

METODOS DE MODULACION DIGITAL

Con referencia a los métodos de modulación digital usados en los sistemas radioeléctricos.
Sobre la modulación PSK, QAM y TCM.

1- MODULACIÓN PSK y QAM

1.1- MODULACIÓN PHASE SHIFT KEYED PSK

La modulación tiene como objeto adaptar la información digital al medio radioeléctrico mediante la analogización a frecuencias de microondas. El modulador es un **circuito de producto** realizado generalmente mediante un puente de diodos (**modulador balanceado**) que trabaja a una frecuencia intermedia (35, 70, 140 MHz, etc.) entre la banda base y la radiofrecuencia. Existen también moduladores de fase trabajando directamente en radiofrecuencia. En la **Fig 01** se presenta el funcionamiento del puente de diodos como modulador y demodulador.

De acuerdo con la polarización combinada que se entrega a los diodos entre la tensión senoidal del oscilador local OL y los datos digitales en banda base BB se dispone de la conducción alternada de los diodos. Esta conducción alternada introduce una variación de fase a la salida respecto del OL de entrada de 0° o 180° . Se trata de la **modulación 2PSK** que consiste en dos estados de fase de salida asociados a los dos estados de banda base. Los datos de entrada al circuito de producto deben ser del tipo bipolar (+1,-1) para polarizar en forma alternada los diodos. El demodulador se fundamenta en el mismo esquema de funcionamiento pero la complejidad es superior debido a que se requiere una referencia de fase para poder reconocer la modulación de 0° y 180° de fase. En la **Fig 01** se esquematiza el modulador y demodulador del tipo 2PSK.

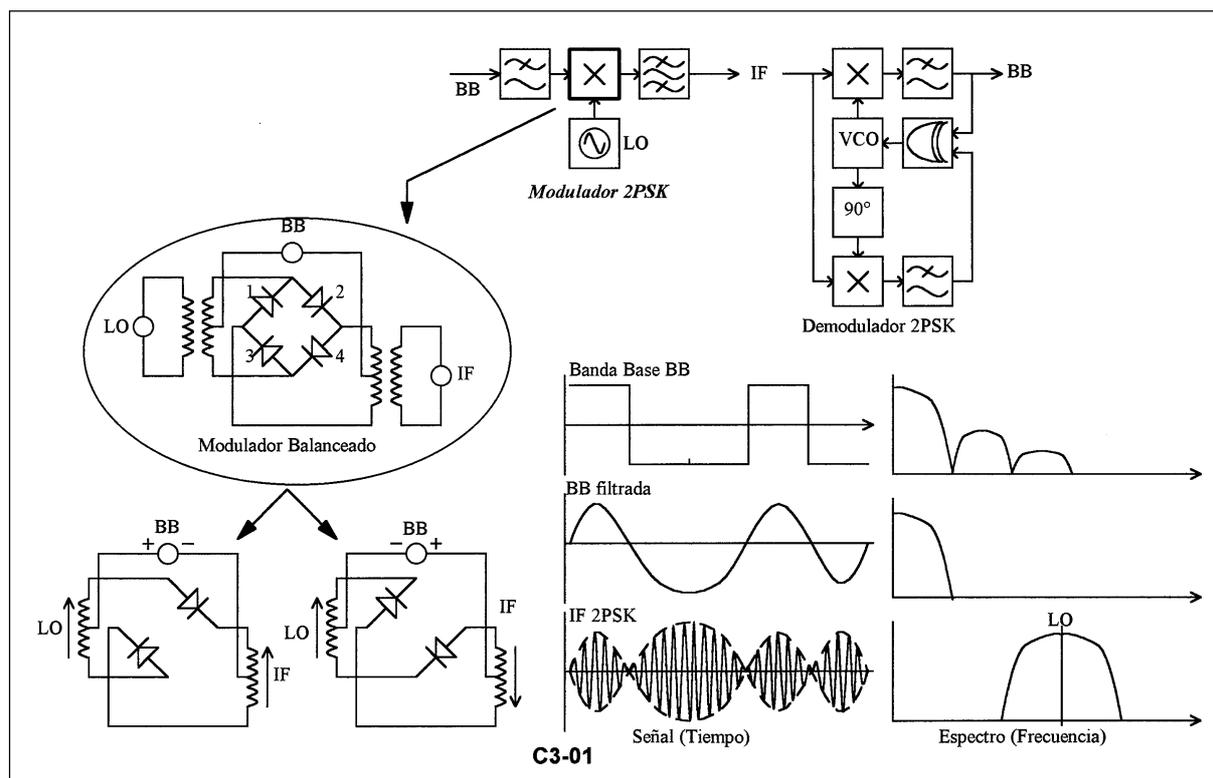


Fig 01. Modulador de dos niveles de fase.

MODULADOR 4PSK. La modulación de 4 estados de fase **4PSK** resulta tener una mejor **eficiencia espectral** (relación entre la velocidad de información en b/s y el ancho de banda necesario en Hz). En otras palabras requiere menor ancho de banda para transmitir la misma información debido a que cada nivel de fase lleva 2 bits de información.

METODOS DE MODULACION DIGITAL

La **Fig 01** muestra el modulador y demodulador 4PSK constituido por dos moduladores balanceados funcionando en cuadratura (el oscilador local que alimenta a cada modulador se encuentra con una diferencia de fase de 90°). Cada modulador entrega las fases 0-180° y 90-270° o cual permite obtener las 4 fases resultantes por suma vectorial. Los ejes en cuadratura (ortogonales) se denominan **I** (*In phase*) y **Q** (*Quadrature*). La distribución de bits para cada fase se realiza mediante la **codificación cíclica** (Gray) de tal forma que entre una fase y las adyacentes a 90° solo se tiene el cambio de un bit. Entre fases a 180° se tiene el cambio de dos bits. Un error de fase entre estados adyacentes solo introduce un error de bit. Antes y después del modulador se coloca un filtro que limita la banda ocupada por la señal digital y por el espectro de frecuencia intermedia. El **filtrado de la banda** del canal modulado permite reducir el espectro aumentando la eficiencia espectral. Sin embargo, dicha operación elimina armónicas lo que produce una distorsión de amplitud y de fase de la señal resultante respecto de la señal de entrada.

La distorsión de amplitud se observa como una atenuación teórica de 3 dB para saltos de 90° y una anulación de la portadora para saltos de 180°. Véase también la **Fig 02** para la modulación 2PSK y 4PSK respectivamente. Esta modulación de amplitud superpuesta a la de fase obliga a trabajar a los amplificadores de radiofrecuencia en una zona lineal de transferencia. Si se satura el amplificador se destruye la modulación de amplitud y se expande el espectro. Esto obliga a mantener a los amplificadores con un nivel de potencia inferior al de saturación en algún dB (*Back off*).

Un resultado auxiliar se obtiene demodulando en el receptor la componente de amplitud lo cual permite obtener una armónica de **temporización** que se traduce en la recuperación del reloj asociado a los datos. En la **Fig 02** se incluye en el diagrama a bloques del demodulador el circuito de extracción de reloj. Consiste en un detector de amplitud y un filtro sintonizado a la frecuencia de reloj. Con esta señal se gobierna a un Oscilador Controlado por Tensión **VCXO** en bucle (**PLL**) de Control de Fase **APC**.

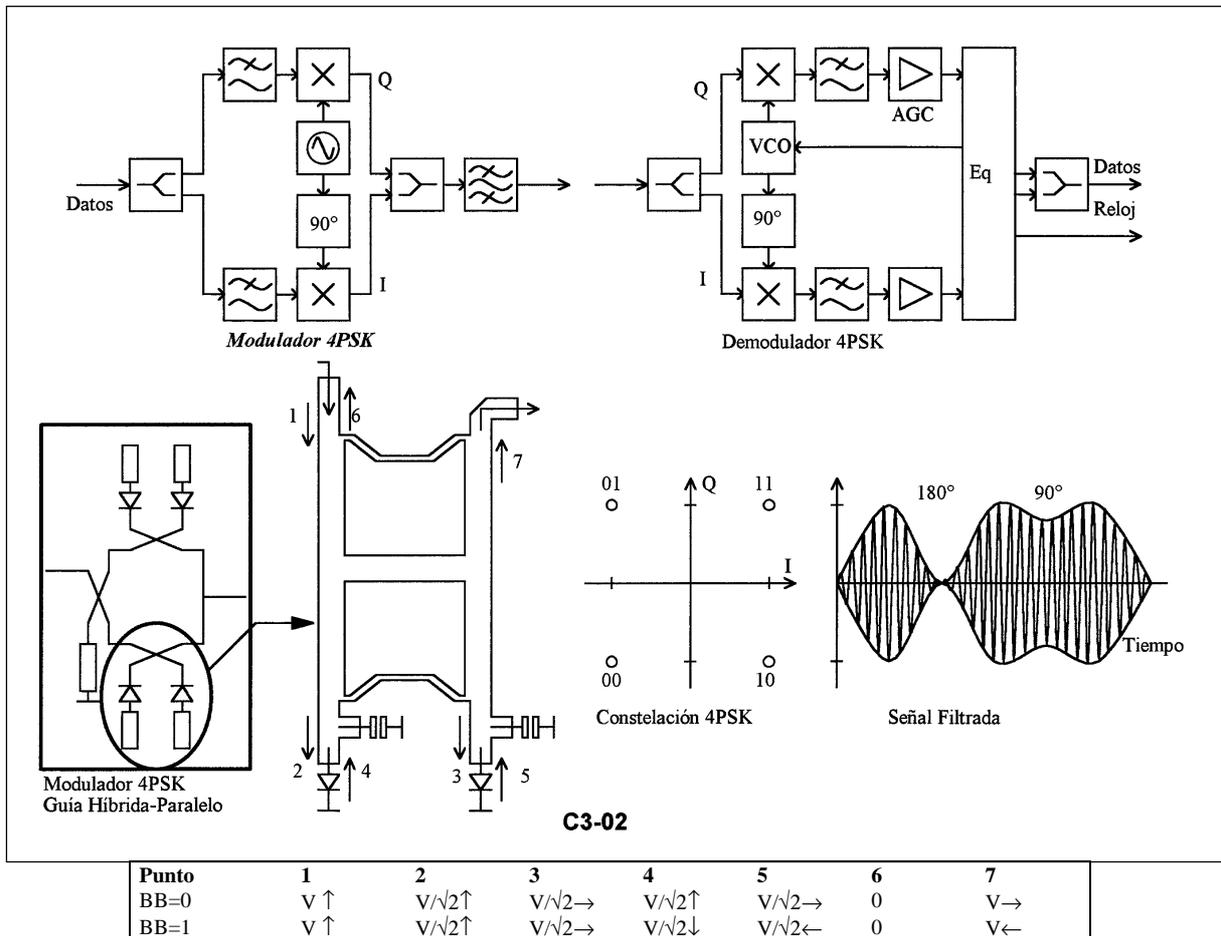


Fig 02. Moduladores digitales 4PSK.

METODOS DE MODULACION DIGITAL

1.2- MODULACIÓN DE AMPLITUD EN CUADRATURA QAM

Con el propósito de obtener una eficiencia espectral mayor se recurre a métodos de modulación de mayor número de fases. Debido a las prestaciones de tasa de error BER en función de la relación portadora a ruido C/N no es conveniente continuar incrementando el número de fases PSK. La modulación de 16 fases PSK consiste en 16 estados de fase distribuidos en una circunferencia con igual amplitud. Una distribución más acertada es 16QAM donde las fases se distribuyen en un reticulado de acuerdo con la Fig 03. La virtud de 16QAM frente a 16PSK es que las fases se encuentran más separadas una de otra con lo cual admiten una amplitud de ruido mayor. El **modulador 16QAM** se puede efectuar de 2 formas:

- **Mediante un codificador** apropiado se disponen de 4 trenes de datos en paralelo y se agrupan de a dos para obtener dos señales analógicas con 4 estados de amplitud cada una (-3,-1,+3,+1). A continuación se efectúa la modulación en cuadratura convencional del tipo 4PSK.
- **Mediante 2 moduladores** del tipo 4PSK se generan 4 estados de fase en cada uno. Uno de ellos se lo afecta con una atenuación de 6 dB antes de la suma. La modulación 16 QAM resulta ser una modulación 4PSK por cuadrante, donde los cuadrantes se obtienen mediante la otra modulación 4PSK.

La modulación 16QAM permite transmitir una velocidad de 140 Mb/s (4x34 Mb/s) en un ancho de banda de 80 MHz. Como el ITU-R tiene definidas también bandas con ancho de 60 MHz se ha introducido la **modulación 64QAM**. La modulación 4PSK solo se usa en sistemas de baja y media capacidad (hasta 34 Mb/s).

La **modulación 64QAM** se muestra en la Fig 03. El modulador es una extensión del concepto anterior con 6 trenes de datos en paralelo en lugar de 4. Se administran 2 señales analógicas de 8 niveles de amplitud moduladas en cuadratura o se utilizan 3 moduladores 4PSK con relación de atenuación de 6 y 12 dB. La distribución de códigos a cada fase se realiza siguiendo una **codificación cíclica**; de tal forma un error de fase introduce en las fases más cercanas solo un error de bit.

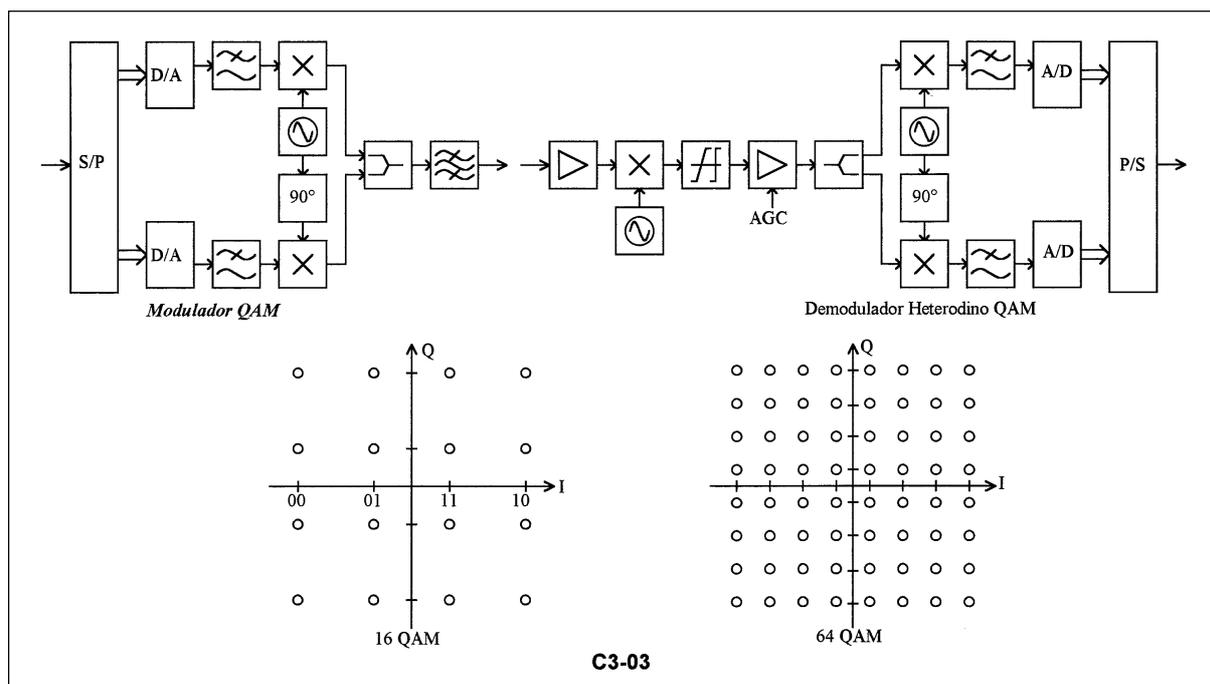


Fig 03. Modulador y demodulador QAM.

1.3- MODULACION DE FASE CONTINUA

La modulación de frecuencia FSK o fase PSK es utilizada en varios sistemas bajo formatos de 2 o 4 niveles. Normalmente se realiza un filtrado previo de características particulares para obtener la eficiencia espectral más conveniente. Son dos los tipos de filtros aplicados:

-Filtro coseno realzado (*Raised Cosine Rolloff Filter*). Este tipo satisface la condición de Nyquist de anulación de la señal en los instantes de decisión anteriores y posteriores (interferencia intersímbolo ISI igual a cero). La Fig 08 muestra la respuesta en frecuencia con la siguiente ley:

$$H(f) = \frac{1}{2} \cdot [1 + \cos \pi \cdot (1 + \{f - f_N / f_N \cdot \beta\}) / 2] \quad \text{donde} \quad (1 + \beta) \leq f \leq f_N \cdot (1 - \beta)$$

METODOS DE MODULACION DIGITAL

-Filtro Gaussiano (*Gaussian Pulse-Shaping Filter*). Este filtro no satisface el criterio de Nyquist de ISI cero. La función transferencia en frecuencia y la respuesta temporal a un impulso de señal son exponenciales:

$$H(f) = \exp(-\alpha^2 \cdot f^2) \quad \text{y} \quad h(t) = \sqrt{\pi/\alpha} \cdot \exp(-\pi \cdot t/\alpha)^2$$

Donde $\alpha = 1,1774/BW$ y el ancho de banda BW es a 3 dB. Si el valor de α se incrementa la eficiencia espectral disminuye y la dispersión temporal del pulso de salida aumenta.

La modulación de fase continua **CP-FSK** (*Continuous Phase Frequency Shift Keying*) se produce filtrando la señal digital antes de alcanzar al modulador FSK. Cuando el filtro cumple ciertas condiciones se tiene la modulación **MSK** (*Minimum Shift Keying*). MSK corresponde a una desviación máxima igual a la mitad de la tasa de bits (índice de modulación K de 0,5). El índice de modulación se define como $K = 2 \cdot \Delta F / R_b$, donde ΔF es el corrimiento de frecuencia máximo y R_b la tasa de datos.

En MSK la palabra Minimum significa que es el menor valor (mínima separación de frecuencia) que es factible de ser demodulada coherentemente ortogonal. Cuando el tipo de filtro es Gaussiano la modulación se denomina **GMSK**. Esta es utilizada en el sistema celular GSM.

2- OSCILADOR LOCAL DEL DEMODULADOR

La modulación digital consiste en asignar un código a cada ángulo de fase definido a partir del oscilador local de transmisión. En el demodulador se requiere un oscilador local con la misma referencia de fase a fin de decodificar la información transmitida. A este tipo de demodulación se la llama **demodulación coherente** y requiere muy buenas prestaciones (igual frecuencia e igual fase) al oscilador local de recepción. Con el propósito de reducir dichas exigencias se recurre a la **codificación diferencial** con lo que se elimina la necesidad de coherencia (igual fase). Con el **Loop de Costas** es posible obtener una sintonía de frecuencia precisa aunque exista una desigualdad de fase.

2.1- CODIFICACIÓN DIFERENCIAL

Mediante la codificación diferencial los datos no se envían en el valor absoluto de fase respecto del oscilador local de transmisión sino que se envían como la **diferencia de fase** con el valor anterior. En la **Fig 04** se dispone del diagrama circuital del **codificador diferencial** para distintos tipos de modulación. Se indica el caso de 4PSK como ejemplo simple, siendo para la modulación QAM una extensión similar de los conceptos.

Supóngase un tren de datos de entrada; los datos se agrupan en conjuntos de dos bits (e1,e2) y se le asigna una fase respecto del oscilador en transmisión (es decir para 00=0°; 10=90°; 11=180°; 0=270°). Los datos de salida (s1,s2) son memorizados un intervalo de tiempo igual a un bit (s1',s2') y se suman a la entrada. La suma binaria responde en realidad a la suma angular correspondiente; por ejemplo 10+11 corresponde a 270° es decir 01. Siguiendo un ejemplo:

- Con la señal binaria de entrada 11.01.01.10.00.11.01.01.
- Se tiene la secuencia codificada 00.01.11.01.01.10.00.01

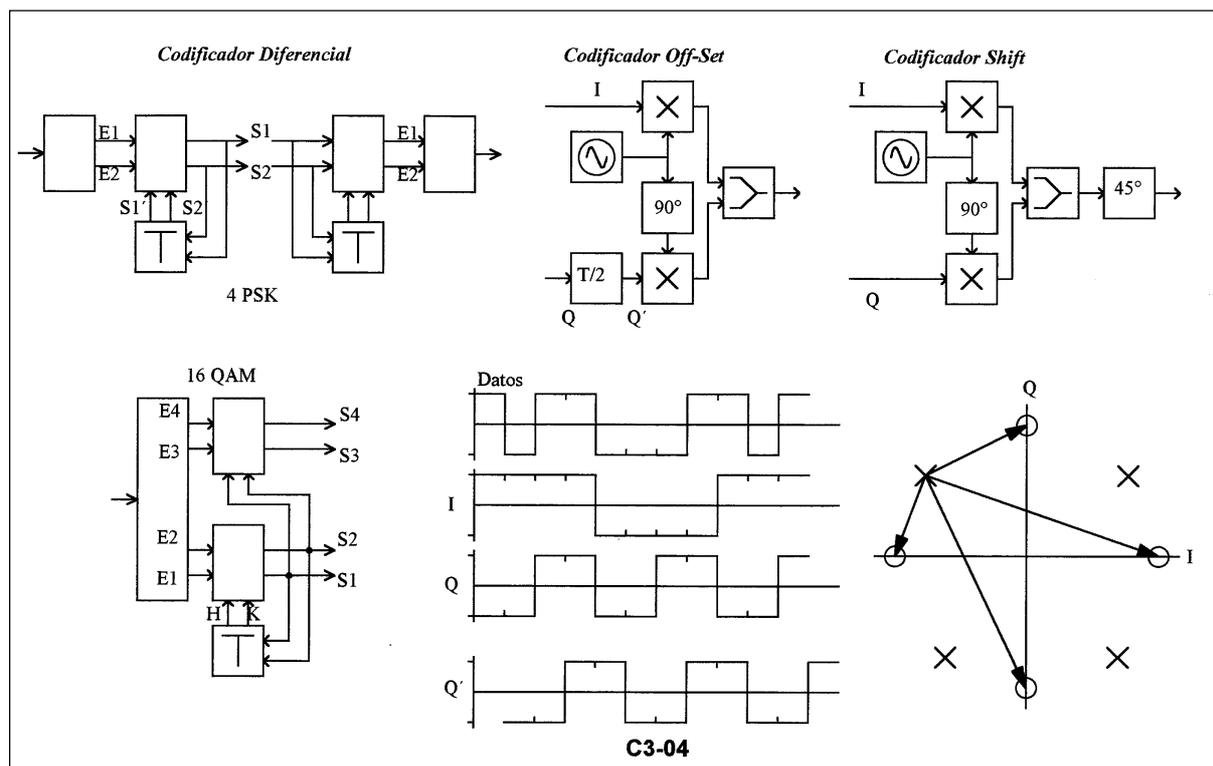


Fig 04. Codificación diferencial, Off-set y Shift.

La información de entrada está contenida en la diferencia de ángulo entre la fase a transmitir (s1,s2) y la anterior (s1',s2'). La codificación diferencial produce una **propagación de errores** al estar la información concatenada con la anterior (debido a la realimentación en el Codec), pero permite un oscilador local no coherente. Se muestra un ejemplo de como se propagan errores en el decodificador (el valor resultante e1e2 se obtiene como diferencia entre los ángulos de s1s2 y s1's2'). Los valores subrayados indican la propagación (multiplicada por dos) del error inicial.

CODIFICACIÓN OFF-SET. Algunas veces se utiliza la **codificación Off-set** como medio para reducir la modulación de amplitud superpuesta a la de fase en 4PSK. Cuando existen saltos de 180° se tiene la anulación de la portadora. Para evitar esto se desplaza un tren de datos medio bit respecto del otro de acuerdo con la **Fig 04**. De esta manera se tienen 2 saltos cada

METODOS DE MODULACION DIGITAL

uno de 90° para una modulación de 180° . En otras palabras, se reemplaza la anulaci3n de la portadora por dos atenuaciones de 3 dB sucesivas.

2.2- LOOP DE COSTAS

Existen varias formas que permiten enganchar en frecuencia el oscilador local del demodulador:

- Mediante la emisi3n de un vestigio de la portadora caracterizado por la suma de un nivel de tensi3n continua en el modulador lo cual hace que el valor promedio de fases transmitidas no sea nulo.
- Mediante la emisi3n de una secuencia continua de bits sin aleatorizar (11..1 en el servicio TDMA de Intelsat) lo cual permite transmitir durante un cierto tiempo la portadora sin variaciones.
- Eliminando la modulación de fase mediante una oportuna **multiplicaci3n de frecuencia** antes del demodulador en frecuencia intermedia (en 4PSK es producto es por 4) y
- Detectando los movimientos de fase en funci3n de la amplitud de cada eje ortogonal de la banda base demodulada. El 3ltimo m3todo se denomina **Loop de Costas** y tiene la ventaja de trabajar con la se3al en banda base realiz3ndose mediante circuitos integrados.

En la **Fig 05** se muestra el circuito del loop de Costas para el demodulador 4PSK como ejemplo de funcionamiento. Conceptualmente consiste en dividir cada cuadrante en subcuadrantes para detectar un **corrimiento de la fase**. A cada uno de los dos sentidos de corrimiento se le asigna un signo; el valor promedio de signos determina un corrimiento efectivo de la fase y permitir3 intervenir sobre el VCO del oscilador local. Se disponen de 4 fases equi-espaciadas que luego del demodulador se convierten en niveles de tensi3n (-1,+1) sobre los ejes (I,Q). El valor real demodulado se denomina (a,b); si existe un corrimiento de fase relativo entre el oscilador de transmisi3n y recepci3n los valores (a,b) ser3n distintos a las posibilidades te3ricas.

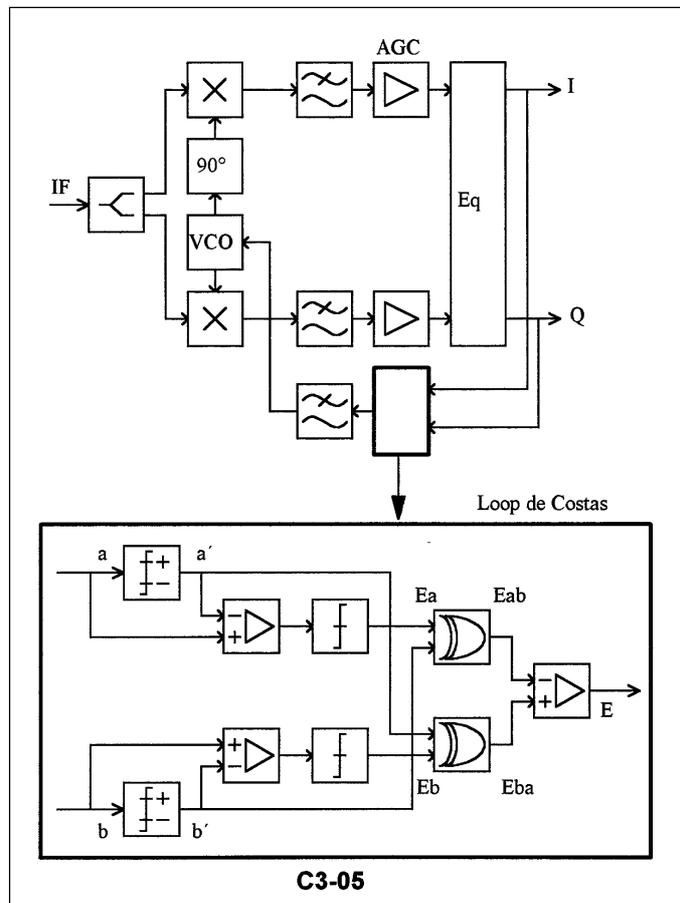
Fig 05. Ejemplo de loop de Costas.

a	b	a'	b'	a''	b''	ϵ_a	ϵ_b	ϵ_{ab}	ϵ_{ba}	ϵ
+0,7	+1,3	0	1	+0,7	+0,3	1	1	0	1	-1
-1,4	-0,5	0	1	-1,4	-1,5	0	0	1	0	+1
+1,2	-0,8	1	1	+0,2	-1,8	1	0	0	1	-1

Se compara entonces el par (a,b) con los umbrales ($\pm 1, \pm 1$) para detectar un corrimiento de fase obteni3ndose (a',b'). Posteriormente se compara (a,b) y (a',b') para detectar en que sentido se tiene el corrimiento de fase y se obtiene el par de error (ϵ_a, ϵ_b). Con la **Fig 05** se tiene la Tabla anexa.

El valor de error final ϵ es +1 si la fase se corre en el sentido del reloj y vale -1 en el sentido contrario. La se3al ϵ es binaria y tiene la velocidad de la se3al demodulada. Mediante un filtro pasa bajos se toma el valor promedio lo cual determina un corrimiento de fase real. El valor promedio se usa para corregir al Oscilador Local Controlado por Tensi3n VCO en recepci3n.

Un detector de umbral de la tensi3n de correcci3n indica cuando el oscilador se encuentra fuera de frecuencia. En tanto ocurre esto se genera una tensi3n rampa para variar al oscilador local en frecuencia en b3squeda de la se3al de recepci3n. El loop de Costas permite ajustar la frecuencia del VCO pero tiene una indefinici3n respecto de la fase absoluta la cual hace necesario el uso de la codificaci3n diferencial.



3- MODULACIÓN TCM

La modulación con **Codificación Reticulada TCM** fue propuesta por vez primera por **G.Ungerboeck**-1976. Los principios básicos datan de 1982. En 1984 a propuesta de IBM el CCITT la adopta para modem de datos en la red telefónica con 32 estados de fase (32 TCM) para 14,4 kb/s. Esta modulación se asocia con el **algoritmo de A.J.Viterbi**-1967 que permite la corrección de errores en el receptor. Se trata de una decodificación que optimiza asintóticamente la tasa de error. La modulación TCM permite maximizar la distancia mínima entre estados de transmisión desde el punto de vista geométrico euclideo de la distribución de fases.

3.1- CODIFICACIÓN RETICULADA (TRELLIS)

La modulación de fase y la codificación forman una sola entidad. En la **Fig 06** se muestran ejemplos de la modulación TCM. La **codificación** consiste en ingresar con N trenes de datos en paralelo (X_1, X_2, \dots, X_N) obteniendo los trenes de datos de salida (Y_1, Y_2, \dots, Y_N) y mediante un codificador convolucional un nuevo tren de datos (Y_0). Se disponen de dos tipos de codificadores Trellis:

1/2 donde el tren de datos adicional se obtiene desde una entrada de datos y

2/3 donde el codificador ingresa 2 entradas para obtener el tren adicional.

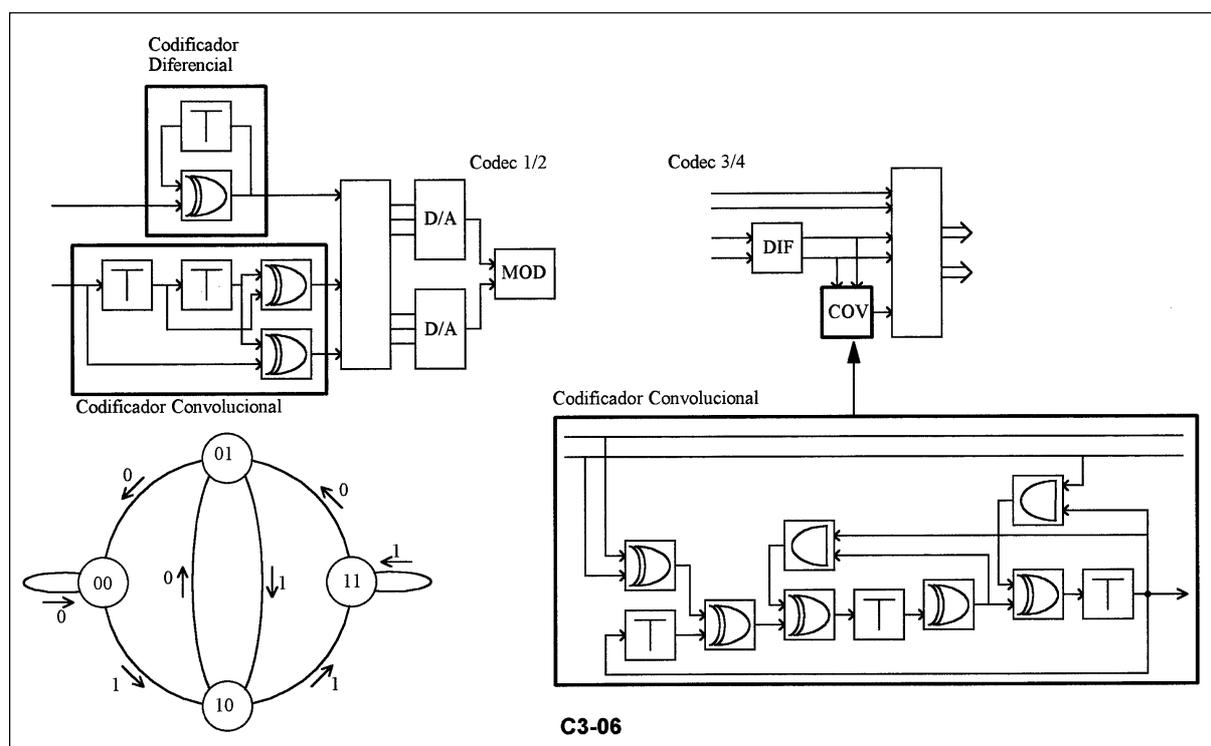


Fig 06. Codificador convolucional para modulación TCM.

Luego de la etapa de codificación (tanto diferencial como convolucional) se pasa a la etapa de **mapeado** que mediante una memoria PROM asigna las coordenadas de cada punto de la constelación. El circuito se completa con el **convertor D/A** para obtener una señal analógica con varios estados de amplitud y el **modulador** en cuadratura. Antes y después del modulador se filtra la señal para acotar el espectro.

Si solo se consideran los datos de entrada X_0 y las salidas Y_0, Y_1 se dispone de una transición de acuerdo con la **Fig 07**. Obsérvese que de los 4 niveles disponibles para Y_0, Y_1 solo se puede acceder a 2 de ellos desde cada estado anterior. En la **Fig 06** se muestra el modulador 32TCM del tipo 2/3 donde con los datos X_1, X_2 se obtienen los datos Y_0, Y_1, Y_2 . La selección de fases en base a los bits Y_0, Y_1, Y_2 se realizan siguiendo la secuencia de la **Fig 07**. En el estado final de la secuencia se tienen 4 fases seleccionadas de acuerdo con Y_3, Y_4 .

La modulación **16QAM es equivalente a 32TCM** en cuanto hace al número de bits efectivamente transmitidos (4 bits) por cada fase. Sin embargo, la separación mínima entre fases en 16QAM es $\sqrt{2} \cdot \phi_0$, si tomamos como unidad ϕ_0 la separación en 32TCM. En 32TCM la separación luego de codificar Y_0 es de $\sqrt{2} \cdot \phi_0$; luego de codificar Y_1 es de $\sqrt{4} \cdot \phi_0$ y luego de Y_2 es de $\sqrt{8} \cdot \phi_0$. En otros términos se trata de 8 estados obtenidos mediante dos bits (X_1, X_2); desde cada uno de ellos se puede alcanzar solo a 4.

METODOS DE MODULACION DIGITAL

Es posible definir la distancia mínima para un camino incorrecto de forma que simule un camino correcto. Se supone el camino 000-000-000-000, el camino más cercano y posible de efectuar es 000-011-101-000. Esta camino implica una distancia en cada salto de $\sqrt{2}\cdot\phi_0$; ϕ_0 y $\sqrt{2}\cdot\phi_0$ sucesivamente. La distancia mínima se define como la raíz cuadrada de la suma de las distancias al cuadrado:

$$[(\sqrt{2}\cdot\phi_0)^2 + (\phi_0)^2 + (\sqrt{2}\cdot\phi_0)^2]^{1/2} = \sqrt{5}\cdot\phi_0$$

Cualquier otro camino tiene una distancia mayor a $\sqrt{5}\cdot\phi_0$. El objetivo del mapeado trellis es maximizar el valor de la distancia mínima. Se puede definir la distancia del código 32TCM respecto al 16QAM mediante la relación entre la distancia mínima de 32TCM y la distancia entre códigos de 16QAM:

$$G = 20 \cdot \log \left\{ \frac{\sqrt{5}\cdot\phi_0}{\sqrt{2}\cdot\phi_0} \right\} = 4 \text{ dB}$$

De esta manera, la modulación 32TCM permite una ganancia de relación portadora a ruido C/N de 4 dB teóricos frente a 16QAM.

DEMODULADOR Y DECODIFICADOR. En el lado de recepción las funciones que se cumplen son:

- Demodulación en cuadratura de la señal TCM y Filtrado (acota la banda de ruido).
- Control Automático de Ganancia para garantizar el nivel relativo entre los ejes I y Q.
- Ecuilización adaptativa (mejora la forma de onda reduciendo la ISI).
- Recuperación de la temporización y de la fase de la portadora (loop de Costas).
- Decodificación mediante el algoritmo de Viterbi.
- Decodificación diferencial y Conversor paralelo a serie.

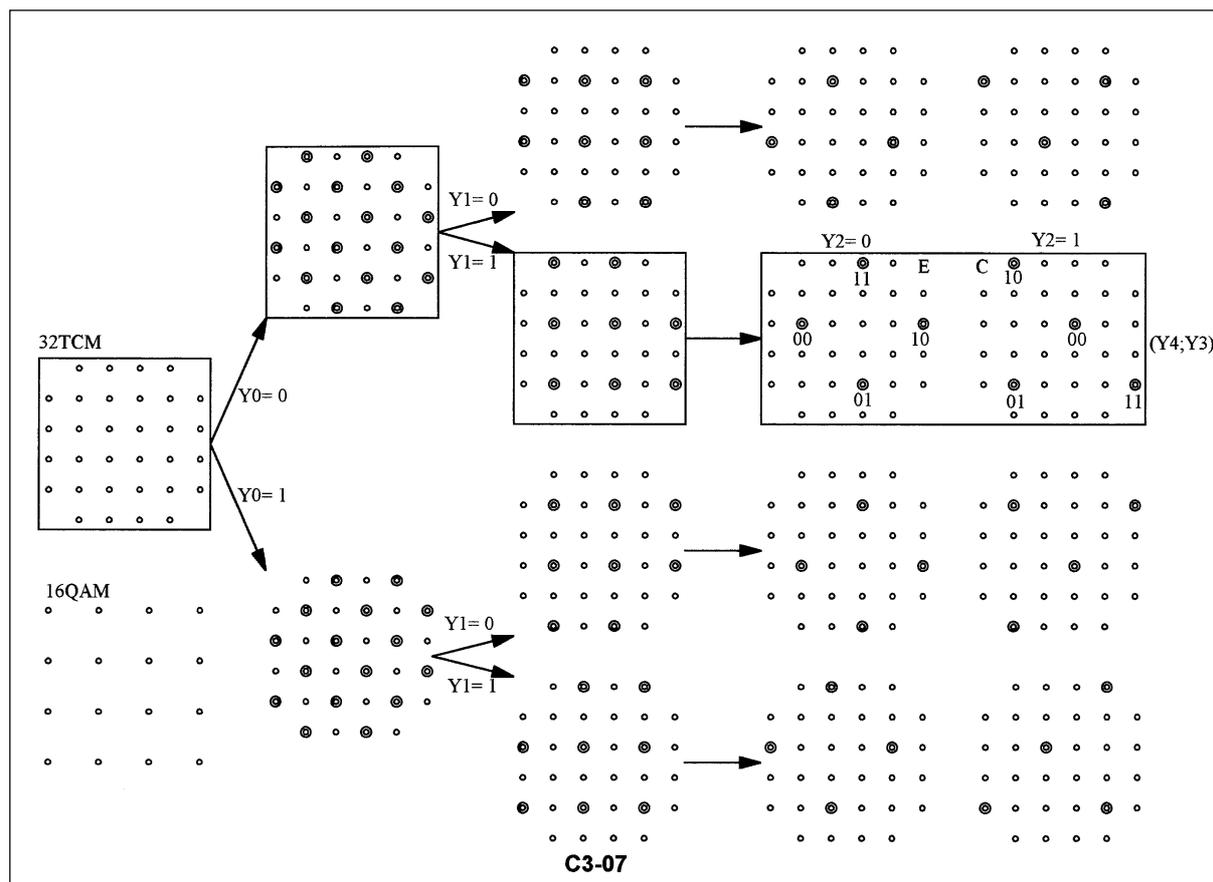


Fig 07. Corrección de errores mediante el algoritmo de Viterbi.

El algoritmo de Viterbi permite la corrección de errores. A cada paso de decodificación son posibles solo 2 caminos de los 4 existentes. Cada camino en el **diagrama de árbol** que se puede efectuar acumula un número de errores creciente con excepción del camino correcto que tiene el mínimo número de errores y por ello la máxima probabilidad de ocurrencia.

METODOS DE MODULACION DIGITAL

La secuencia original transmitida es [10 01 **10** 11 01 00]. Supongamos que se recibe con un error en el tercer par (11). De los posibles caminos el que acumula menor número de errores (+1) decodifica con máxima probabilidad la secuencia, mientras que los otros acumulan un número de diferencias superior. Por ejemplo, el camino [10 01 00 10 01 00] tiene una diferencia de +3; mientras que el camino [10 01 10 11 01 00] tiene una diferencia acumulada de +1 respecto de la señal recibida y corresponde entonces a la señal efectivamente transmitida.

4- CARACTERÍSTICAS DE LA MODULACIÓN DIGITAL

4.1- FILTRADO DEL CANAL

Una particularidad del espectro en la transmisión digital es que en un instante de tiempo todo el espectro transmitido le corresponde al mismo bit (canal de información). En cambio en la transmisión analógica el espectro en cada instante lleva información de cada uno de los canales que componen la multiplexación en frecuencia FDM.

El espectro de la señal digital antes del modulador es recortado mediante un filtro pasabajos; luego del modulador se filtra mediante un filtro pasabanda. El espectro de la señal de banda base o de frecuencia intermedia consiste en una envolvente del tipo **sinc f** (sen f/f). El número de armónicas contenidas por la envolvente depende de la periodicidad de la señal. La separación entre ellas corresponde a la inversa del período expresado en segundos.

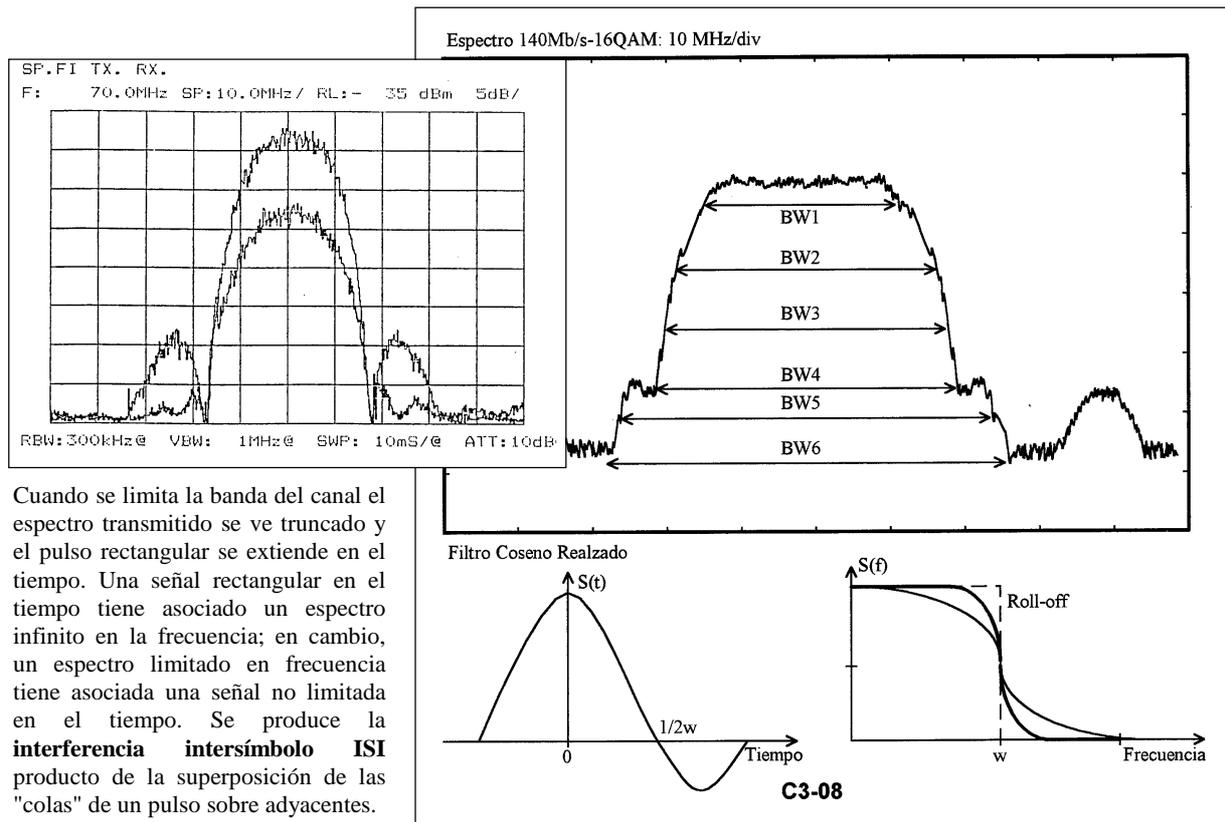


Fig 08. Espectro de modulación digital.

La ISI se anula cuando la frecuencia de corte W del filtro es igual a la mitad de la velocidad de transmisión expresada en Hz. En la **Fig 08** se encuentra la explicación conceptual: un espectro aproximadamente rectangular tiene asociado una señal similar a $\text{sinc } t$; si se cumple $W = V_{tx}/2$ el punto de anulación de la función $\text{sinc } t$ ocurre en el centro de los pulsos adyacentes, eliminando la interferencia del pulso sobre los otros.

El filtrado se realiza mediante la **transferencia coseno levantado**. Dicha transferencia se muestra en la misma **Fig 08** y tiene la particularidad que mantiene la ISI acotada a un mínimo y es "realizable" electrónicamente.

El coeficiente **Roll off** es un parámetro de diseño del filtro. Cuando el Roll off tiene a cero se acorta la banda y se tiende al filtrado ideal. El valor máximo posible es uno. Generalmente se indica el valor del Roll off como un número (típico 0,2 a 0,7) o un porcentaje (20 a 70%). Los filtros en banda base se realizan mediante filtros digitales y en frecuencia intermedia mediante filtros L-C o de Onda Acústica Superficial SAW.

METODOS DE MODULACION DIGITAL

4.2- ANCHO DE BANDA

Existen varios criterios para la definición del ancho de banda que ocupa un canal. La **Fig 08** muestra las siguientes definiciones:

Tabla 01. Definiciones alternativas de ancho de banda.

Ruido	BW1 El ancho de banda equivalente de ruido se trata de un espectro rectangular de ruido con igual valor de potencia que el espectro digital completo.
3 dB	BW2 El ancho de banda a mitad de potencia donde se tiene una atenuación de 3 dB respecto del valor máximo en el centro del espectro.
-50 dB	BW3 El ancho de banda con densidad de potencia delimitada consiste en declarar un umbral entre 35 y 50 dB respecto del máximo en la portadora por debajo del cual se encuentra la densidad de potencia.
Nyquist	BW4 El ancho de banda de Nyquist corresponde a la frecuencia de corte del filtrado ideal $W=V_{tx}/2$.
Nulo	BW5 El ancho de banda al primer punto de anulación del espectro corresponde al primer lóbulo coincidente con $1/T$ (T es el tiempo de duración del pulso).
99%	BW6 El ancho de banda que contiene la mayoría de la potencia es, por ejemplo, el 99% de la potencia total. La FCC de USA adopta este criterio.

De acuerdo con el ancho de banda previsto por el ITU-R en las distintas gamas de frecuencias se requieren los siguientes métodos de modulación:

Ancho de banda	Sistema de transmisión posible
40 MHz	34 Mb/s-4 PSK
60 MHz (± 28 MHz)	140 Mb/s-64 QAM y 155 Mb/s-128 TCM
80 MHz (± 40 MHz)	140 Mb/s-16 QAM; 155 Mb/s-64 TCM y 2x155 Mb/s-512 TCM

4.3- EFICIENCIA ESPECTRAL

La **eficiencia espectral E_e** es el cociente entre la velocidad de transmisión V_{tx} en b/s y el ancho de banda ocupado en Hz. Como el ancho de banda mínimo teórico es el de Nyquist (las dos bandas laterales hasta $V_{tx}/2$ reducido por la modulación multinivel) y se expresa mediante V_{tx}/K , la E_e es un número independiente de la velocidad de transmisión y solo asociado al método de modulación. El factor K corresponde al número de bits transmitidos en un símbolo.

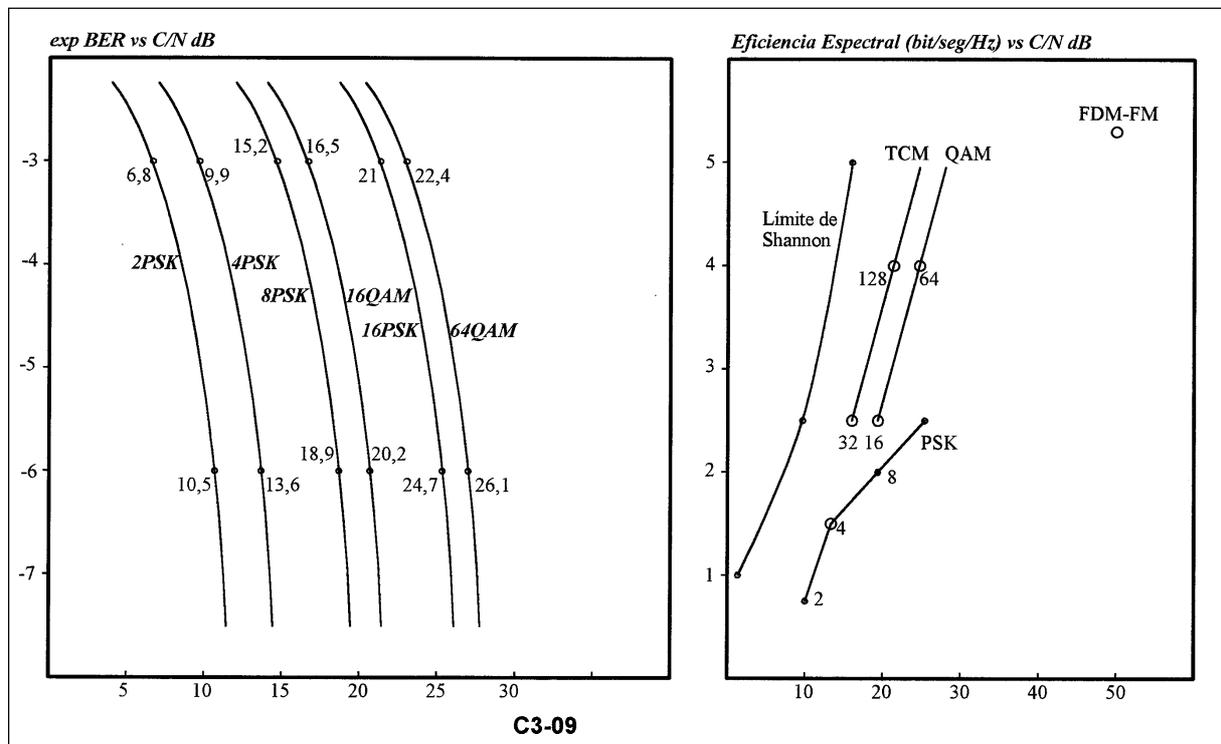


Fig 09. Características de la modulación digital.

La eficiencia espectral teórica para los métodos de modulación es igual al número de bits por símbolo transmitido. El valor práctico es inferior debido a que la banda ocupada también es superior; el filtrado no es ideal. En la **Fig 09** se observa el

METODOS DE MODULACION DIGITAL

valor teórico de eficiencia espectral relacionado con la relación portadora a ruido C/N necesaria para asegurar una determinada tasa de error BER.

La **eficiencia espectral equivalente** de un sistema analógico **FDM-FM** se puede calcular teniendo en cuenta el número de canales y el ancho de banda teórico de **Carson**: $2 \cdot (\Delta f_c + f_n)$. Donde, Δf_c es la excursión máxima de la modulación FM y f_n es la frecuencia máxima de la modulante.

Para un sistema de 2700 canales FDM el ancho de banda de Carson es de 33 MHz ($\Delta f_c = 4,5$ MHz y $f_n = 12$ MHz). Para una capacidad de 2700 canales equivalente a 64 kb/s cada canal se tiene un E_e teórica de 5,24 b/s/Hz. En comparación la modulación 64QAM tiene una eficiencia espectral teórica de 6 bit/seg/Hz. La modulación 32TCM tiene la misma eficiencia espectral que 16QAM pero requiere menor relación C/N .

4.4- CARACTERÍSTICA BER vs C/N

En la medida que el número de fases se incrementa la tasa de error BER aumenta con el mismo nivel de ruido. Lo cual queda en evidencia a partir del diagrama de la **Fig 09**. Para un mismo método de modulación en la medida que la relación portadora a ruido C/N disminuye la BER se incrementa. En la **Fig 10** se muestra dicha variación para la modulación 16QAM y 32TCM. La característica **BER vs C/N** empeora (se corre hacia la derecha) con la presencia de interferencias en el enlace y con el incremento de la potencia del transmisor.

Se denomina **Back off** a la diferencia entre la potencia de saturación y la potencia de emisión. Este valor debe ser suficientemente alto como para no eliminar la modulación de amplitud superpuesta a la de fase. El valor del Back off se incrementa con el número de fases: 2 dB para 4PSK; 6 dB para 16QAM y 8 dB para 64QAM.

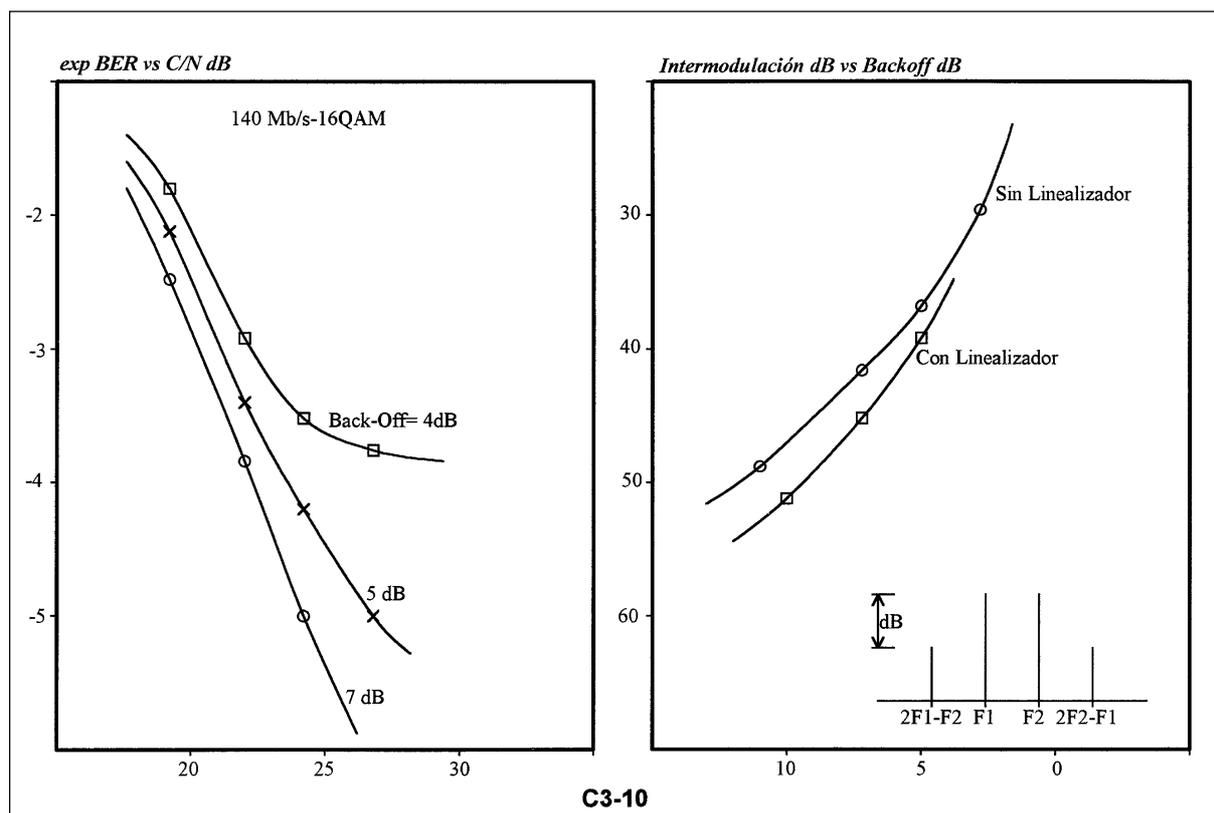


Fig 10. Características de la modulación digital.