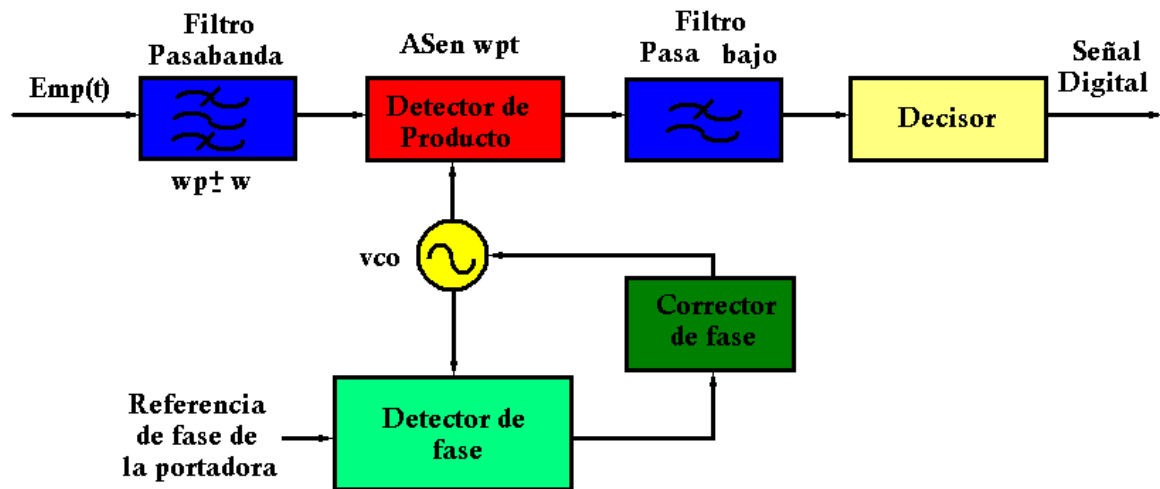
Las señales deben ser sincrónicas en frecuencia y coherentes en fase se debe garantizar que la coherencia se dé tanto en el lado del transmisor como el receptor (A) propagarse las señales sufren un retardo de grupo o se desfasan.

**COHERENTES****1.- DETECCIÓN SÍNCRONA CON OSCILADOR LIBRE.**



Con dos niveles digitales el circuito trabaja correctamente, pero con mas niveles digitales existe problemas por los desfases ya que el decisor no puede identificar a que nivel lógico corresponde la señal (fase).

## 2.- DETECCIÓN SÍNCRONA CON FASE CERRADA (LAZO CERRADO)



Referencia de fase de la portadora se puede obtener de la señal que esta llegando originalmente o se puede generar localmente.

vco = Oscilador controlado por voltaje.

Ejemplo

4 PSK (regular)

Estado 1 =>  $E_o \cos wpt$

Estado 2 =>  $E_o \cos (wpt + 90)$

Estado 3 =>  $E_o \cos (wpt + 180)$

Estado 4 =>  $E_o \cos (wpt + 270)$

\* se multiplica por 4 : de acuerdo al nivel de la señal

$$\left. \begin{aligned} E_o \cos 4wpt &= E_o \cos 4wpt \\ E_o \cos (4wpt + 360^\circ) &= E_o \cos 4wpt \\ E_o \cos (4wpt + 720^\circ) &= E_o \cos 4wpt \\ E_o \cos (4wpt + 1080^\circ) &= E_o \cos 4wpt \end{aligned} \right\} \text{ fase = "0"}$$

vco = oscilador controlado por voltaje su frecuencia y su fase dependen de una tensión de control.

En el circuito esta tensión de control la tenemos a la salida del corrector de fase.

La diferencia de fase es transformada en tensión en el corrector de fase si son iguales las fases la diferencia de fase es 0.

La generación de fase se lo hace en forma secuencial.

**SISTEMA DIFERENCIAL**

Trabaja con una fase de referencia previa o anterior, es decir teniendo 01 llega 02 y compara 02 con 01 si llegara 03 se compararía con 02 es decir la fase que llega se toma como referencia.

Ejemplo:

Señal digital      1 1 0 0 0 0 1 1 0 1 0

= 0:≠ 1          0 1 0 0 0 0 0 1 0 0 1 1

Si la frecuencia    $0^0 \pi 0^0 0^0 0^0 0^0 0^0 \pi 0^0 0^0 \pi \pi$   
Es  $180^0$

1 1 0 0 0 0 1 1 0 1 0

## TRANSMISIÓN DIGITAL DIGITALIZACIÓN DE SISTEMAS ANÁLOGICOS

### VENTAJAS

1. Los impulsos digitales son menos susceptibles a variaciones causadas por ruido que las señales analógicas.
2. Las señales digitales se prestan mejor a su procesamiento y multiplexado que las señales analógicas.
3. Los sistemas digitales de Tx son más resistentes al ruido que las analógicas, ya que las digitales usan regeneradores de señal y no usan amplificadores de señal.
4. Es más fácil de medir y evaluar las señales digitales, obtener la eficiencia con capacidades distintas de señalización e información.
5. En los sistemas digitales se adaptan más para evaluar el funcionamiento de errores.

### DESVENTAJAS

1. La TX de señales analógicas codificadas digitalmente requiere un AB mayor que una señal analógica original.
2. Las señales analógicas se deben convertir en códigos digitales antes de su Tx y reconvertirse a la forma original en el receptor teniendo circuitos adicionales como codificador y decodificador.
3. La Tx digital requiere sincronización precisa entre los CLK del Tx y Rx, elevados costos de estos equipos.
4. Los sistemas digitales son incompatibles en los sistemas analógicos.

### MODULACIÓN EN PORTADORA TREN DE PULSOS (MIC—PCM)

La señal moduladora es la señal de información, la cual debe ser digital.

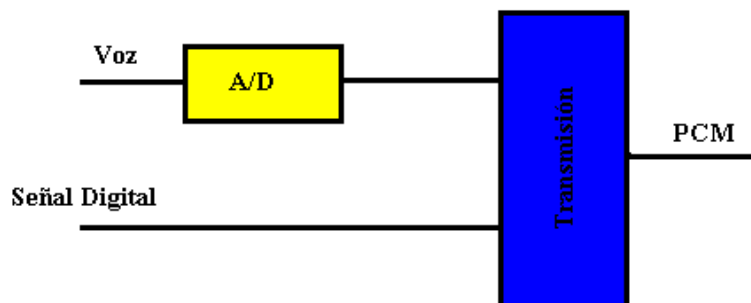
La señal portadora debe ser una señal digital al igual que la señal modulada.

En 1937 A.H. REEVES propone un sistema MIC para la transmisión de la voz y da la idea del teorema de muestreo y la multiplexación por división en el tiempo (TDM).

1947 – 1948 C. SHANON formaliza matemáticamente el sistema MIC, sistema NAQUIST binario en sus tesis doctorales.

1962 implementa el primer sistema de comunicaciones digitales con tecnología digital porque utilizaba circuitos electrónicos digitales.

Conversión Análogo / Digital



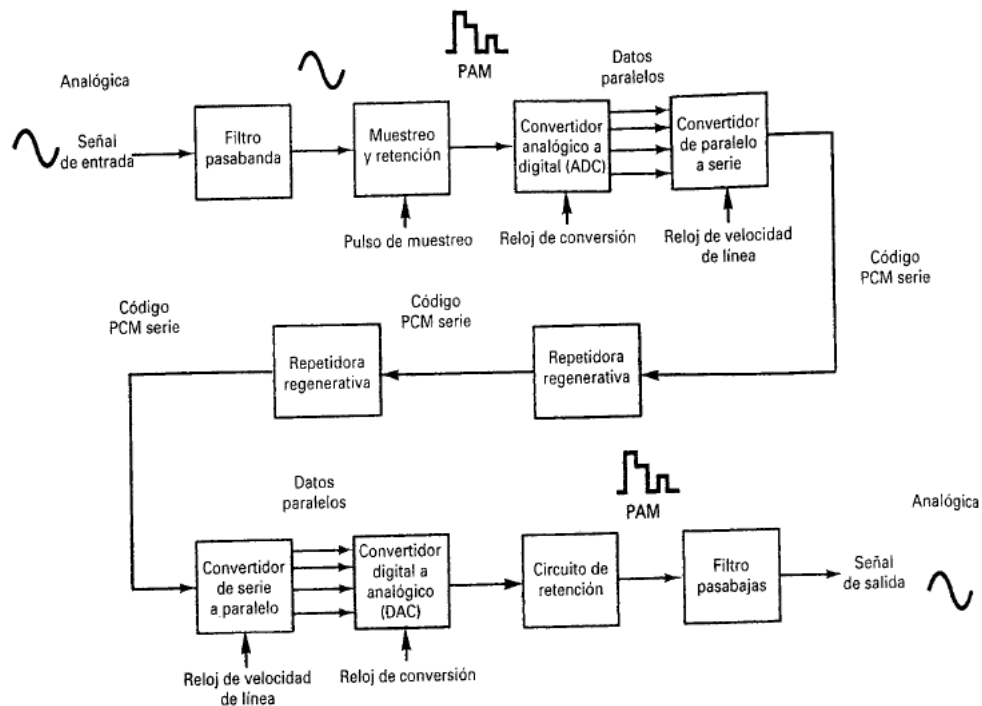
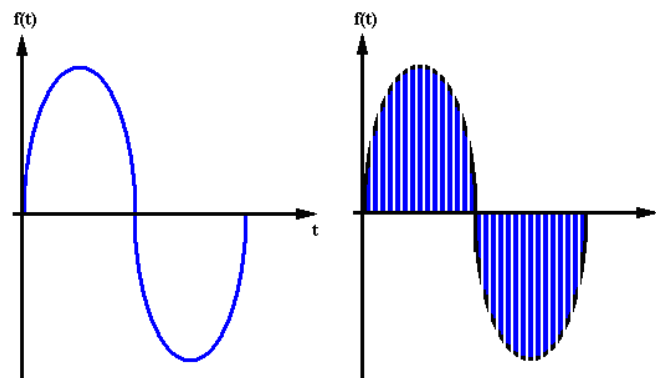


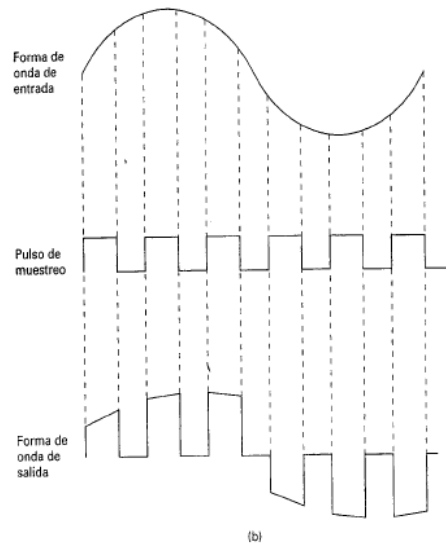
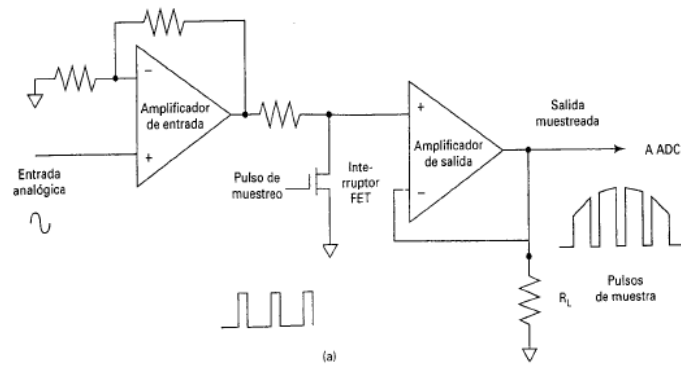
Diagrama de bloques simplificado de un sistema de transmisión PCM simplex, de un solo canal

Se realizan para esto tres pasos:

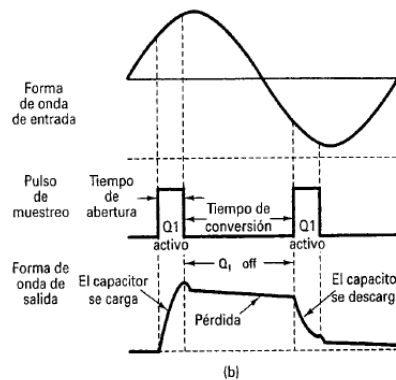
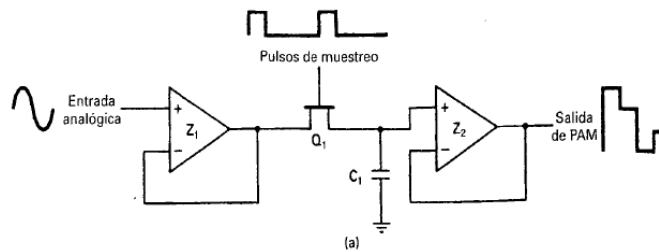
1. Muestreo
2. Cuantificación
3. Codificación

**1. Muestreo.** - Es tomar muestras discretas de una señal continua en el tiempo. La amplitud de los pulsos muestreados debe ser directamente proporcional a la amplitud de la señal analógica en el instante del muestreo.





(a) Circuito de muestreo natural; (b) formas de onda de entrada y salida



(a) Circuito de muestreo y retención; (b) formas de onda de entrada y salida

**Teorema del muestreo.** - La frecuencia de muestreo debe ser el doble de la frecuencia máxima presente en la señal.

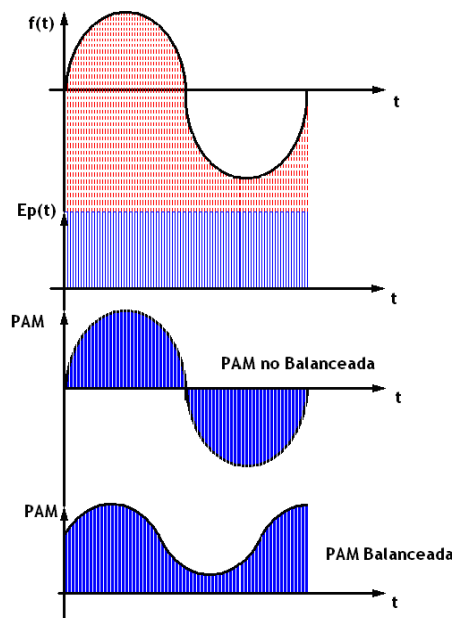
$$f_m \geq 2 f_s$$

$$f_m = 2 f_s \rightarrow (\text{velocidad de muestreo})$$

$$t_m = \frac{1}{f_m} \rightarrow (\text{Intercalo de muestreo de Nyquist})$$

## • SEÑAL PAM (Modulación por Amplitud de Pulsos)

Se modifica la amplitud de la señal digital resultante se mantiene constante su duración y su posición



La amplitud de los puntos muestreados es directamente proporcional a la amplitud de la señal analógica en el instante del muestreo.

$$\text{Amplitud}(PAM) \cong \text{Amplitud}(Analógica)$$

**PAM no Balanceada.** - Es cuando se tiene niveles positivos y negativos en la señal de muestreo.

**PAM Balanceada.** - Es cuando se desplaza el eje horizontal hacia abajo, esto mediante los pulsos.

$$E_p(t) = E_o \delta(t)$$

$\delta(t) \rightarrow$  Función unitario de periodo  $T$  con intervalo de  $\frac{T}{2}$

$$1 \rightarrow \frac{T}{2}$$

$$0 \rightarrow \frac{T}{2}$$

$$E_{PAM (No\ balanceada)} = kx(t) * E_o \delta(t)$$

$k \rightarrow$  factor de escala (general  $-1$  o  $>1$ )

$$E_{PAM (Balanceada)} = E_o \delta(t) + kx(t) * E_o \delta(t)$$

$$E_{PAM (Balanceada)} = E_o * \delta(t) [1 + kx(t)]$$

$$E_{PAM (Balanceada)} = E_o * \delta(t) [1 + kA \text{Sen} \omega t]$$

$$E_{PAM (Balanceada)} = E_o * \delta(t) \left[ 1 + \frac{kA}{E_o} \text{Sen} \omega t \right] \rightarrow \frac{kA}{E_o} \rightarrow \text{Lo dividimos para este término por que no}$$

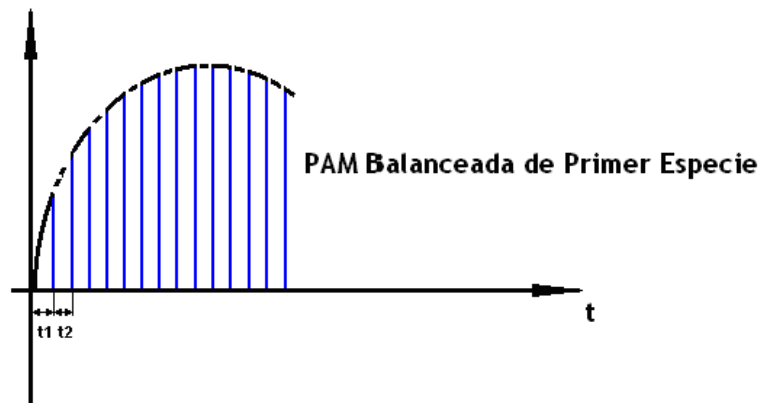
afecta a la función.

$$m_{PAM} = \frac{k}{E_o} A \leq 1 \rightarrow \text{Señal PAM Balanceada}$$

$$\frac{k}{E_o} A = 1$$

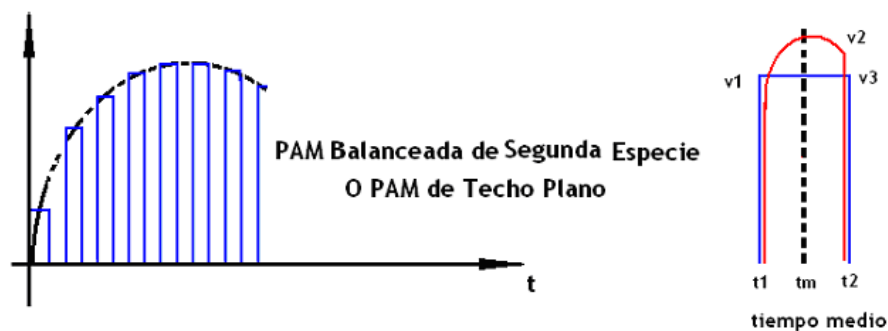
$$k = \frac{E_o}{A} \quad R$$

- **SEÑAL PAM DE PRIMER ESPECIE.** - Es una señal Cuasi analógica. Los pulsos siguen fielmente a la señal analógica.



- **SEÑAL PAM DE SEGUNDA ESPECIE.** - En una señal cuasi analógica, por que no sabemos cuántos niveles lógicos **tenemos** en la señal.

La señal del pulso es el valor de la amplitud en el punto medio de la amplitud de la señal analógica.



$$E_{PAM (Balanceada)} = E_o \delta(t) \left[ 1 + \frac{kA}{E_o} \text{Sen} \omega t m \right]$$

$$E_{PAM (Balanceada)} = E_o \delta(t) + E_{om_{PAM}} \text{Sen} \omega t m$$

$$E_o \delta(t) \rightarrow \text{Portadora Pulsada Tipo: } \frac{\text{Sen} x}{x}$$

$$E_{om_{PAM}} \text{Sen} \omega t m \rightarrow \text{Bandas Laterales Tipo: } \frac{\text{Sen} x}{x}$$

**Ciclo de Trabajo:**

$$CT = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} = \frac{T_{on}}{T}$$

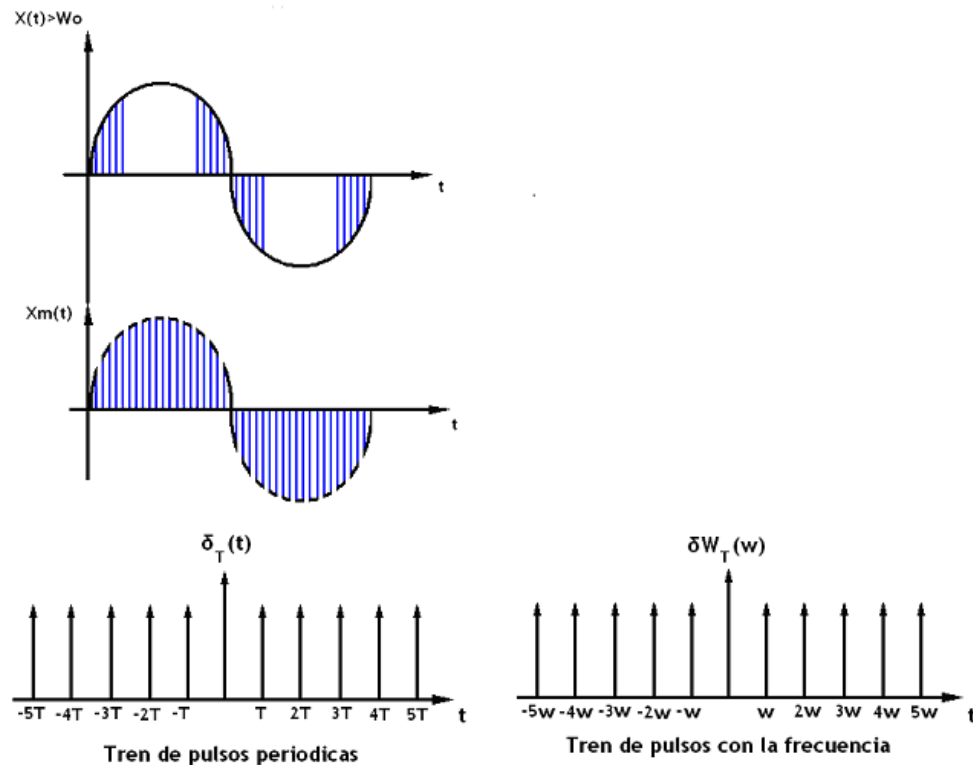
$$\%CT = \frac{T_{on}}{T} * 100\%$$

No es necesariamente  $T_{on} = T_{off}$

### a. MUESTREO IDEAL



En el muestreo ideal en el instante de muestreo ( $T$ ), tiende a cero es decir se trata de una sucesión de muestras infinitas. Cuando los impulsos están dados por la Delta de Dirac ( $\delta$ ).



Para obtener  $X_m(t)$  se multiplica la señal periódica  $\delta(t)$

$$X_m(t) = x(t) * \delta(t)$$

$$f_m = 2f_s \rightarrow (\text{Velocidad de Nyquist})$$

$$v_{oz} : 4Khz$$

$$f_m = 8Khz \rightarrow \begin{cases} tm = \frac{1}{f_m} = \frac{1}{8Khz} \\ tm = 125 \mu segundos. \end{cases}$$

$$\delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT)$$

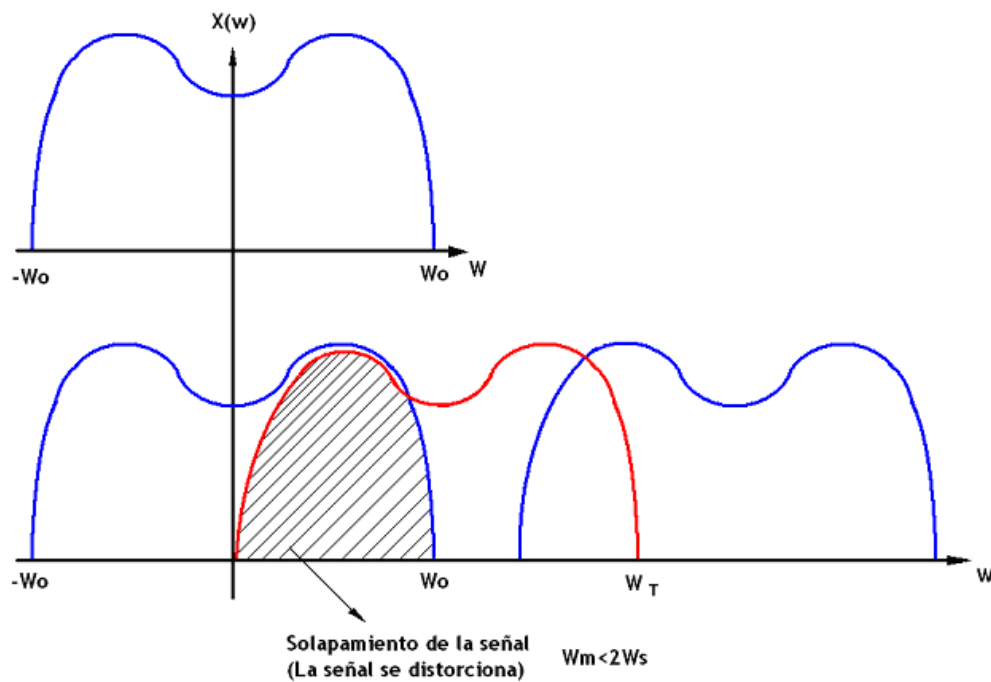
$$x_m(t) = x(t) * \delta_T(t)$$

$$x_m(t) = x(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta_T(t - nT)$$

$$x_m(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT) * \delta_T(t - nT)$$

$$X_m(f) = f_T X(f) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f - nf_T)$$

$$X_m(f) = f_T \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(f - nf_T)$$



Si la señal tiene impulsos en sus extremos  $f_m > 2f_s$ .

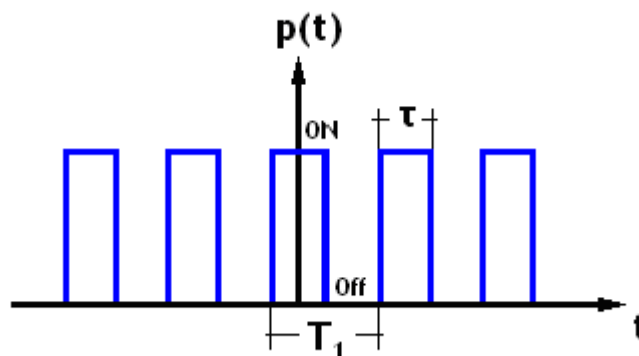
Para recuperar la señal de información se trabaja con filtros pasabajos LPf (Low pass filter) con una frecuencia de corte.

$$f_{corte} = f_s \text{ (frecuencia más alta de la señal).}$$

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} X\left(\frac{n}{2f_s}\right) \text{Sinc}(2f_s t - n)$$

En teoría se debe sumar un número infinito de muestras, esto genera un error de truncamiento, pero en la práctica se suma un número finito de valores muestreados y el resto se elimina.

#### a. MUESTREO UNIFORME O NATURAL



## COMUNICACIÓN DIGITAL

$$CT = \text{Ciclo de Trabajo} = \frac{\delta(\tau)}{T_1} * 100\%$$

$$CT = \text{Ciclo de Trabajo} = \frac{ON}{ON + Off} * 100\%$$

$$Cn = CT = \frac{\text{Sen}(n\pi CT)}{n\pi CT} // R$$

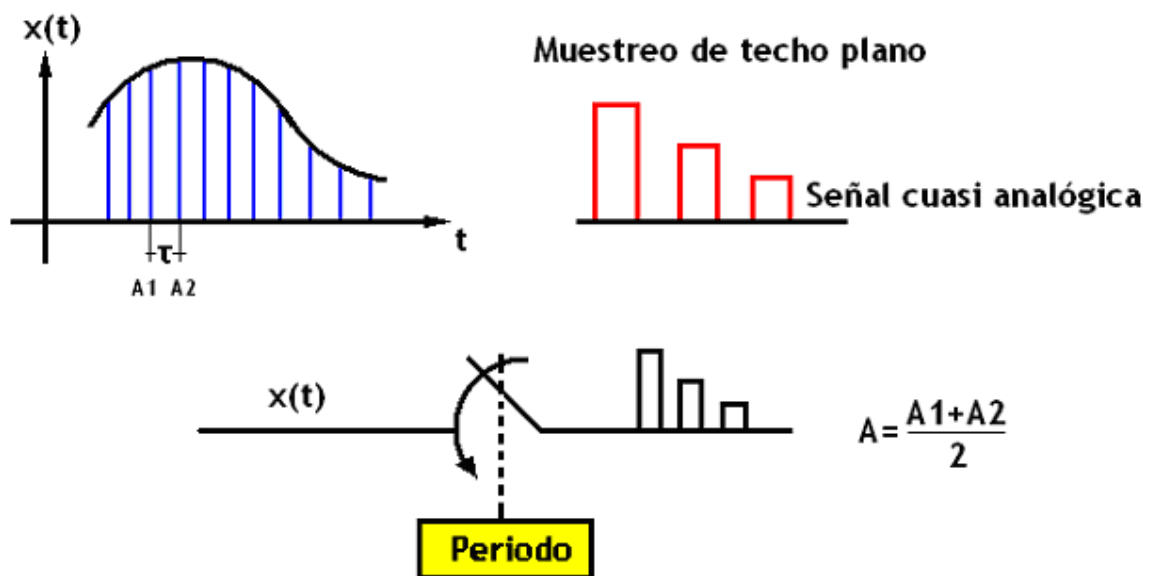
$$x_m(t) = x(t) * p(t)$$

$$x_m(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(t) Cn e^{jn\omega_1 t}$$

$$Xm(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} Cn X(f - nf_1)$$

El espectro de la señal se repite cada  $f_1$  pero multiplicado por  $CN$ .

La señal  $x_1(t)$  se puede recuperar con un filtro pasa bajos.

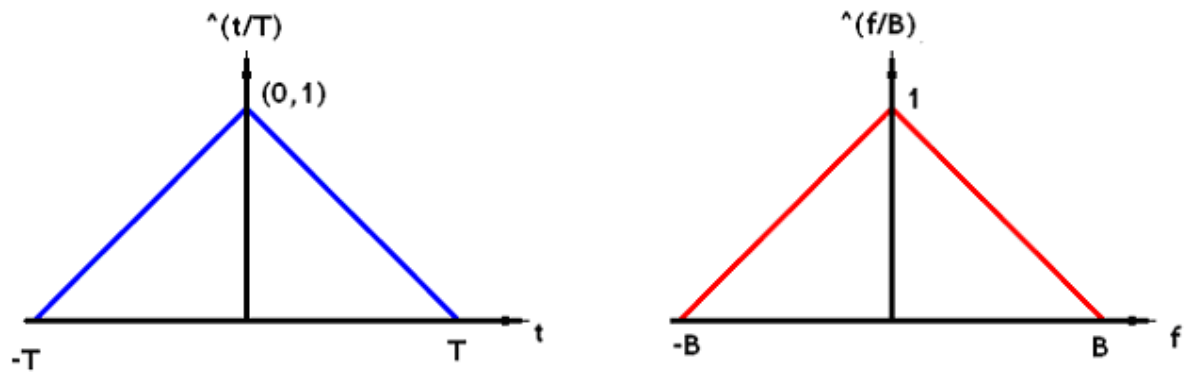


La amplitud es igual al valor de la función evaluada en el tiempo medio del intervalo de tiempo de muestra.

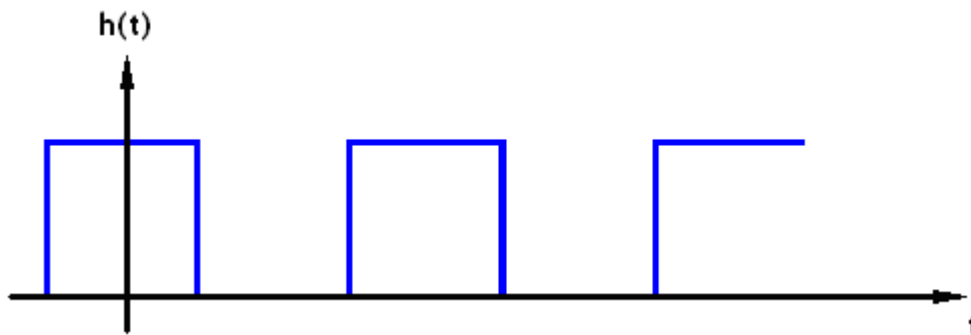
- ❖ Una forma de onda analógica  $x(t)$  se muestra mediante techo plano con una razón de muestreo de  $8KHz$  y un ancho de pulso de  $100\mu segundos$ .

Supongase que  $X(f) = 2 \wedge \left(\frac{f}{B}\right)$   $B = 3KHz$ .

$\wedge \rightarrow$  Función triangular



$h(t)$  pulso de muestra



$$h(t) = \begin{cases} 1; & |t| < \frac{\tau}{2}; & -\frac{T}{2} < t < \frac{T}{2} \\ 0; & |t| < \frac{\tau}{2}; & -\frac{T}{2} < t < \frac{T}{2} \end{cases}$$

$$X_m(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n x(f - nf_1)$$

$$x_m(t) = h(t)\delta(t - nt) * x(t)$$

$$X_m(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n x(f - nf_1)$$

$$h(t)\delta(t - nt) \rightarrow \text{Pulso de muestra}$$

$$X_m(f) = \frac{1}{T} H(f) \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(f - nf_1)$$

$$x_m(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(t)\delta(t - nt) * x(nt) \rightarrow \text{Convolución}$$

$$H(f) = F[h(t)] = \tau \frac{\text{Sen} \pi f \tau}{\pi f \tau}$$

$$X_n(f) = \frac{1}{T} \left( \tau \frac{\text{Sen} \pi f \tau}{\pi f \tau} \right) \sum_{n=-\infty}^{\infty} 2 \wedge \left( \frac{f - nf_1}{B} \right)$$

Su espectro es:

$$X_m(f) = H(f) \left[ X(f) \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn2\pi f T} \right]$$

$$x(t) = h(t) \cdot x(nT) \delta(t - nT)$$

$\delta(t - nT) \rightarrow$  Para indicar que es una señal periodica

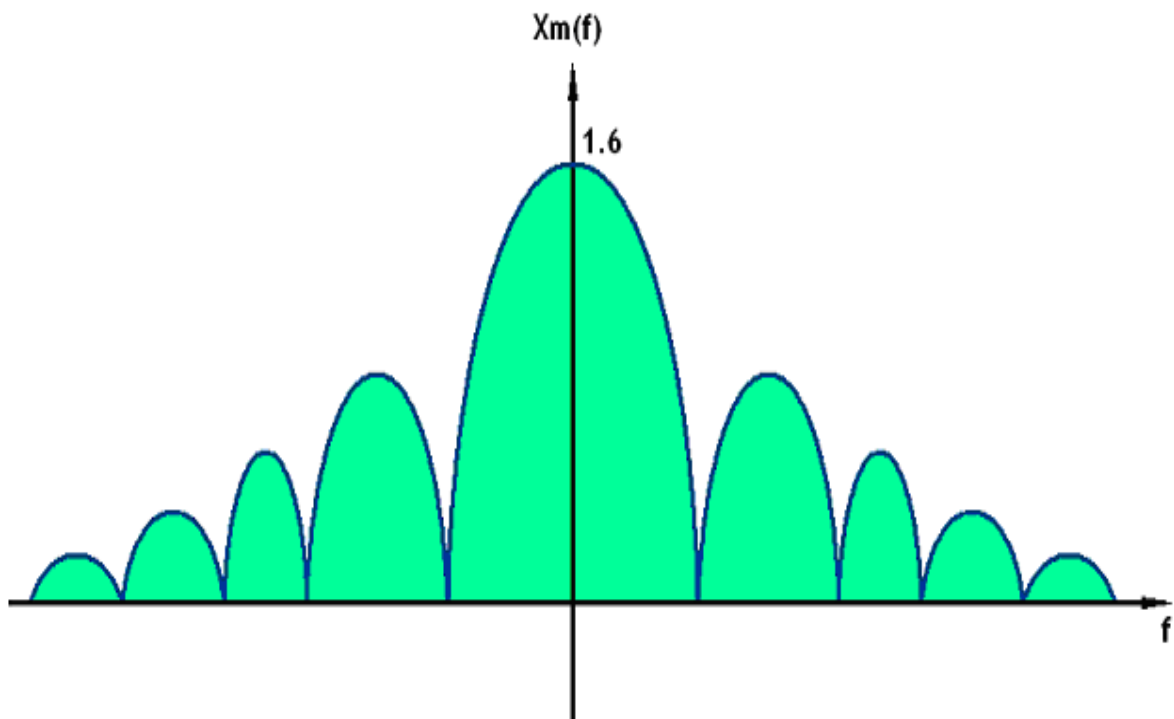
$$X_m(f) = \tau \frac{\text{Sen}(\pi f \tau)}{(\pi f \tau)} \left[ 2 \left( \wedge \left( \frac{f}{B} \right) \right) \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn2\pi f T} \right]$$

$$X_m(f) = 1.6 * 8\text{Khz} * 100\mu\text{seg} \text{Sa}(\pi f \tau) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \wedge \left( \frac{f - nf_1}{B} \right)$$

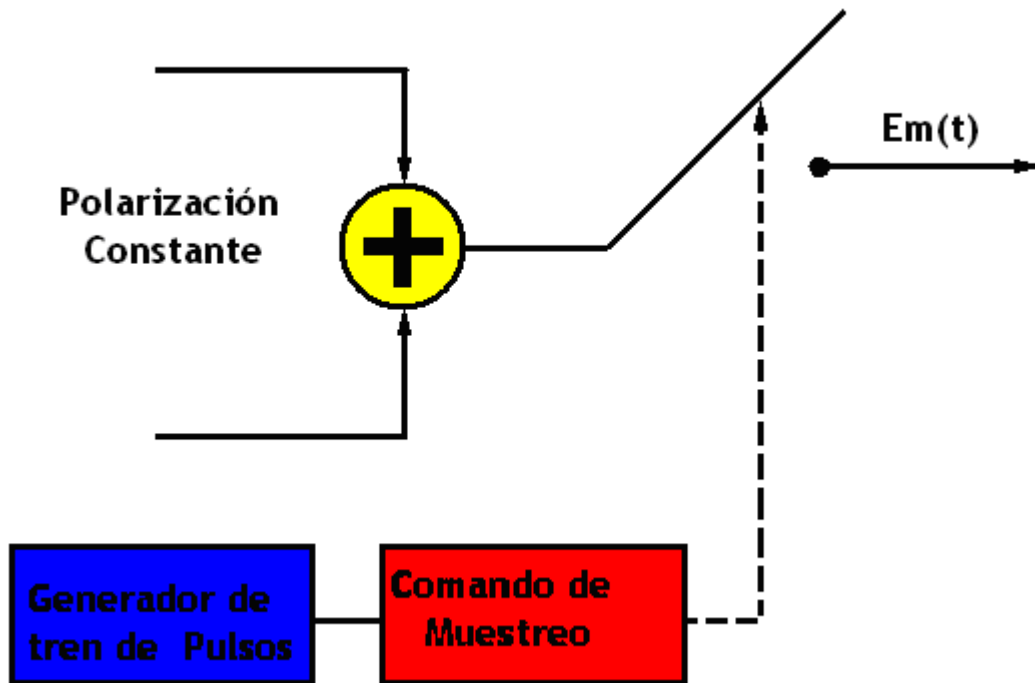
Si  $f = 0$

$$X_m(f) = 1.6 * \text{Sa}(0) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \wedge \left( \frac{0}{B} \right)$$

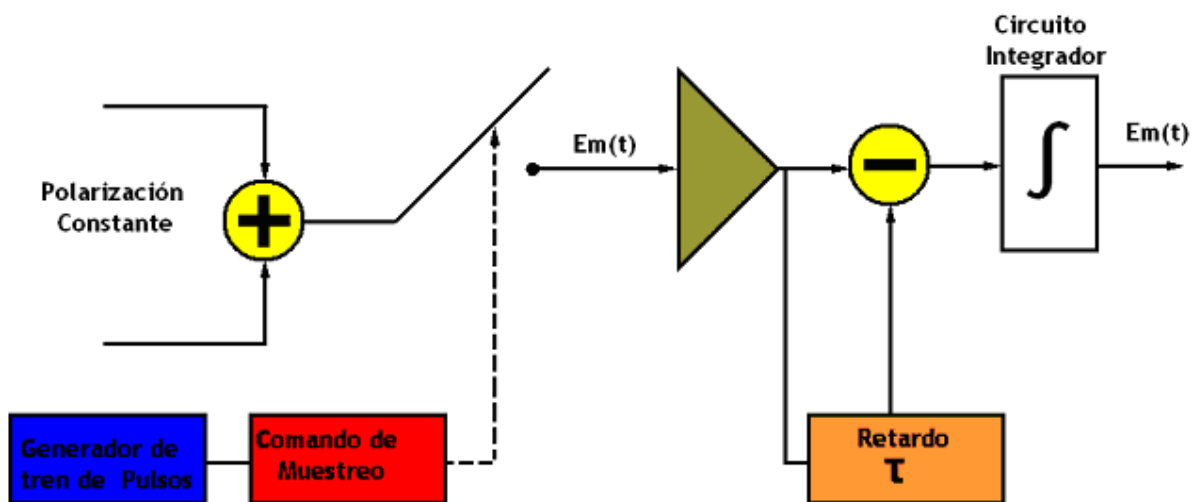
$$X_m(f) = 1.6 /// R$$



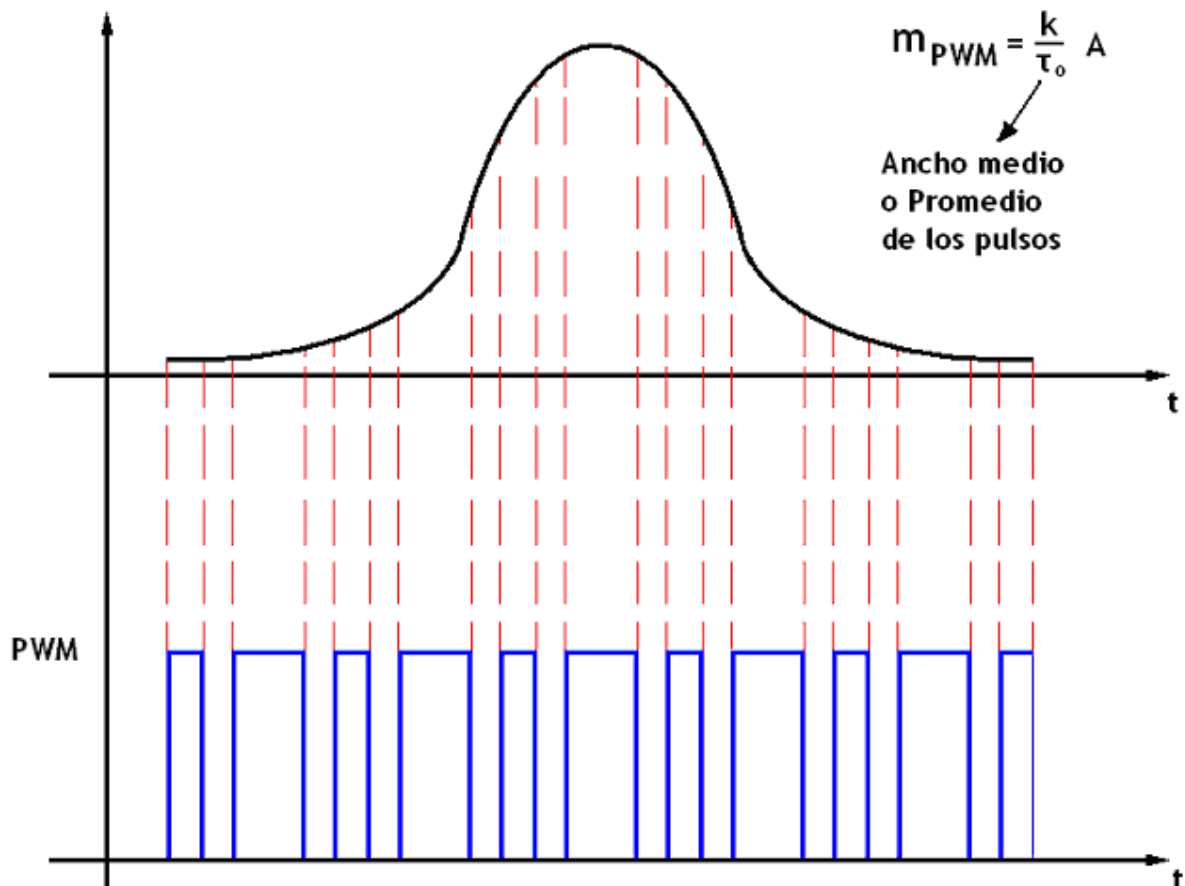
- **MODULADOR PAM DE PRIMERA ESPECIE**



- **MODULADOR PAM DE SEGUNDA ESPECIE**



- **SEÑAL PWM** (Modulación por anchura de pulsos).



La anchura de los pulsos de la señal PWM es directamente proporcional a la amplitud de la señal analógica.

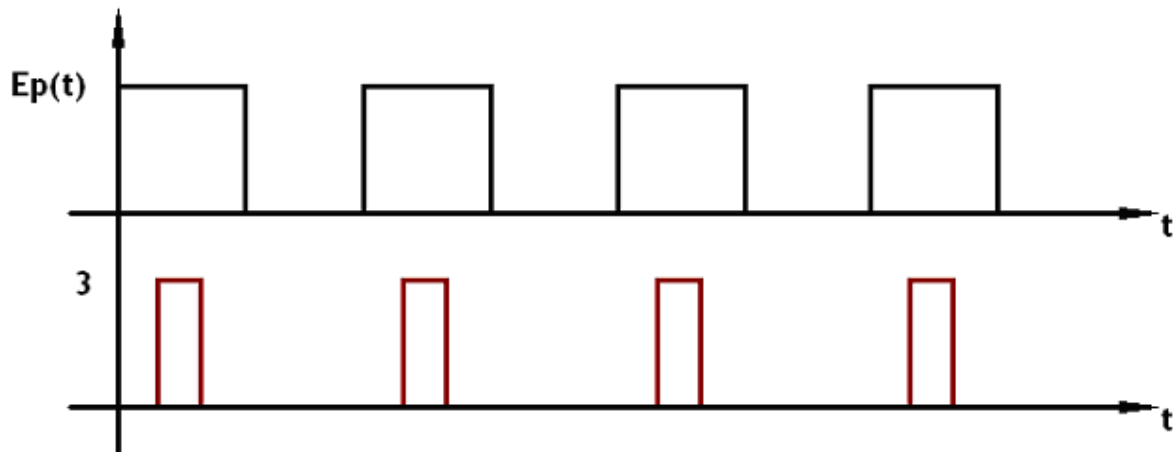
$$\tau_{PWM} = A \cdot \text{Señal Analógica}$$

La duración máxima del pulso debe coincidir con el  $V_{max}$  instantáneo de la señal analógica.

### TIPOS DE SEÑALES PWM:

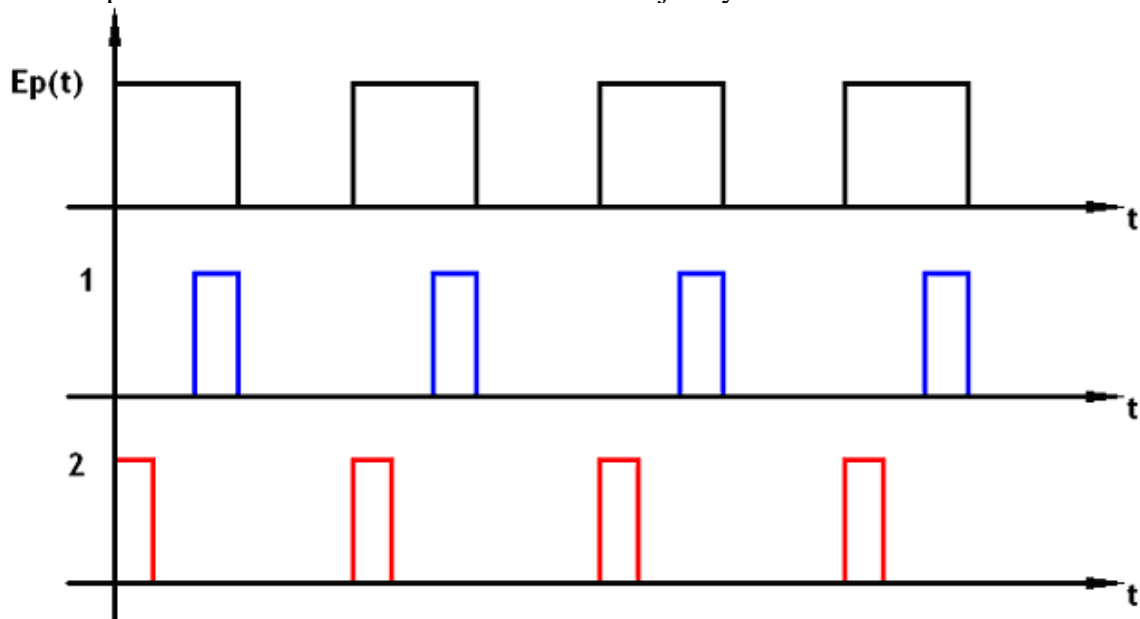
1. Varía el flanco de subida manteniendo el flanco de bajada. (PWM Asimétrica)
2. Constante el flanco de subida sin variar el flanco de bajada. (PWM Asimétrica)
3. Varía el flanco de subida y varía el flanco de bajada. (PWM Simétrica)

**SEÑAL PWM SIMÉTRICA.** - La duración de los pulsos varía en los dos flancos



### SEÑAL PWM ASIMÉTRICA

Se mantiene constante el flanco de subida, mientras que varía el flanco de bajada. O también puede mantenerse constante el flanco de bajada y variara el flanco de subida.



Índice de modulación 
$$m_{PWM} = \frac{k.Vm}{\tau_0}$$

Esta señal no se utiliza para transmisión porque genera distorsión.

**MODULACIÓN PPM Y PFM (Modulación por Pulso de Diferencia) y (Modulación por Posición de fase).**

### CARACTERÍSTICAS:

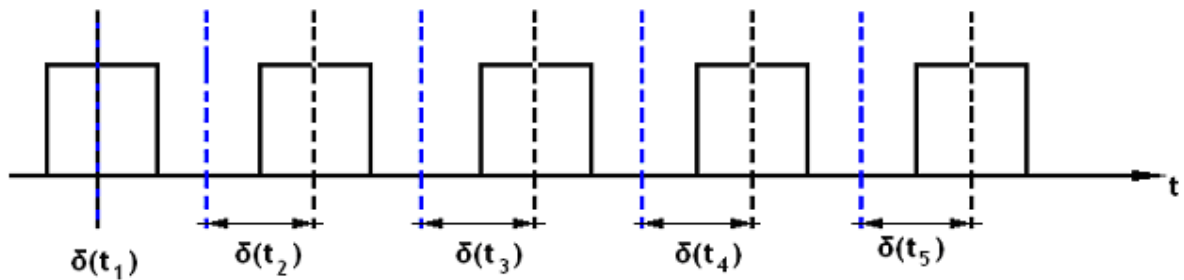
- La amplitud del pulso y la duración o ancho de pulso se mantiene constante.
- Varía el desfase relativo entre los pulsos (Frecuencia de ocurrencia de los pulsos).
- **SEÑAL PPM.** - La información viaja en los retardos de pulso medido  $\delta(\tau)$  en relación a una portadora no modulada.



COMUNICACIÓN DIGITAL

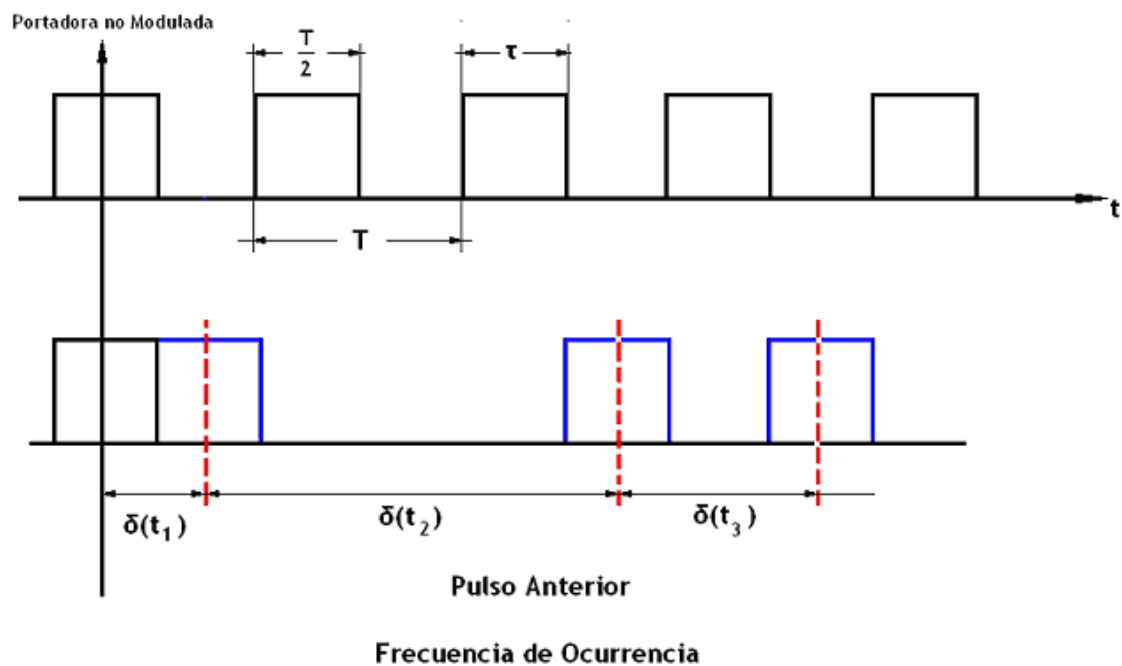
$$\delta(\tau_{\text{mínimo}}) = 0 \text{ ó } \tau/2$$

$$\delta(\tau_{\text{máximo}}) = \tau$$



• SEÑAL PFM

La información viaja en los retardos de pulsos  $\delta(\tau)$  medidos en relación a una referencia de ocurrencia del pulso anterior.

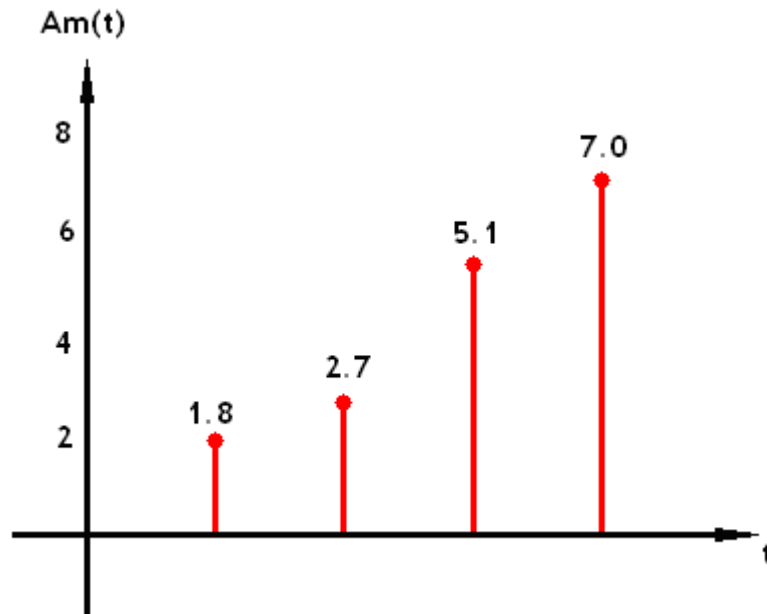


$$\delta(t_{\min}) = \tau$$

$$\delta(t_{\max}) = \infty \rightarrow (\text{No hay límite})$$

## 2. CUANTIFICACIÓN

**Definición.** - Es un proceso de aproximar valores muestreados a niveles de cuantificación (niveles de voltaje predeterminado). La aproximación se realiza matemáticamente.



## CARACTERÍSTICAS

La amplitud depende de la señal analógica en el instante que se realiza el muestreo  
 La señal PAM pseudo analógica, débil a las interferencias (ruido)

Ejemplo:

$$\begin{array}{cccccc} 0 & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 \\ 0.8 & & 2.1 & & & \end{array}$$

Niveles de cuantificación (NC)

$$NC = \frac{Am_{\max}}{a} + 1$$

Sumamos 1 para tomar un nivel de voltaje cero.

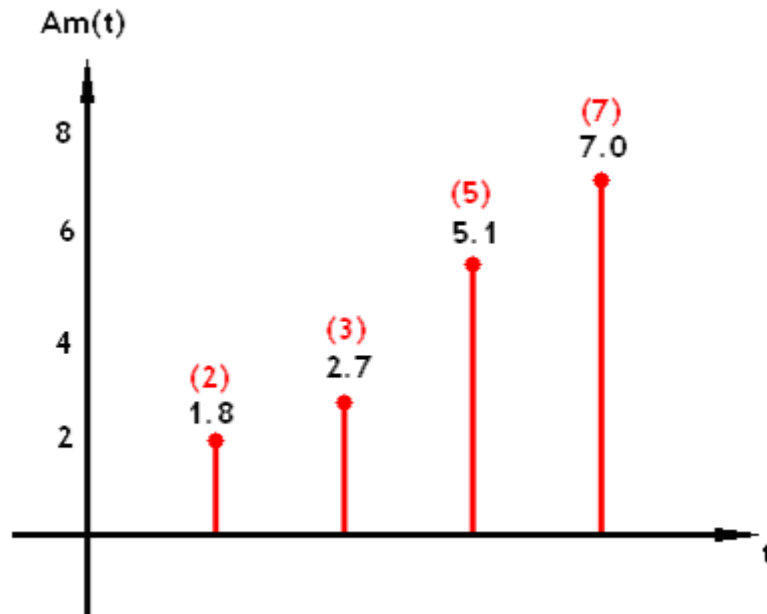
“a” es el espaciamiento que queremos que exista entre los niveles de cuantificación.

Si el valor es  $\leq$  al punto medio del nivel de cuantificación se escoge el valor inmediato inferior.

Se la utiliza cuando es **cuantificación uniforme y no uniforme.**

### CUANTIFICACIÓN LINEAL (HOMOGÉNEA), (UNIFORME).

Cuando los niveles cuánticos tienen igual espaciamiento o separación.



Cuando el paso que existe entre los niveles de cuantificación es el mismo. Al realizar la aproximación (cuantificación) se produce un error de aproximación llamado ruido de cuantificación (es mayor para amplitudes de las señales bajas) (es menor para amplitudes altas de la señal). Hace que la relación S/R sea diferente.

Si la relación S/R es baja es difícil de recuperar la señal de información.

### RUÍDO DE CUANTIFICACIÓN

En amplitudes altas el ruido de cuantificación es bajo.

En amplitudes bajas el ruido de cuantificación es alto.

### CUANTIFICACIÓN NO LINEAL (NO UNIFORME) (NO HOMOGÉNEA)

Cuando los espaciamentos entre los niveles de cuantificación no son constantes

0 1 2 6 10 15 17 20

### CARACTERÍSTICAS

- Gracias a este tipo de cuantificación podemos conseguir que el ruido de cuantificación sea constante.
- A amplitudes altas las comprimimos
- A amplitudes bajas se las expanden.
- En el transmisor se conoce como compresor y en el receptor como expansor.
- Si aumentamos el número de niveles de cuantificación podemos disminuir el ruido.

**LEY A.-** Se la utiliza en Europa y tiene un sistema que trabaja con 32 canales.

$$y = \frac{A|x|}{1 + \ln A} \quad \left(0 \leq x \leq \frac{1}{A}\right) \quad A = 87.6$$

$$y = \frac{1 + \ln|x|}{1 + \ln A}$$

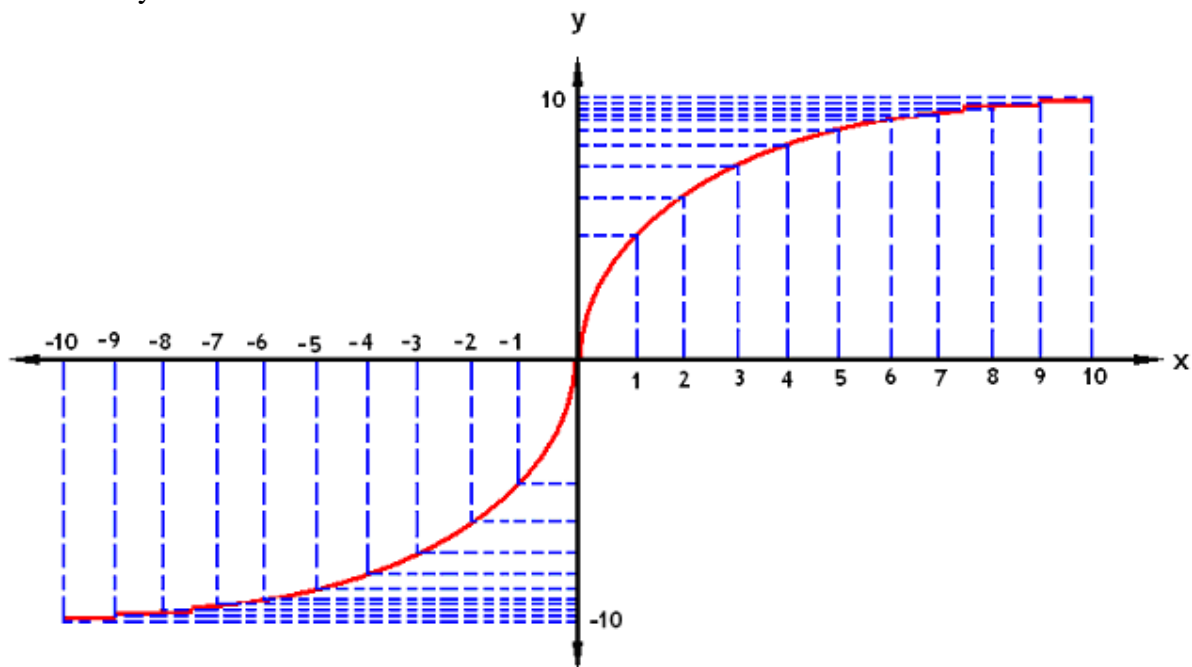
**LEY  $\mu$ .** Se la utiliza en Estados Unidos y en el Japón. Este sistema trabaja con 24 canales

$$y = \frac{\ln(1 + \mu|x|)}{\ln(1 + \mu)} \Rightarrow y = \frac{\lg_{10}(1 + \mu|x|)}{\lg_{10}(1 + \mu)}$$

$$(0 \leq x \leq 1) \quad \mu = 255$$

$$x = 0 \rightarrow y = 0$$

$$x = 1 \rightarrow y = 1$$



### 3. CODIFICACIÓN

La codificación es un proceso por el cual se asigna un conjunto de bits o secuencia de ceros o unos lógicos (binarios) a cada valor de cuantificación.

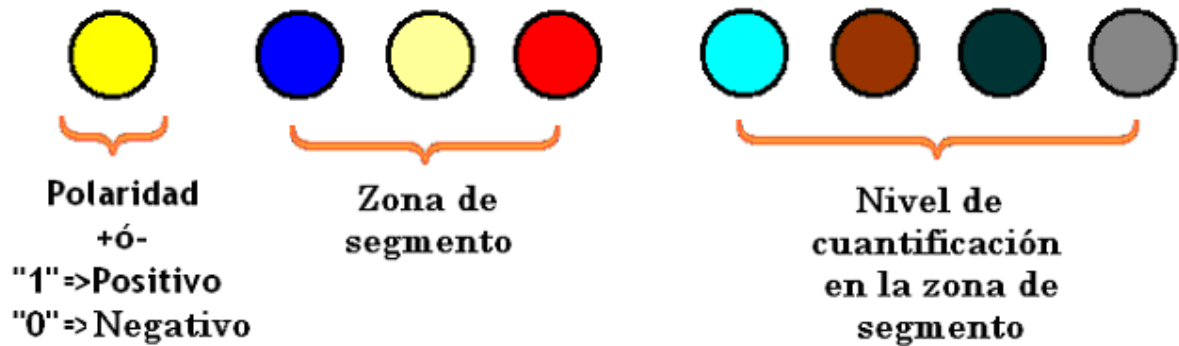
$f_m = 8\text{KHZ}$

NC = 256 (bits) A cada nivel de cuantificación debemos asignar 8 bits.

NC0	→ 0000
NC1	→ 0001
NC2	→ 0011

$$V_s = 8\text{Khz} * 8\text{bits}$$

$$V_s = 64\text{Kbps} \rightarrow (\text{o multiplo de } 64)$$



### Ejemplo:

Codificar los siguientes valores muestreados.

- a. 12.75 Voltios.
- b. -44.2 Voltios.
- c. 87.65 Voltios

#### a. 12.75 Voltios

$$\mu = 255$$

$$V_{m(N)} = x = \frac{V_m}{100} = \frac{12.75}{100} = 0.1275$$

$$y = \frac{\ln(1 + \mu|x|)}{\ln(1 + \mu)}$$

$$y = \frac{\ln(1 + 255|0.1275|)}{\ln(1 + 255)}$$

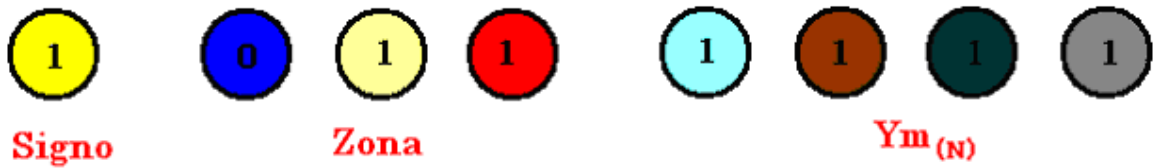
$$y = 0.63333$$

$$Y_{m(N)} = y * 100$$

$$Y_{m(N)} = 0.63333 * 100$$

$$Y_{m(N)} = 63.33 \cong 63$$

Zona de Segmento	Nivel de cuantificación
0	0 ... 15
1	16 ... 31
2	32 ... 47
3	48 ... 63
4	64 ... 79
5	80 ... 95
6	96 ... 111
7	112 ... 127



b. -44.2 Voltios

$$\mu = 255$$

$$V_{m(N)} = x = \frac{V_m}{100} = \frac{-44.2}{100} = -0.442$$

$$y = \frac{\ln(1 + \mu|x|)}{\ln(1 + \mu)}$$

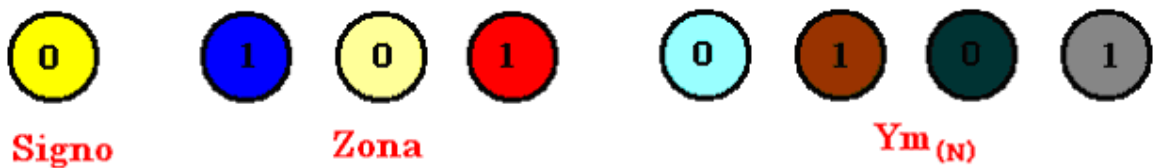
$$y = \frac{\ln(1 + 255|-0.442|)}{\ln(1 + 255)}$$

$$y = 0.8537$$

$$Y_{m(N)} = y * 100$$

$$Y_{m(N)} = 0.8537 * 100$$

$$Y_{m(N)} = 85.37 \cong 85$$



c. 87.65 Voltios

$$\mu = 255$$

$$V_{m(N)} = x = \frac{V_m}{100} = \frac{87.65}{100} = 0.8765$$

$$y = \frac{\ln(1 + \mu|x|)}{\ln(1 + \mu)}$$

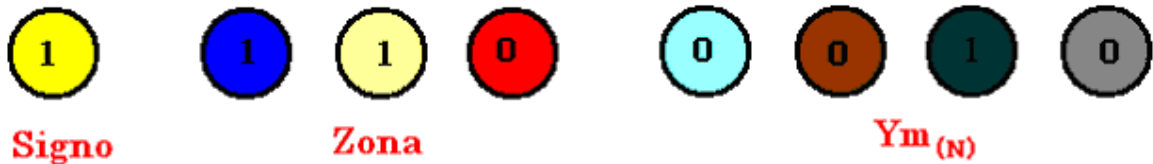
$$y = \frac{\ln(1 + 255|0.8765|)}{\ln(1 + 255)}$$

$$y = 0.9763$$

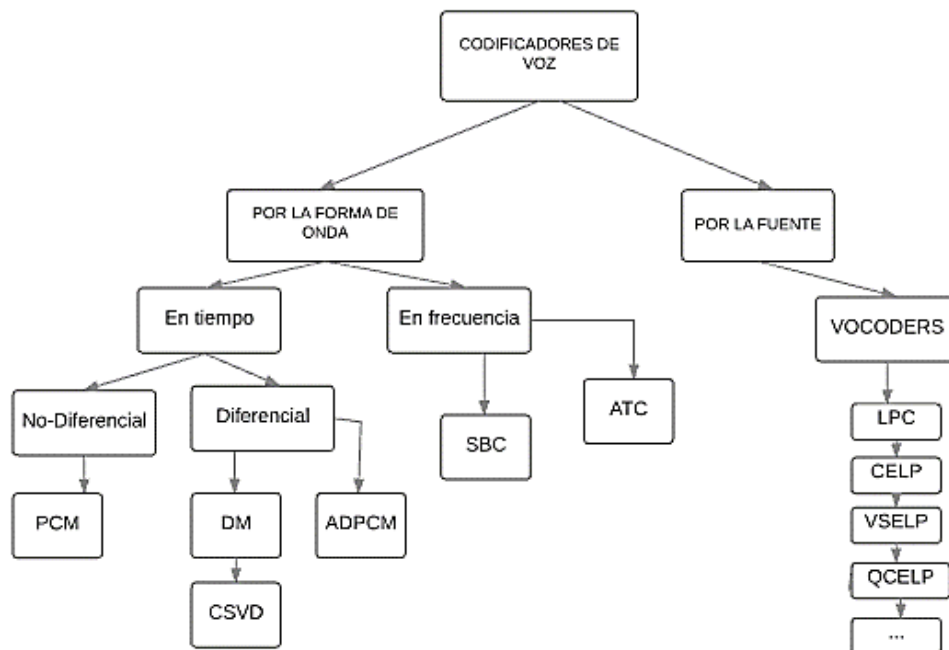
$$Y_{m(N)} = y * 100$$

$$Y_{m(N)} = 0.9763 * 100$$

$$Y_{m(N)} = 97.63 \cong 98$$



CODIFICACIÓN DE VOZ

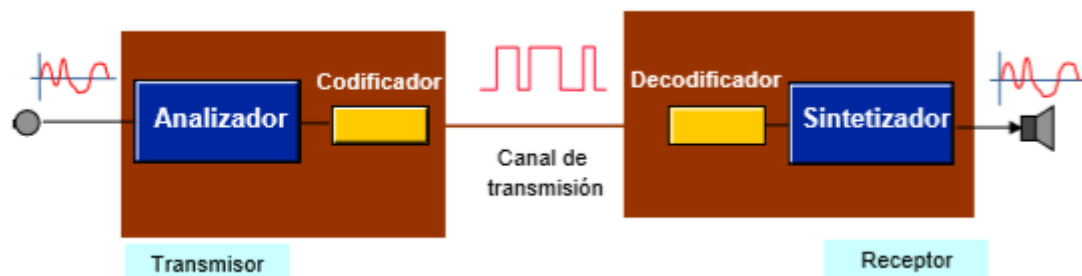


PCM: Pulse Code Modulation  
ADPCM: Adaptative Differential PCM  
CELP: Code Excited Linear Predictive Coder

QCELP: Qualcomm CELP  
VSELP: Vector Sum Excited Linear Predictive Coder  
RPE-LTP: Regular Pulse Excited Long Term Prediction  
ACELP: Algebraic Code Excited Linear Predictive Coder

**Velocidad de codificación y aplicaciones**

ALGORITMO DE CODIFICACIÓN	VEL. BINARIA	APLICACIÓN
PCM	64 kbps	Telefonía, audio
ADPCM	32 kbps	Telefonía, CT2, PACS, DECT, PHS.
CELP	tasa variable 0.8,2,4,8bps	Telefonía celular digital voz paquetizada
QCELP	Tasa variable 1.2, 2.4, 4.8, 8, 9.6 y 13 kbps	IS-95
VSELP	4.5, 6.7, 7.95 y 11.2 kbps	PDC, IS-54
RPE-LTP	13 kbps	DCS-1800, GSM
ACELP	2.4, 4.8 y 8 kbps	Voz paquetizada, Frame Relay

**VOCODERS**

Las técnicas de codificación que son diseñadas especialmente para la transmisión de la voz a tasas menores de 20 kbps son conocidas con el nombre de vocoders (voice coders), acrónimo utilizado por primera vez en los años 30's por los Laboratorios Bell.

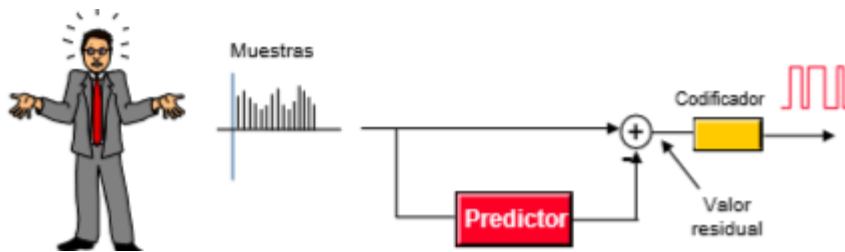
Un vocoder consiste de un analizador situado en el transmisor que extrae de la señal de voz un conjunto de parámetros que representan al modelo que produce la voz, algunas de estas características son el tipo de sonidos que se producen (voiced/unvoiced), factores ganancia y bits de control. Del lado del receptor se encuentra un sintetizador que utiliza los parámetros recibidos y con ellos produce una señal de voz reconstruida.

**CODIFICACIÓN LINEAL PREDICTIVA**

Un vocoder muy popular que reduce en forma importante la tasa de bits requeridos para transportar a una señal de voz es LPC (Linear Predictive Coding), este vocoder se basa en la historia reciente de la forma de onda de la voz y del empleo de un algoritmo que predice el valor de la muestra de entrada, la diferencia que existe entre el valor real y el predicho se le llama valor residual, el cual es codificado y transmitido.

LPC-10 es el estándar establecido por el Departamento de Defensa de los Estados Unidos en 1977, en el se codifica a 2400 bps. Alrededor de este estándar existen otras aplicaciones operando a 4.8 kbps, por lo general solo se emplean en aplicaciones militares. A estas tasas tan bajas, la voz se escucha sumamente sintetizada y normalmente se requiere entrenamiento para el operador.





### CODIFICADOR VSELP

VSELP (Vector-sum excited linear predictor), utilizado en IS-136 (IS-54) a una velocidad de 7.95 kbps.

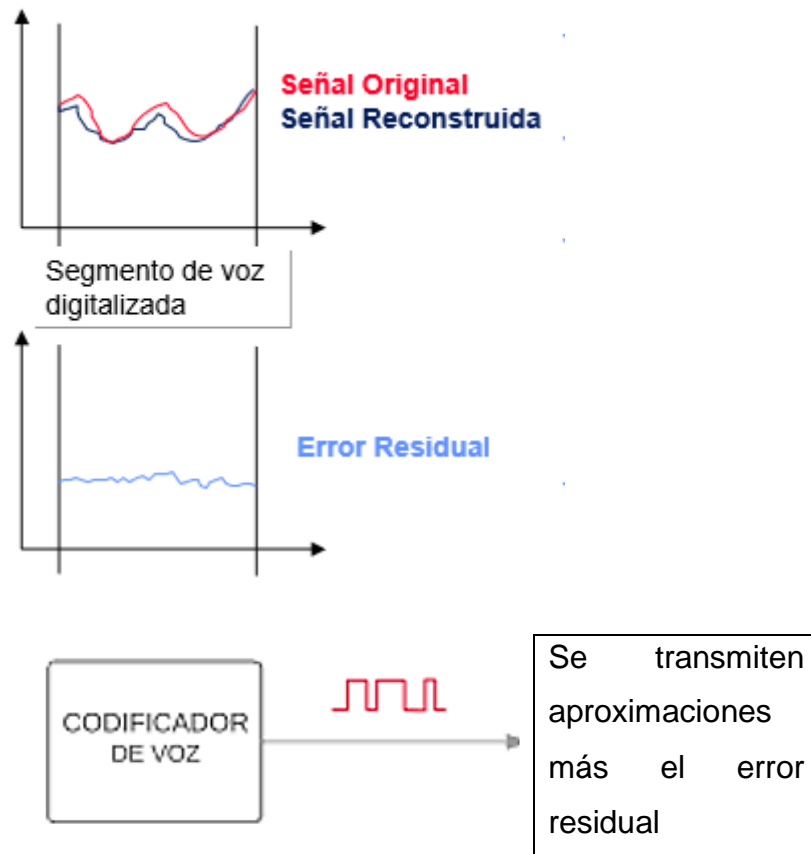
En el paso 1 se digitaliza la señal con PCM y se toman segmentos de voz digitalizada.

En el paso 2 estos segmentos son procesados con DSP y se generan aproximaciones que contienen información acerca de:

- La energía de la señal
- Frecuencia
- Señal sonora/no-sonora

En el paso 3 se genera un error residual entre la señal original y la reconstruida, este sirve para mejorar la calidad de voz en el receptor.

En el paso 4 se transmiten las aproximaciones junto con los bits de error residual (coeficientes).



## PCM DE MODULACIÓN DELTA

En la modulación delta se usa un código PCM de un solo bit para lograr la transmisión digital de las señales analógicas. En la PCM convencional, cada código es una representación binaria tanto del signo como de la magnitud de determinada muestra. Por consiguiente, se requieren códigos de varios bits para representar los múltiples valores que puede tener una muestra. En la modulación delta, más que transmitir una representación codificada de la muestra sólo se transmite un solo bit, que sólo indica si la muestra es mayor o menor que la muestra anterior. El algoritmo para un sistema de modulación delta es bastante sencillo. Si la muestra actual es menor que la anterior, se transmite un 0 lógico. Si es mayor que la anterior, se transmite un 1 lógico.

## TRANSMISOR CON MODULACIÓN DELTA

La fig., muestra un diagrama de bloques de un transmisor con modulación delta. La entrada analógica se muestrea y se convierte en una señal PAM, que se compara con la salida del convertidor DAC. Esta salida es un voltaje igual a la magnitud regenerada de la muestra anterior, que se guardó en el contador de subida y bajada como número binario. El contador de subida y bajada aumenta o disminuye el conteo, dependiendo de si la muestra anterior es mayor o menor que la actual. Este contador se sincroniza a una frecuencia igual a la de muestreo. Por consiguiente, el contador de subida y bajada se actualiza después de cada comparación.

La fig. 15-20 muestra el funcionamiento ideal de un codificador por modulación delta. Al principio, el contador de subida y bajada se pone en cero y el DAC manda 0 V. Se toma la primera muestra, se convierte a una señal modulada por amplitud de impulso (PAM) y se compara con cero volts. La salida del comparador es una condición de 1 lógico (+V), e indica que la muestra actual tiene mayor amplitud que la anterior. En el siguiente pulso del reloj, la cuenta de subida y bajada se incrementa al valor 1. Ahora, el DAC manda un voltaje igual a la magnitud del tamaño mínimo de escalón (resolución). Los escalones o incrementos cambian de valor con una rapidez igual a la frecuencia del reloj (frecuencia de muestreo). En consecuencia, con la señal de entrada que se muestra, el contador de subida y bajada sigue a la señal, hasta que la salida del DAC es mayor que la muestra analógica; a continuación, el contador comenzará a contar hacia abajo, hasta que la salida del DAC sea menor que la amplitud de la muestra. En el caso idealizado de la fig. [5-20, la salida DAC sigue a la señal de entrada. Cada vez que la cuenta de subida y bajada se incrementa, se transmite un 1 lógico, y cada vez que se decrementa, se transmite un 0 lógico.

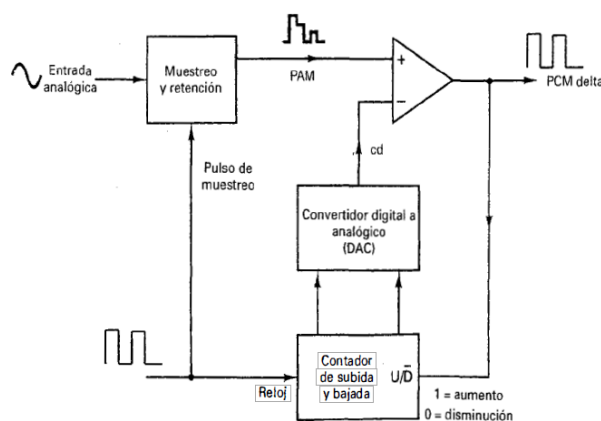


FIGURA Transmisor con modulación delta

COMUNICACIÓN DIGITAL

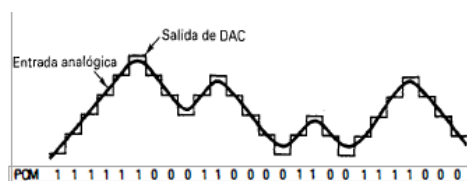


FIGURA 15-20 Funcionamiento ideal de un codificador por modulación delta

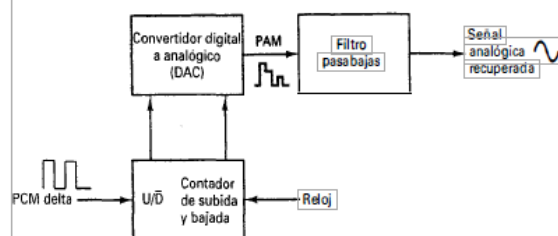


FIGURA 15-21 Receptor con modulación delta



FIGURA 15-22 Distorsión por sobrecarga de pendiente

## RECEPTOR CON MODULACIÓN DELTA

La fig. 15-21 muestra el diagrama de bloques de un receptor con modulación delta. Se puede ver que es casi idéntico al transmisor, con la excepción del comparador. Al recibir los unos y ceros lógicos, el contador se incrementa o decrementa en forma correspondiente. En consecuencia, la salida del DAC del decodificador es idéntica a la del DAC en el transmisor.

En la modulación delta, cada muestra sólo requiere la transmisión de un bit y, por consiguiente, las frecuencias de bits asociadas con esta modulación son menores que las de los sistemas PCM convencionales. Sin embargo, la modulación delta tiene dos problemas que no se presentan con la PCM convencional: sobrecarga de pendiente y ruido granular.

**Sobrecarga de pendiente.** La fig. 15-22 muestra lo que sucede cuando una señal de entrada analógica cambia con una rapidez mayor que la que puede sostener el DAC. La pendiente de la señal analógica es mayor que la que puede mantener el modulador delta, a lo cual se llama sobrecarga de pendiente. Si se aumenta la frecuencia del reloj se reduce la probabilidad que haya sobrecarga de pendiente. Otra forma de evitarla es aumentar el tamaño del incremento mínimo.

**Ruido granular.** La fig. 15-23 muestra la diferencia entre las señales original y reconstruida, asociada con un sistema de modulación delta. Se aprecia que cuando la señal analógica original de entrada tiene una amplitud relativamente constante, la señal reconstruida tiene variaciones que no había en la señal original. A esto se le llama ruido granular. En la modulación delta, el ruido granular es análogo al ruido de cuantización en la PCM convencional.

El ruido granular se puede reducir disminuyendo el tamaño de escalón. Así, para reducirlo, se necesita una resolución pequeña, y para reducir la posibilidad de que se presente una sobrecarga de pendiente, se necesita una resolución grande. Es obvio que se necesita un compromiso entre las dos resoluciones.

El ruido granular domina más en señales analógicas que tienen pendientes graduales, y cuyas amplitudes sólo varían en una pequeña cantidad. La sobrecarga de pendiente es más frecuente en señales analógicas que tienen grandes pendientes, o cuyas amplitudes varían con rapidez.

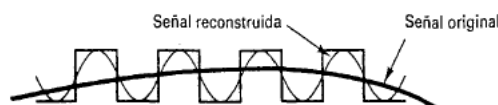


FIGURA 15-23 Ruido granular

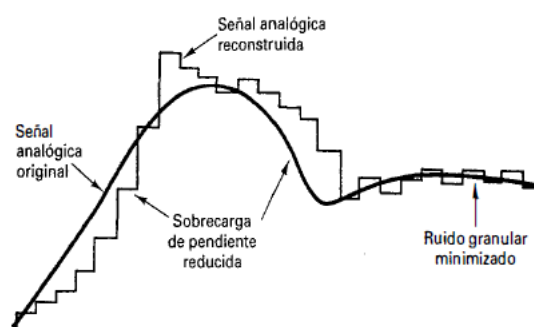


FIGURA 15-24 Modulación delta adaptativa

### PCM DE MODULACIÓN DELTA ADAPTATIVA

La modulación delta adaptativa es un sistema de modulación delta en el que el tamaño de escalón del DAC se varía en forma automática, dependiendo de las características de amplitud de la señal analógica de entrada. La fig. 15-24 muestra cómo funciona un modulador delta adaptativo. Cuando la salida del transmisor es una cadena de unos o ceros consecutivos, indica que la pendiente de la salida DAC es menor que la de la señal analógica, sea en dirección positiva o negativa. En esencia, el DAC ha perdido el lugar exacto de las muestras analógicas, y la posibilidad de que haya sobrecarga de pendiente es alta. En un modulador delta adaptativo, después de una cantidad predeterminada de unos o ceros consecutivos, aumenta en forma automática el tamaño del incremento. Después de la siguiente muestra, si la amplitud de la salida del DAC sigue siendo menor que la de la muestra, se aumenta el siguiente escalón todavía más, hasta que al final el DAC alcance a la señal analógica. Cuando se presenta una sucesión de unos y ceros alternativos, quiere decir que es alta la posibilidad de tener ruido granular. En consecuencia, el DAC se regresa en forma automática a su tamaño mínimo de escalón y así reduce la magnitud del ruido de error.

Un algoritmo frecuente para un modulador por delta adaptativo es cuando se presentan tres unos o ceros consecutivos, y se aumenta o disminuye el tamaño del escalón para el DAC, en un factor de 1.5. Se pueden usar varios algoritmos, que dependen de los requisitos particulares del sistema.

### MODULACIÓN POR CÓDIGO DE IMPULSOS DIFERENCIAL

En una forma de onda de voz codificada por PCM, con frecuencia hay muestras sucesivas en las que hay poca diferencia entre sus amplitudes. En este caso se necesita transmitir varios códigos PCM idénticos, lo cual es redundante. La modulación por código de impulsos diferencial (DPCM, de diferencial pulse codec modulation) se diseñó en forma específica para aprovechar las redundancias entre muestra y muestra en

las formas de onda características de la voz. En la DPCM, la diferencia en amplitudes de dos muestras sucesivas es la que se transmite, y no la muestra real. Como el intervalo de diferencias entre muestras suele ser menor que el de las muestras individuales, se requieren menos bits para la DPCM que en la PCM convencional.

La fig. 15-25 muestra un diagrama simplificado de bloques de un transmisor DPCM. La señal analógica de entrada se limita en su banda a la mitad de la frecuencia de muestreo, después se compara con la señal acumulada anterior, en el diferenciador. La salida de éste es la diferencia entre las dos señales.

Esta diferencia se codifica por PCM y se transmite. El convertidor A/D funciona igual que en un sistema PCM convencional, pero suele usar menos bits por muestra.

La fig. 15-26 representa un diagrama simplificado de bloques de un receptor DPCM. Cada muestra recibida se reconvierte a forma analógica, se guarda y a continuación se suma a la siguiente muestra recibida. En el receptor de esta figura, la integración se hace sobre las señales analógicas, aunque también se podría efectuar en forma digital.

## TRANSMISIÓN DE PULSOS

Todos los sistemas de portadora digital implican la transmisión de pulsos a través de un medio, con ancho de banda finita. Un sistema muy selectivo necesitaría una gran cantidad de secciones filtrantes, lo cual es impráctico. En consecuencia, en los sistemas digitales prácticos se usan en general filtros con anchos de banda aproximado de 30% o más, en exceso del ancho de banda de Nyquist. La fig. 15-27a muestra la forma de onda de salida característica de un canal de comunicaciones de banda limitada, cuando se complica un pulso angosto a su entrada. Se ve que, al limitar la banda de un pulso, la energía éste se reparte en un tiempo bastante mayor, en forma de lóbulos secundarios. Estos lóbulos secundarios se llaman oscilación en los extremos. El espectro de frecuencias de salida que corresponde a un pulso rectangular se representa con una respuesta  $(\text{sen } x) / x$ ,

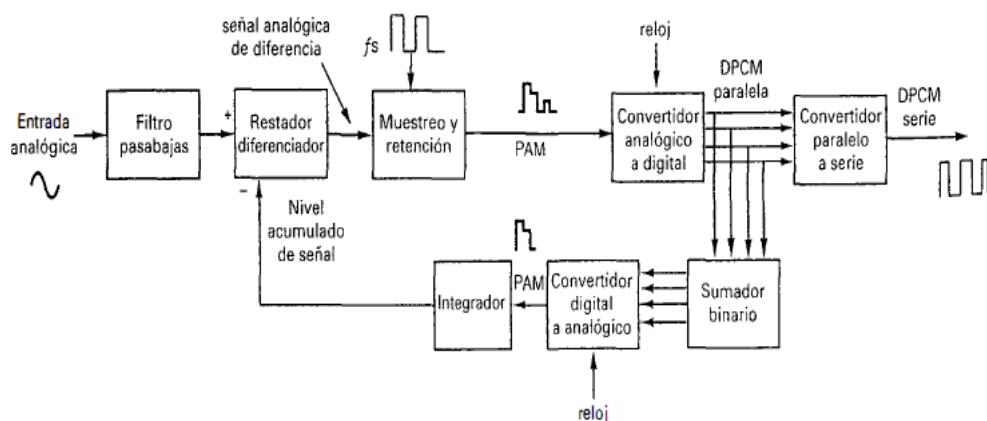


FIGURA 15-25 Transmisor DPCM

## COMUNICACIÓN DIGITAL

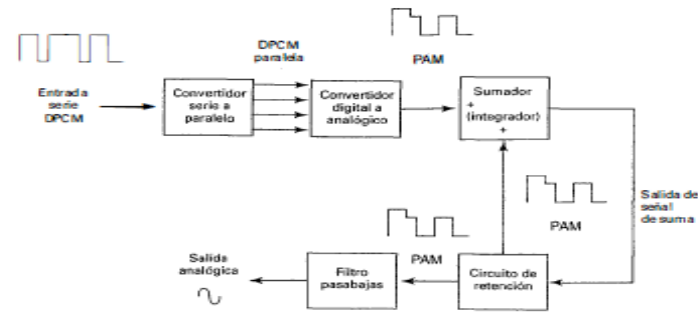
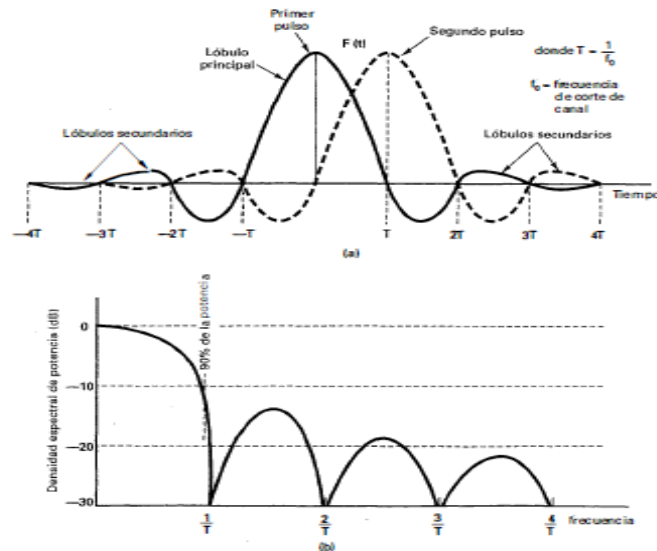


FIGURA 15-26 Receptor DPCM


 FIGURA 15-27 Pulsos de respuesta: (a) impulso típico de respuesta de un filtro de banda limitada; (b) espectro de pulso cuadrado de duración  $1/T$ 

## INTERFERENCIA ENTRE SÍMBOLOS

En un filtro pasa bajas ideal, de ancho de banda mínimo. Esta señal es una secuencia aleatoria, binaria, sin regreso a cero (NRZ). La señal de salida llega a su valor total, para cada pulso transmitido, exactamente en el centro de cada intervalo de muestreo.

Sin embargo, si es imperfecto el filtro de paso bajo (es el caso real); en los momentos del muestreo, es decir, al centro de los pulsos, la señal no siempre llega a su valor máximo. Las oscilaciones en los extremos de varios pulsos se han solapado, interfiriendo con el lóbulo principal de pulso. A esta interferencia se le suele llamar interferencia entre símbolos.

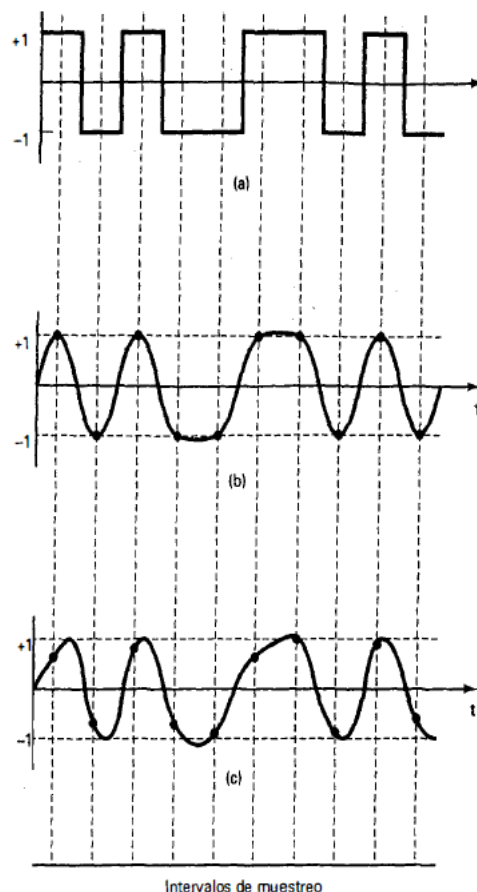
Es un aspecto importante en la transmisión de pulsos por circuitos con ancho limitado de banda y respuesta de fase no lineal. Dicho en forma simple, los pulsos rectangulares no permanecerán rectangulares cuando el ancho de banda sea menor que infinito.

Mientras menor sea el ancho de banda, los pulsos serán más redondeados. La ISI causa diafonía entre canales que ocupan muescas de tiempo adyacentes en un sistema de portadora multiplexado por división de tiempo. Unos filtros especializados, llamados igualadores, se intercalan en la ruta de transmisión para "igualar" la distorsión para todas las frecuencias, creando un medio uniforme de transmisión y reduciendo los deterioros de ésta. Las cuatro causas principales de la interferencia entre símbolos son:

1. Imprecisión en sintonía. En los sistemas de transmisión digital, las inexactitudes de sincronización en el transmisor causan interferencia entre símbolos, si la frecuencia de

## COMUNICACIÓN DIGITAL

- la transmisión no se apeg a la frecuencia de señalización diseñada para el canal de comunicaciones.
2. Ancho de banda insuficiente. Los errores de sincronización se presentan con menos, probabilidades cuando la velocidad de transmisión es bastante menor que el ancho de banda del canal (es decir, el ancho de banda de Nyquist es bastante menor que el ancho de banda del canal)
  3. Distorsión de amplitud. Los filtros se instalan en un canal de comunicaciones para limitar la banda de las señales y reducir o eliminar el ruido y la interferencia esperados. También se usan los filtros para producir un pulso específico de respuesta. Sin embargo, la respuesta de frecuencia de un canal no siempre se puede pronosticar en forma absoluta. Cuando las características de frecuencia de un canal de comunicaciones se alejan de los valores normales, o esperados, se produce la distorsión de pulso. Esta distorsión se presenta cuando se reducen los máximos de los pulsos, causando frecuencias incorrectas de llamada en el dominio del tiempo. A la compensación de esos deterioros se le llama igualación de amplitud.
  4. Distorsión de fase. Un pulso es una superposición de una serie de ondas senoidales relacionadas armónicamente, con relaciones específicas de fase y amplitud. Por consiguiente, si se alteran las relaciones de fase entre las ondas senoidales individuales, se causa la distorsión de fase.



**FIGURA 15-28** Respuestas al impulso: (a) señal de entrada NRZ; (b) salida de un filtro perfecto; (c) salida de un filtro imperfecto

**PATRONES DE OJO**

La eficiencia de un sistema de transmisión digital depende, en parte, de la capacidad que tenga una repetidora para regenerar los pulsos originales. De igual modo, la calidad del proceso de regeneración depende del circuito de decisiones dentro de la repetidora, y de la calidad de la señal que entra a ese circuito. Por lo anterior, se puede medir la eficiencia de un sistema de transmisión digital mostrando la señal recibida en un osciloscopio, y ajustando la base de tiempo a la velocidad de los datos. Así, todas las combinaciones de formas de onda se superponen en intervalos de señalización adyacentes. A esta presentación se le llama patrón de ojo, figura de ojo o diagrama de ojo.

Un patrón de ojo es una técnica cómoda para determinar los efectos de las degradaciones introducidas en los pulsos, cuando viajan al regenerador. El aparato de prueba para mostrar un patrón de ojo se ve en la fig. 15-29. La corriente de impulsos recibidos se alimenta a la entrada vertical del osciloscopio, y el reloj de símbolos se conecta con la entrada de disparo externo, mientras que la frecuencia de barrido se ajusta, aproximadamente, a la frecuencia de símbolos. La fig. 15-30 muestra un patrón de ojo generado por una forma de onda simétrica, para señales ternarias, en las que los pulsos individuales a la entrada del regenerador tienen una forma de coseno cuadrado. En un sistema de  $m$  niveles habrá  $m - 1$  ojos separados. Las líneas horizontales, identificadas con  $+1$ ,  $0$  y  $-1$ , corresponden a las amplitudes recibidas ideales. Las líneas verticales, separadas por  $T$ , el intervalo de señalización, corresponden a los tiempos de decisión ideales. Los niveles de decisión para el regenerador se representan con los retículos. Los retículos verticales representan el tiempo de decisión, mientras que los horizontales representan el nivel de decisión.

El patrón de ojo muestra la calidad de forma y de sincronización, y permite descubrir cualquier ruido y errores que podrían estar en la igualación de línea. La abertura del ojo, que es el área central del patrón de ojo, define una frontera dentro de la cual no pueden existir trayectorias de onda bajo cualquier condición de patrón de código. La abertura del ojo es una función de la cantidad de niveles de código y de la interferencia entre símbolos, causada por las oscilaciones en los extremos de cualquier pulso anterior o posterior. Para regenerar sin errores la secuencia de pulsos, el ojo debe estar abierto, es decir, debe existir un área de decisión, y las retículas de decisión deben estar dentro del área abierta. El efecto de la degradación de pulsos es una reducción en el tamaño del ojo ideal. Se puede ver en la fig. 15.30 que en el centro del ojo, es decir, en el momento de muestreo, la abertura es más o menos de 90%, lo que indica sólo una degradación ISI menor, debida a las imperfecciones del filtrado. La pequeña degradación se debe a las características no ideales de amplitud y fase de Nyquist del sistema de transmisión. La ecuación de la degradación ISI es:

$$ISI = 20 \log \frac{h}{H}$$

en la que  $H$  = abertura vertical ideal (cm)

$h$  = abertura vertical degradada (cm)



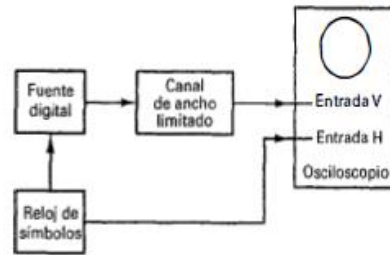


FIGURA 15-29 Conjunto de medición para diagrama de ojo

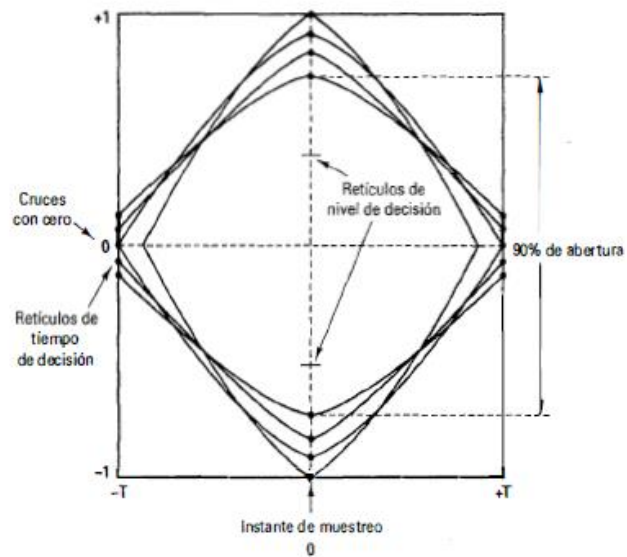


FIGURA 15-30 Diagrama de ojo