

*Monografía
Científica*

CODIFICACIÓN Y DIFUSIÓN DE LA TELEVISIÓN DIGITAL

Autores: J. G. Viera Santana, J. Portillo Meniz, D. Rodríguez
Esparragón, J. C. Hernández Haddad y J. Castillo Ortiz



Universidad de Las Palmas de Gran Canaria

2007

Monografía Científica

***CODIFICACIÓN Y DIFUSIÓN DE
LA TELEVISIÓN DIGITAL***

© José Guillermo Viera Santana, Jorge Portillo Meniz, Dionisio Rodríguez Esparragón, Juan Carlos Hernández Haddad y Jesús Castillo Ortiz.

Las Palmas, 2007.

ÍNDICE

Índice de contenidos

Capítulo I. Introducción	1
1.1. Introducción	3
Capítulo II . Televisión digital terrestre (DVB-T).	7
2.1.- Introducción	9
2.2. Inversión de sincronismo y dispersión de energía.	12
2.3. Codificación externa Reed-Solomon (204,188,T =8)	14
2.4. Intercalador convolucional ‘INTERLEAVE’ (Dispersión temporal de errores).	18
2.5. Codificador convolucional (Codificación interna o viterbi).	22
2.6. Intercalado interno.	24
2.7. Mapeado.	27
2.8. Modulación COFDM.	28
Capítulo III . Televisión digital por satélite.	37
3.1.- Introducción	39
3.2. Puncturing.	40
3.3. Codificación del canal y modulación.	40
Capítulo IV. Televisión digital por cable.	51
4.1. Introducción	53
4.2. Modulación y modelado en banda base.	55
Capítulo V. Bibliografía.	63
8.1. Introducción.	65
8.2. Bibliografía.	65
8.3. Direcciones WEB.	66

Capítulo I:

INTRODUCCIÓN

CAPÍTULO 1. Introducción

1. Introducción.

Con la llegada de la “era digital”, esta tecnología se ha implantado en las telecomunicaciones y por extensión en la televisión. Esta nueva técnica de transmisión proporciona la posibilidad de una señal de televisión con diferentes niveles de calidad (STD: estándar y HDTV: alta definición). Además, ofrece la posibilidad de transmitir varios programas, ocupando el mismo espectro que utiliza la TV analógica para la transmisión de uno sólo, permite incluir junto a la imagen más canales de sonido, evita las interferencias y pérdidas en la señal durante su transmisión. Además, permite la posibilidad de transmisión de múltiples datos auxiliares, se pueden desarrollar servicios multimedia, como acceso a INTERNET, interoperatividad del usuario, etc.

En este artículo, se va a estudiar la codificación de canal utilizada en los sistemas de difusión de la señal de televisión digital. Para ello partimos de una señal de video digitalizada y comprimida mediante el estándar MPEG-2, y nos guiaremos por la norma DVB (Digital Video Broadcasting) utilizada en Europa para la difusión de la señal de televisión digital.

Estos sistemas de difusión de televisión digital representan una familia de especificaciones que se ajustan a las características del medio de transmisión en el que se aplican, quedando totalmente definidos en el proyecto DVB. Cada uno de ellos queda definido en un estándar:

DVB-S: Sistema de transmisión de televisión digital a través de satélite.

DVB-C: Sistema de transmisión de televisión digital a través de cable.

DVB-T: Sistema de transmisión de televisión digital terrestre.

Ha sido necesario adoptar unos determinados compromisos para desarrollar soluciones óptimas, no solamente desde el punto de vista técnico, sino también desde el punto de vista comercial. De esta forma, los diferentes sistemas satisfacen, desde el punto de vista técnico, operacional y comercial, los requerimientos del medio de transmisión particular para el que han sido diseñados (satélite, cable o terrestre), manteniendo un alto nivel de aspectos comunes entre las diferentes soluciones. Las peculiaridades se ciñen a aquellos aspectos del sistema que dependen del medio de transmisión.

El siguiente diagrama de bloque ilustra el esquema general que puede aplicarse a los sistemas de difusión digital definidos en el proyecto DVB. [1]

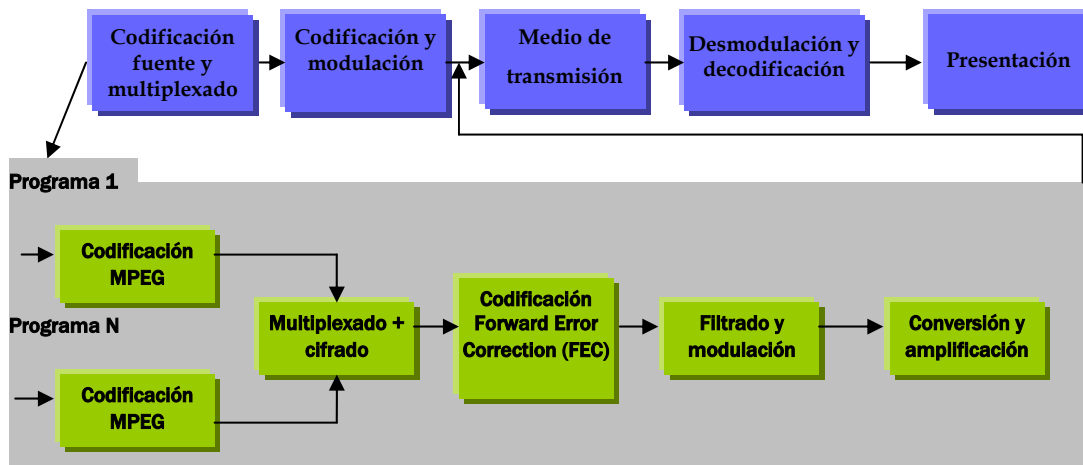


Figura 1.1. Esquema general de los sistemas de difusión digital.

Los tres sistemas de difusión tienen en común la señal fuente (MPEG-2) y la multiplexación, así como algunas partes de la codificación, tales como la protección contra errores de código de bloque empleado (Reed-Solomon 204,188), algoritmo para realizar la dispersión de energía y entrelazado (interleaving). En cambio, los sistemas de modulación que se emplean son independientes del medio de transmisión, persiguiendo en cada caso particular un objetivo diferente.

La codificación MPEG (compresión) es absolutamente imprescindible para poder transmitir imágenes de vídeo por un canal con una anchura aceptable. Una ocupación espectral comparable a la de una transmisión analógica actual implica un flujo útil máximo del orden de 3 a 4 Mbps para pasar por un canal vía satélite de 27 a 36 Mhz, o por una canal de cable o terrestre de 6 a 8 Mhz. Este método de compresión recurre a los procedimientos generales de compresión de datos, aprovechando además la redundancia espacial de una imagen (áreas uniformes), la correlación entre puntos cercanos y la menor sensibilidad del ojo a los detalles finos de las imágenes fijas y, para las imágenes animadas, se saca provecho también de la redundancia temporal entre imágenes sucesivas.

En el multiplexado, todos los datos (bits) que se obtienen a la salida de la etapa anterior son ordenados y ‘empaquetados’ con el objetivo de aprovechar al máximo las características del sistema de difusión. Esta etapa también es común para los tres tipos de sistemas de difusión. Estos datos pueden ser ‘empaquetados’ de dos formas según sea el tratamiento posterior que se vaya a hacer de los mismos: Program Stream o Transport Stream.

En este punto, tenemos un tren de transporte constituido por paquetes de 188 bytes (caso de emplear Transport Stream) que hay que transmitir vía radiofrecuencia (cable, satélite o emisión terrestre) hacia los usuarios. Estos canales de transmisión no están exentos de errores, debido a toda clase de perturbaciones que se añaden a la señal útil. Una señal digital requiere una tasa de errores (BER) extremadamente pequeña para obtener un rendimiento satisfactorio.

Conviene tomar ciertas medidas de prevención antes de la modulación para permitir la detección y la corrección en el receptor de la mayoría de los errores que

Monografía científica: Codificación y Difusión de la Televisión Digital

pueda llevar el canal de transmisión en condiciones normales de utilización. Estas medidas, donde la principal consiste en introducir una redundancia calculada en la señal se llaman Forward Error Correction (FEC) y constituye la esencia de la codificación del canal. Éstas deberían estar adoptadas a las especificaciones del canal de transmisión.

Una vez efectuadas estas operaciones, se tiene un flujo de datos listo para que module una portadora y se emita a los usuarios. Según el medio utilizado se dispondrá de un ancho de banda determinado por las consideraciones tanto técnicas como administrativas. Las condiciones técnicas (SNR y ecos principalmente) son en realidad muy diferentes si las señales de recepción proceden de satélites o proceden de una red cableada, donde generalmente se tienen señales relativamente potentes y estables en la toma del abonado, o si su procedencia viene de emisiones terrestres donde las condiciones pueden ser muy diversas. Por ello:

La relación señal a ruido (C/N o CNR) de una recepción vía satélite es muy pequeña (del orden de 10dB), aunque la señal recibida está prácticamente desprovista de eco.

En la recepción por cable, la relación señal/ruido es relativamente elevada (superior a 30 dB), aunque esta señal puede estar afectada por ecos cortos debidos a desadaptaciones de impedancia en la línea.

En recepción terrestre, las condiciones son más difíciles que las del cable, debido a la gran cantidad de ecos que pueden aparecer, al estado de las antenas y la posibilidad recepción móvil.

Por esta razón, las técnicas de modulación diferirán para adaptarse lo mejor posible a las condiciones impuestas por el canal de transmisión así como para garantizar su coexistencia con las emisiones analógicas.

Por último, la señal modulada se eleva a una frecuencia superior (frecuencia del canal de difusión) y se amplifica al nivel necesario para su transmisión hacia los usuarios.

Capítulo II:

TELEVISIÓN DIGITAL TERRESTRE (DVB-T)

CAPÍTULO 2. Televisión Digital Terrestre (DVB-T)

2.1. Introducción.

La televisión digital terrena surgió con el objetivo de superar las limitaciones que tenía la televisión analógica terrena. Estas limitaciones son:

Calidad de la señal. La vía terrenal de transmisión constituye un medio mucho más hostil que la transmisión por cable o satélite. Tal vez el fenómeno más significativo, o cuanto menos el más perceptible, sea el de la propagación multitrayecto (eco).

La propagación multitrayecto consiste en la aparición de interferencias debidas a los ecos que se producen por reflexiones de la señal en obstáculos como edificios, montañas, etc. El efecto de la propagación multicamino hace que el canal se comporte como un medio dispersivo en el tiempo, distorsionando (linealmente) la respuesta frecuencial del canal, y haciendo que puedan aparecer profundos desvanecimientos (fadings) en la señal. Esto producirá en la señal efectos perturbadores como la pérdida de portadoras en las zonas atenuadas y la interferencia intersimbólica (ISI), además de

Monografía científica: Codificación y Difusión de la Televisión Digital

un posible incremento del ruido. Para evitar estos problemas, el sistema digital terrenal DVB-T utiliza una modulación multiportadora denominada COFDM (Modulación por División en Frecuencias Ortogonales con Codificación).

Congestión del espectro. La falta de robustez de las transmisiones analógicas frente a la propagación multitrayecto no solo tiene consecuencias para el usuario al hacer muy difícil la recepción portátil, sino para el operador al hacer la planificación de canales a lo largo de un territorio, dando que en transmisores o reemisores cercanos de emisión analógica, no se pueden rentelizar frecuencias.

El espectro disponible para la difusión terrenal europea está muy congestionado. Una de las principales ventajas que aporta el sistema de transmisión digital es la posibilidad de utilizar redes de frecuencia única (SFN) para dar cobertura a todo el área de servicio. Para ello se utilizan transmisores de baja potencia que emiten todos ellos el mismo programa a la misma frecuencia.

Otra de las ventajas del sistema digital está en el número de programas que se pueden transmitir en cada canal de UHF de 8 Mhz de ancho de banda. En digital un canal de 8 Mhz permite transportar diversos programas digitales. El número de programas que se pueden multiplexar en cada canal UHF dependerá del nivel de calidad elegido por el difusor, frente a la emisión analógica en al que por cada canal solo se puede emitir un solo programa.

Imposibilidad de incorporación de nuevos servicios. La falta de flexibilidad de las transmisiones analógicas vía terrenal impide el desarrollo de la implantación de nuevos servicios cada vez más demandados (TV de alta definición, vídeo bajo demanda, etc...) y que pueden ser cubiertos por las transmisiones digitales por satélite o por cable.

El esquema de un transmisor de televisión digital terrestre consta de los siguientes elementos.

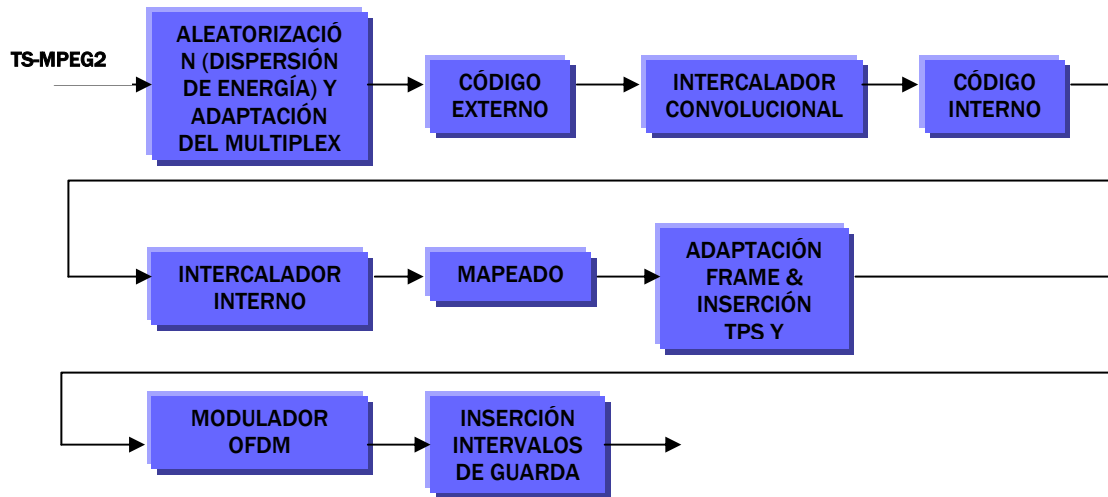


Figura 2.1. Esquema general modulación DVB-T.

La fuente de señal es la misma que la empleada para la TV terrestre analógica. Esta es una señal de vídeo en componentes analógica y una señal de audio también analógica que puede ser estéreo o mono. Ambas señales son convertidas a digital, según el proceso ya explicado anteriormente, en el módulo A/D. A la salida de este conversor disponemos de dos señales, vídeo y audio, muestreadas, cuantificadas y codificadas, pero que poseen una gran cantidad de información redundante que puede ser eliminada antes de la transmisión, con el fin de reducir el flujo binario y por tanto el ancho de banda de la señal a transmitir. El codificador MPEG-2 es el encargado de comprimir estas señales eliminando la máxima información posible sin que se produzcan pérdidas de calidad.

A la salida del codificador, las señales presentes son trenes elementales (Elementary Streams, ES) formados a por una cabecera y los datos del vídeo y el audio. Estos trenes es necesario ‘empaquetarlos’ antes de proceder a su difusión. El estándar establecido, Transport Stream (TS), son paquetes de 188 bytes pero no todos se corresponden con información útil. El módulo encargado de llevar a cabo este proceso es el multiplexor. [3]

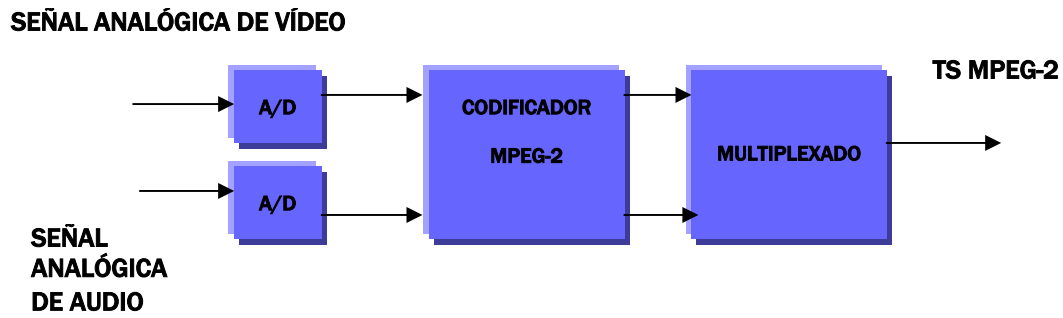


Figura 2.2. Generación del TS MPEG-2.

Seguidamente los TS son tratados con el objetivo de poder detectar y corregir en el receptor los errores que se pueden producir en el proceso de difusión. Estas medidas se basan, principalmente, en introducir una redundancia calculada en la señal (Forward Error Correction, FEC). Para el caso de la televisión terrestre, esta codificación de canal consta de las siguientes operaciones:

2.2. Inversión de sincronismo y dispersión de energía.

Esta parte del tratamiento no es la corrección de errores propiamente dicha, sino que está especificada como paso previo a la emisión para distribuir la energía en el espectro de RF.

Los paquetes de transporte (TS) tienen una longitud de 188 bytes, donde el primer byte es de sincronización cuyo valor es 47hex (01000111) transmitiéndose los bits de mayor peso al principio.

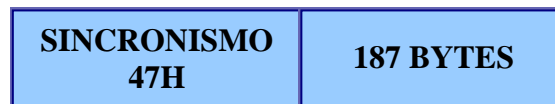


Figura 2.3 Transport Stream.

A fin de evitar series largas de “0” o de “1”, la señal debe hacerse cuasi aleatoria para asegurar la dispersión de energía del espectro de radiofrecuencia radiado (reparto uniforme de la energía en el canal de emisión). Esto se consigue desordenando (o

mezclando) los datos por medio de una secuencia pseudoaleatoria generada por el polinomio: $1+X^{14}+X^{15}$.

El esquema correspondiente al generador pseudoaleatorio, que es el mismo para desordenar y ordenar es relativamente sencillo. Consta de tres elementos:

1. Registro de desplazamiento de 15 bits que se inicializa con la secuencia 100101010000000. El registro de desplazamiento es del tipo FIFO.
2. Un sumador (OR-Exclusiva) que suma las secuencias pseudoaleatorias con la trama de entrada, obteniéndose una trama conforme a la regulación.
3. Un inhabilitador de aleatorización (AND) que permite habilitar o no el proceso, permitiendo la sincronización del sistema.

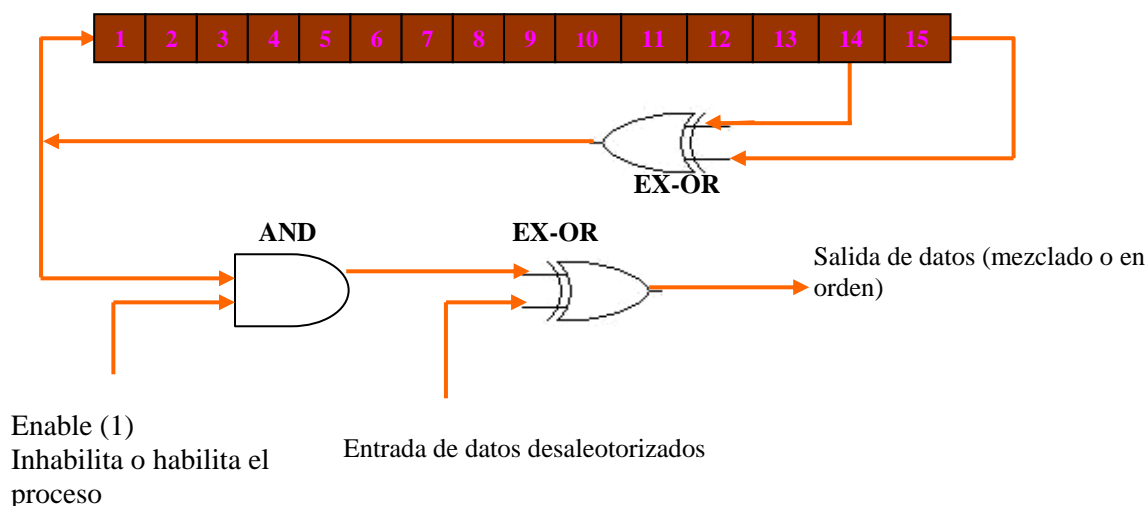


Figura 2.4 Aleatorizador / Desaleatorizador.

El generador pseudoaleatorio se reinicializa cada 8 paquetes de transporte cargando la secuencia '100101010000000' en su registro. Para iniciar la aleatorización el byte de sincronismo de la trama MPEG-2 se invierte cada 8 paquetes (47H pasa a B8H). Al llegar el byte de sincronismo invertido se carga la secuencia de inicialización en el registro de desplazamiento, el proceso de aleatorización comienza con el byte que va a continuación del sincronismo invertido, ya que este no se aleatoriza, manteniéndose el proceso hasta la llegada de un nuevo byte de sincronismo invertido.

Con objeto de mantener las funciones de sincronización del sistema, no se aplica la aleatorización a los bytes de sincronismo (47H). Para ello no se detiene el proceso de generación de la trama pseudoaleatoria, sino que se inhabilita durante el byte, llevando la entrada del enable a masa.

Este proceso de aleatorización deberá estar activo también en ausencia de señal o cuando el código fuente no es formato MPEG-2.[3]

2.3. Codificación externa Reed-Solomon (204,188,T=8).

Esta codificación se basa en la introducción, en cada paquete de 188 bytes, 16 bytes de redundancia, dando como resultado paquetes de 204 bytes de longitud. Estos 16 bytes de redundancia se generan a partir de los bytes de cada paquete. Los 16 bytes de redundancia corrigen y detectan en recepción hasta 8 bytes erróneos por paquete.

Para poder corregir la mayor parte de los errores introducidos por el canal de transmisión, es necesario introducir una redundancia en la señal que permitiera detectar y, hasta cierto punto, corregir estos errores.

DVB especifica para todos los modos de transmisión una codificación llamada 'externa', por oposición a la codificación complementaria 'interna'. Este código es el de Reed-Solomon o RS(204,188,T=8). Este código se caracteriza por los tres parámetros (N,K,T) que definen el tamaño de los bloques sobre los que actúa y el número de errores que puede corregir:

N es el tamaño del bloque después de codificado.

K es el tamaño del bloque original.

T es el número de elementos que se pueden corregir.

Este código está bien adaptado a la corrección de los errores en ráfaga introducidos por el canal, por eso ha sido escogido como algoritmo de codificación llamado 'externo' para la televisión digital DVB cuyos elementos básicos son byte.

En este caso el tamaño de los bloques originales es el de los paquetes de transporte ($K=188$ bytes); el código Reed-Solomon especificado aumenta en 16 bytes el tamaño de los bloques ($N=204$ bytes) y su distancia mínima de Hamming es $d=17$ bytes, lo que permite corregir hasta $T=(d-1)/2 = 8$ bytes erróneos. Se especifica como RS(204,188,T=8) y su rendimiento se expresa como $N/K=188/204=0.92$.

Los elementos del código deben estar lo más distante posible unos de otros, de forma que puedan ser diferenciados en caso de error. Se llama distancia de Hamming entre dos elementos al número de bits situados en la misma posición y diferentes entre sí. Si d es la distancia Hamming del código se demuestra que el número de errores susceptible de ser corregidos es $T=(d-1)/2$.

Toda la ciencia de la codificación consiste, para una longitud N y una distancia d dadas, en encontrar el código que garantice la K más grande, o sea, el mayor rendimiento posible. Este tipo de corrección no precisa de un enlace bidireccional, al contrario de otros métodos como el de paridad.

Paridad. Consiste en sumar, durante la emisión, todos los bits de la palabra que se va a transmitir y añadir un bit adicional llamado ‘bit de paridad’ que valdrá “0” si la suma de todos los bits es par y “1” si es impar (paridad par) o viceversa (paridad impar).

En la recepción el equipo receptor efectúa la misma operación y compara su resultado con el bit de paridad transmitido:

- Si no hay errores (o un número par de errores) estos bits son idénticos.
- Si hay un error (o un número impar de errores) son diferentes.

La paridad sólo es útil en el caso donde la probabilidad de encontrar más de un error por palabra sea pequeña y cuando el sistema de comunicación sea bidireccional: el receptor que detecte un error puede solicitarle al emisor que le envíe de nuevo el mensaje que ha recibido corrupto.

Por encima de los 8 bytes erróneos, el paquete se marcará como erróneo e incorregible por el decodificador del canal, dejando a los circuitos siguientes del receptor la decisión acerca de la suerte que le tengan reservada.[1]

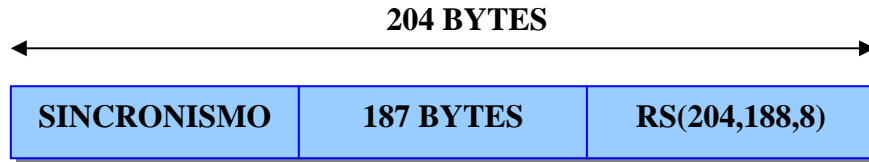


Figura 2.5 Formato de los paquetes de transporte corregidos.

Distancia Hamming.

Es útil aclarar en este punto el concepto de **distancia de Hamming**. Esta se refiere al mínimo número de bits que deben cambiarse en una palabra de código sin convertirla en otra palabra de código. Claramente, si los errores deterioran una palabra de código hasta dejar de ser tal, será definitivamente detectable y posiblemente corregible. Si los errores convierten una palabra de código en otra no será detectable.

La siguiente figura muestra un diagrama relativo a la distancia de Hamming. Se usa una palabra de código de 3 bits con 2 bits de datos y 1 de paridad. Con 3 bits, un código podría tener 8 combinaciones, pero sólo 4 de ellas son palabras de código. Las palabras de código válidas se muestran resaltadas. Sin resaltar se muestran las palabras recibidas que resultarían de un error de un solo bit, o sea, que tienen una distancia de Hamming de 1. Esta representación recibe el nombre de Diagrama de Venn. En él hay un conjunto en el que el MSB es 1 (círculo superior), otro en el cual el bit central es 1 (círculo inferior izquierda) y otro en el que el LSB es 1 (círculo inferior derecha). Observamos que al cruzar cualquier frontera cambia sólo 1 bit y, por tanto, cada frontera representa un cambio de distancia de Hamming 1. Errores de un solo bit en cualquier palabra de código producen una no-palabra de código, y por ello los errores de 1 sólo bit son siempre detectables.

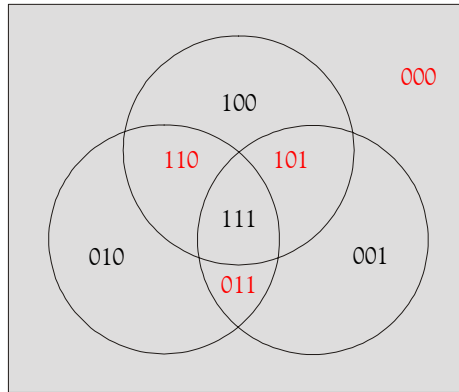


Figura 2.6 Diagrama de Venn.

La corrección es posible si el número de no-palabras de código se incrementa, aumentando el número de bits redundantes. Esto significa que es posible distribuir las palabras de código reales en términos de distancia de Hamming. A continuación se muestran varios ejemplos de distancias de Hamming:[6]

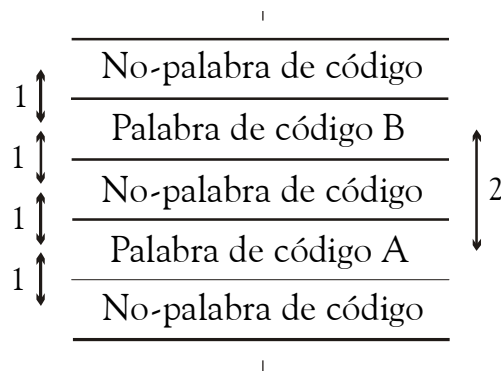


Figura 2.7 Distancia de Hamming 3.

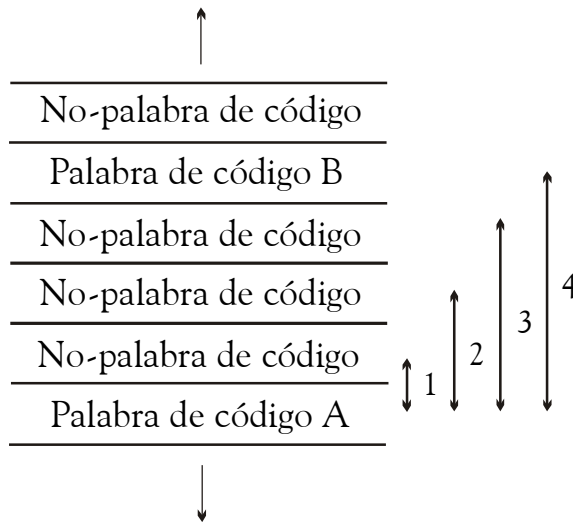


Figura 2.8 Distancia de Hamming 4.

2.4. Intercalador convolucional ‘INTERLEAVE’ (Dispersión temporal de errores).

Esta etapa sirve para aumentar la eficiencia de la codificación Reed-Solomon. El proceso de interleaving (entrelazado) se aplica a los paquetes protegidos por el proceso de codificación Reed-Solomon con objeto de evitar ráfagas de errores consecutivas producidas por el canal. Estas ráfagas de errores se producen a menudo afectando a varios bytes consecutivos, sobrepasando de esta forma la capacidad de corrección del código Reed-Solomon (8 bytes por paquete). Se procede a un ‘entrelazado’ temporal de los bytes modificando su orden de transmisión con el objeto de evitar estas ráfagas. Estas sucesiones de errores indeseables son repartidas por el paquete en el proceso de interleaving, siendo tratadas como errores individuales, pudiendo ser detectados y corregidos en recepción.

Este proceso, ilustrado en la siguiente figura, se conoce con el nombre de Forney convolutional interleaving.

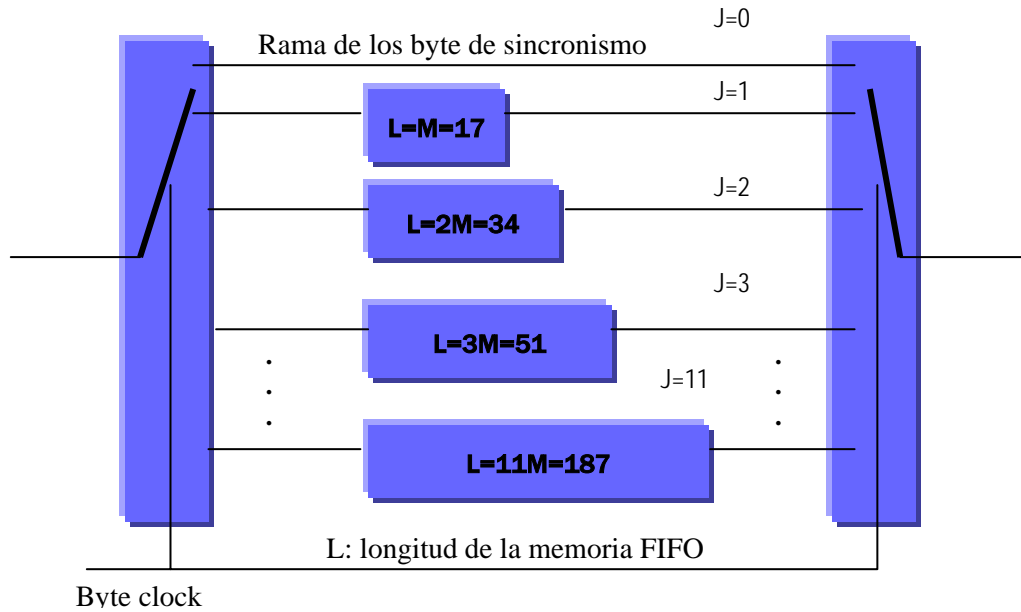


Figura 2.9 Intercalador convolucional.

El entrelazador (interleaver) es un dispositivo que ordena la secuencia de símbolos de una manera determinista. Los parámetros del dispositivo son I y L, teniendo el significado siguiente:

- La separación mínima a la salida del entrelazador es I símbolos para dos símbolos cualesquiera que están separados por menos de L símbolos a la entrada del interleaver.
- Cualquier ráfaga de errores consecutiva insertada en el canal de transmisión de cómo resultado errores individuales a la salida del entrelazador.

De las posibles formas de realizar un ‘interleave’, DVB elige el intercalado convolucional, en el que la separación entre dos datos originalmente consecutivos no es siempre la misma.

Esto se realiza con una ‘batería’ de I registros de desplazamiento FIFO (a la I se le denomina profundidad del intercalador o número de ramas) cada uno de ellos con una longitud (o número de posiciones de memoria o profundidad del registro) distintos, pero

múltiplos enteros consecutivos de un valor M (así tendrán ramas con un retardo JM con $J=0,1,2,\dots,I-1$). El dato básico que se memoriza y se desplaza es 1 byte.

Cada desplazamiento dentro del registro se realiza al entrar un nuevo dato y no simplemente ante un nuevo ciclo de reloj del sistema.

El valor de I es 12 para DVB y el de M es 17, pues $12 \times 17 = 204$. De esta manera se puede realizar el intercalado sin afectar a la posición precisa y equiespaciada de los bytes de sincronización, y manteniendo una estructura de paquetes de 24 bytes con el byte de sincro al principio.

Estos paquetes de 204 bytes ya no contienen los datos originales de los paquetes de 188 bytes más los 16 bytes de redundancia, sino que cada paquete intercalado 'n' contiene el byte de sincronismo del paquete original 'n' y otros $M-1$ (16) datos de dicho paquete original 'n' en sus posiciones originales, pero escogidos cada I (12) datos. En medio de cada dos valores originales aparecen otros $I-1$ (11) valores cada uno proveniente de un paquete original distinto pero siempre anteriores, hasta un total de $I-1$ (11) paquetes anteriores.

En resumen, cada paquete nuevo de 204 bytes se puede dividir en M (17) grupos de I (12) datos. Cada uno de los 12 proveniente de un paquete anterior distinto, empezando por el dato del propio paquete y siguiendo por el dato del paquete más cercano.

Desde el punto de vista del intercalado, los datos de cada paquete se desperdigan por I paquetes (el propio y los $I-1$ siguientes) a razón de M datos en cada paquete. Los datos ocuparán en el nuevo paquete la misma posición relativa respecto al byte de sincro que en el paquete original.[3]

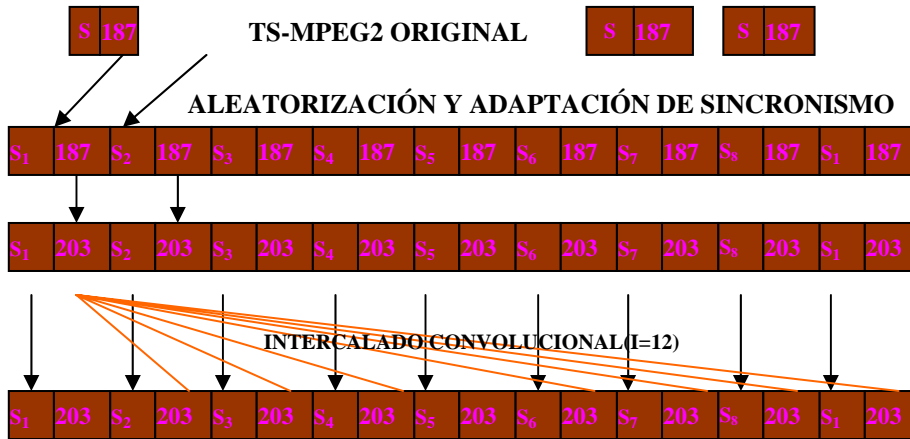


Figura 2.11. Organización de datos hasta el intercalador.

Ejemplo.

Intercalado de paquetes de 12 bytes usando un intercalador de I = 4 y M = 3.

- 0A 0B 0C 0D 0E 0F 0G 0H 0I 0J 0K 0L
- 1A 1B 1C 1D 1E 1F 1G 1H 1I 1J 1K 1L
- 2A 2B 2C 2D 2E 2F 2G 2H 2I 2J 2K 2L
- 3A 3B 3C 3D 3E 3F 3G 3H 3I 3J 3K 3L
- 4A 4B 4C 4D 4E 4F 4G 4H 4I 4J 4K 4L
- 5A 5B 5C 5D 5E 5F 5G 5H 5I 5J 5K 5L
- 6A 6B 6C 6D 6E 6F 6G 6H 6I 6J 6K 6L

Figura 2.12. Paquetes de 12 bytes.

Una forma sencilla de calcular el nuevo orden, consiste en numerar las posiciones originales de los bytes desde 1 y sin límite por la longitud del paquete, y usar ese número para identificar la posición en los paquetes intercalados.

- (1) 0A 0B 0C 0D 0E 0F 0G 0H 0I 0J 0K 0L (12)
- (13) 1A 1B 1C 1D 1E 1F 1G 1H 1I 1J 1K 1L (24)
- (25) 2A 2B 2C 2D 2E 2F 2G 2H 2I 2J 2K 2L (36)
- (37) 3A 3B 3C 3D 3E 3F 3G 3H 3I 3J 3K 3L (48)
- (49) 4A 4B 4C 4D 4E 4F 4G 4H 4I 4J 4K 4L (60)
- (63) 5A 5B 5C 5D 5E 5F 5G 5H 5I 5J 5K 5L (72)
- (73) 6A 6B 6C 6D 6E 6F 6G 6H 6I 6J 6K 6L (84)

■ Numeración del primer y último elemento de cada paquete

Figura 2.12. Numeración de todos los bytes.

Se empieza por el 1 y se dejan I-1 (3) huecos y se pone el siguiente valor no cambiado que será el 5 y se vuelven a dejar I-1 huecos y así sucesivamente se obtienen los datos que no cambian. Se puede comprobar que el dato 13 (el siguiente byte de sincro) queda sin cambiar.



Figura 2.14 Reordenación de los bytes.

Los valores intercalados entre los no modificados se pueden calcular fácilmente restando del anterior la cantidad $I \times M - 1$ (11). El resultado obtenido marca el nuevo orden de los datos originales. Si la cantidad de la resta es negativa, indica que corresponde a datos anteriores al considerado como 1. La ‘ristra’ de valores obtenidos debe dividirse en paquetes de 12 bytes y se comprobará que la inicial de cada paquete (byte de sincro) es el inicial del paquete original.

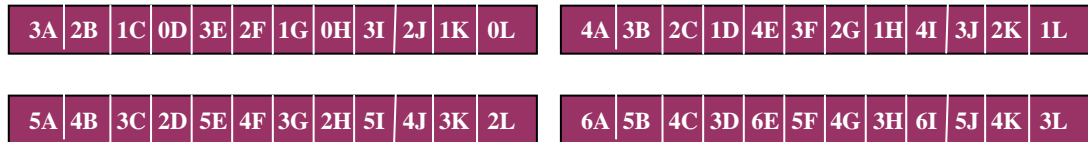


Figura 2.15 Reordenación final de todos los bytes.

De esta manera, una ráfaga de errores después de su recolocación temporal en el receptor, se encontrará repartida entre dos paquetes consecutivos, y permanecerá la mayoría del tiempo dentro de los límites de capacidad de corrección del código Reed-Solomon.

2.5. Codificador convolucional (codificación interna o ‘viterbi’).

Este código actúa a nivel de bloques de longitud no predeterminada (en la práctica se tratará de un tren binario continuo de una longitud cualquiera). Está destinado a corregir errores aleatorios relativamente aislados, normalmente como complemento a una codificación por bloques.

Se trata de un código de protección contra errores adecuado para señales con relación portadora ruido baja. Este código permite escoger el nivel de protección más adecuado para cada servicio con diferentes tasas binarias.

Su funcionamiento se basa en la transformación del tren binario de entrada en ‘n’ trenes binarios de salida, que son otras tantas combinaciones de sumas (módulo 2) entre el tren de entrada y las salidas o ‘tomas’ de cada etapa de un registro de desplazamiento, a la entrada del cual el tren también se aplica (el tren progresa una etapa con cada nuevo bit aplicado a la entrada).

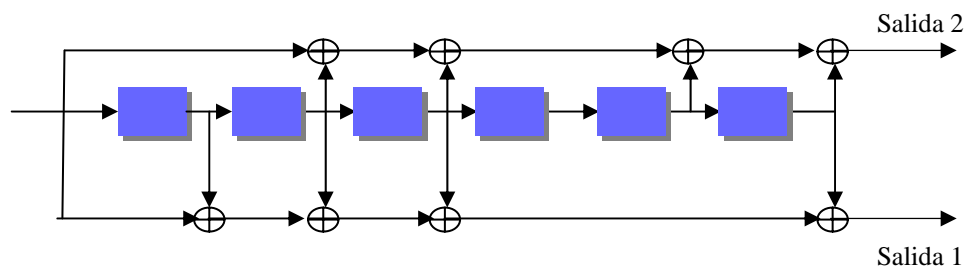


Figura 2.16. Codificador convolucional.

El código se caracteriza por los siguientes parámetros:

- R_c , índice de emisión(rate): relación entre el número de bits de entrada y de salida.
- K , longitud obligatoria: número de registros de memoria incluyendo el bit entrante. Se implementan $k-1$ retardos. 2^{k-1} es el número de estados del codificador.
- G_1 , suma generatriz para X .

- G_2 , suma generatriz para Y.

DVB fija el valor $K=7$ en todos los casos y tan solo dos polinomios, sin embargo se pueden elegir hasta 5 ‘rates’ distintos ($1/2$, $2/3$, $3/4$, $5/6$, y $7/8$).

Las sumas generatrices G_1 y G_2 se describen aplicando de izquierda a derecha un “1” a las tomas realmente utilizadas y un “0” a las no utilizadas.

Además se define un parámetro d_{free} (distancia límite) que es una medida de la capacidad de corrección del código: cuanto más elevada es esta cifra, más eficaz es la corrección.

La decodificación de estos códigos se efectúa generalmente por medio del algoritmo de Viterbi, del nombre de su inventor (1969).

El caso de la norma DVB se ilustra esquemáticamente en la siguiente figura:

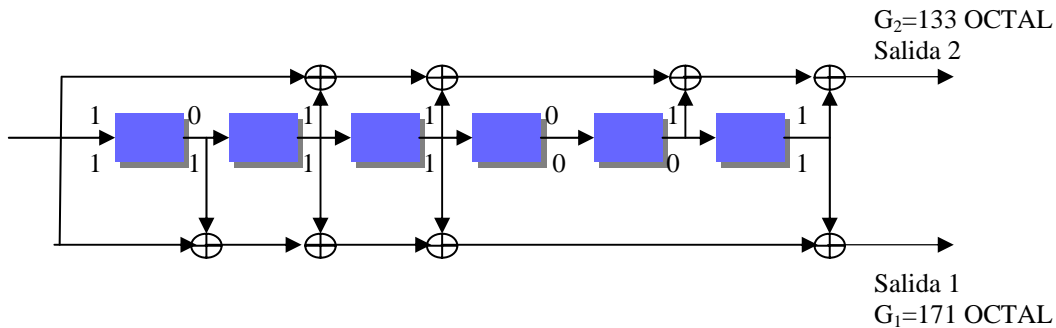


Figura 2.17. Codificador convolucional.

La gran redundancia introducida por este código (100%) permite una corrección de errores muy potente, indispensable en caso de transmisiones con una baja relación señal a ruido, aunque reduce a la mitad la eficiencia espectral del canal.

La codificación convolutiva permite, sin embargo, la no-transmisión de todos los bits de las salidas X (Salida 1) e Y (Salida 2), efectuando una operación llamada picado (‘puncturing’) de los trenes de salida, reduciendo así la redundancia del código. El principio consiste en suprimir un bit de una de las dos salidas mientras que el bit

Monografía científica: Codificación y Difusión de la Televisión Digital

simultáneo de la otra salida si se transmite. A la salida del ‘puncturing’ tenemos una única salida resultado de la serialización de las señales X e Y, a diferencia de la transmisión por satélite, donde a la salida tenemos dos señales I y Q que entran directamente al modulador QPSK.

El sistema ha de ser flexible y debe permitir otros códigos como $2/3, 3/4, 5/6, 7/8, \dots$, esta flexibilidad permite optimizar la tasa binaria en función de la potencia transmitida. Debe tenerse en cuenta que mayor protección contra errores significa mayor tasa binaria que conduce a un mayor ancho de banda por programa.

Estas cifras (R_c) representan la relación entre el flujo útil y el flujo realmente transmitido. Los códigos $2/3, 3/4, 5/6, 7/8, \dots$, son obtenidos a partir del código $1/2$, utilizando la eliminación puntual (‘puncturing’), que consiste en la eliminación de algunos bits de salida del codificador convolucional. Por ejemplo, $R_c=2/3$ es el producto de $1/2$ (código convolutivo) por $3/4$ (el picado guarda 3 bits de cada 4).

Esta operación aumenta la capacidad de transmisión del canal a costa de una reducción de la distancia límite (d_{free}), por tanto, de la capacidad de corrección de los errores aleatorios debidos al ruido. La elección del R_c por el radiodifusor será un compromiso entre el flujo útil del canal y la extensión de la zona de servicio perseguida para una potencia de emisión.

El código convolucional de Viterbi es un código en el que los bits no son generados a partir de otros de manera secuencial ya que cada bit depende de los anteriores y siguientes, es decir, tiene memoria, por lo tanto en un código de protección contra errores con memoria. [1]

2.6. Intercalador interno.

Como se puede ver en la siguiente figura, la señal que sale del codificador convolucional ‘punctured’ pasa por un intercalador llamado interior que realiza dos intercalados y la salida se ‘mapea’ a dos señales IQ dependiendo del tipo de modulación (constelación) elegido para las portadoras. Estas dos señales de salida modularán a las portadoras OFDM. Cada pareja IQ (esto es, cada símbolo) modula una portadora.

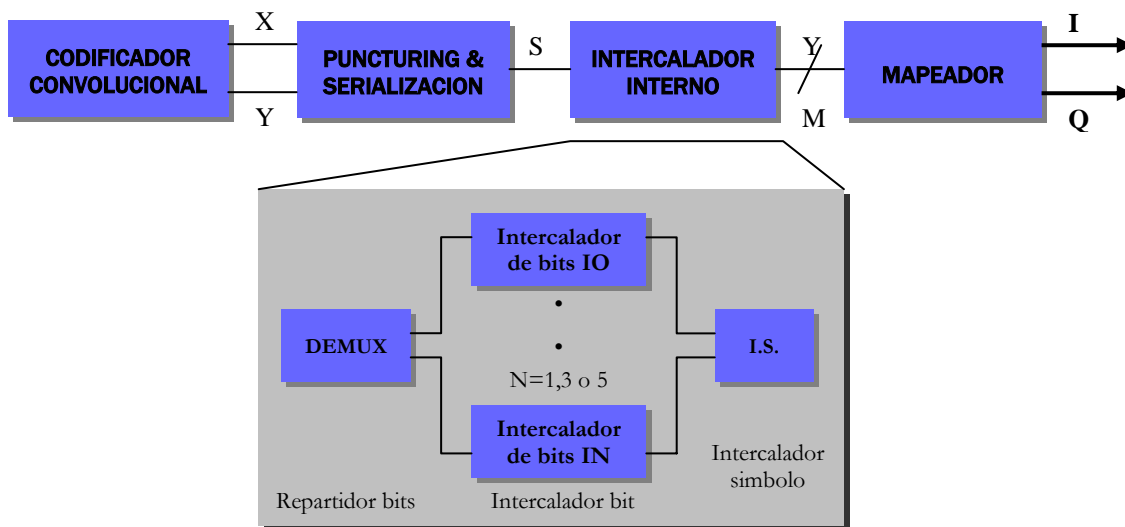


Figura 2.18. Intercalador interno.

Las señales IQ son multinivel y cada pareja (I_k, Q_k) determina un símbolo o estado de la modulación de la portadora correspondiente ‘k’. La entrada al mapeador es una sucesión de bits agrupados en m_{tulpa} (con $m = 2, 4$ ó 6 según la constelación elegida), cada m_{tulpa} la denominaremos ‘ Y_n ’ y define un símbolo de la constelación (‘z’). La entrada al intercalador interior es una sucesión de bits, que provienen del codificador interior (‘ s_i ’).

Por concordancia con la nomenclatura de la norma, las salidas IQ se renombran como $Re[z]$ e $Im[z]$ respectivamente, siendo ‘z’ la denominación genérica del símbolo de la modulación QPSK ó QAM.

La sucesión de bits 's_i' que entra al intercalador interno se separa en m flujo de bits (el valor de 'm' será acorde a la m_tulpa o símbolo que corresponda por la modulación) mediante un demultiplexador. Cada flujo resultante pasa por un intercalador de bloque con una función de intercalado distinta, pero con un tamaño de bloque de intercalado que en todos los casos es de 126 bits. Las 'm' salidas que en cada momento entreguen los 'm' intercaladores constituyen la m_tulpa en formato paralelo (símbolo). Este símbolo está constituido por 'm' bits que no son consecutivos en la sucesión 's_i' de entrada, por lo que el símbolo contiene un intercalado de bits.

El símbolo sufre a continuación un intercalado con respecto a otros símbolos que van obteniéndose, de modo que los símbolos Y_n que salen del intercalador de símbolos no mantienen el mismo orden con que entraron a él. Dado que cada símbolo que sale define la modulación que se realiza a cada una de las portadoras OFDM, se dice que el intercalado de símbolos equivale a un intercalado de frecuencias portadoras, en el sentido de que dos portadoras consecutivas no llevan los datos de dos símbolos consecutivos. Al desordenar símbolos lo que se está consiguiendo es separar portadoras (cada símbolo modula una portadora) que estén correladas entre sí de forma que ante un desvanecimiento profundo la posibilidad de que símbolos contiguos se vean afectados sea pequeña. Así, una portadora atenuada puede ser recuperada a partir de la correlación que existe con otras portadoras que no han sido atenuadas. Este intercalado es de bloque y el tamaño del bloque es igual al número de portadoras OFDM, de modo que el intercalado de símbolos se hace dentro de un mismo símbolo OFDM.

El barajador de símbolo es el primer bloque del transmisor que se ve afectado por el modo de transmisión (ver principios de la modulación). Dependiendo del modo utilizado la profundidad de trabajo de este barajador será de 1512 posiciones en el modo 2K o 6048 en el modo 8K; con profundidad de trabajo se quiere decir la cantidad de símbolos que se cogen cada vez para desordenar. Puesto que en el barajador de bits, en cada ejecución, se crean grupos de 126 bits (símbolos) hacen falta 12 ejecuciones de este barajador para cubrir las 1512 posiciones en el caso de trabajar en el modo 2K, mientras que para cubrir las 6048 posiciones del modo 8K hacen falta 48 ejecuciones. [3].

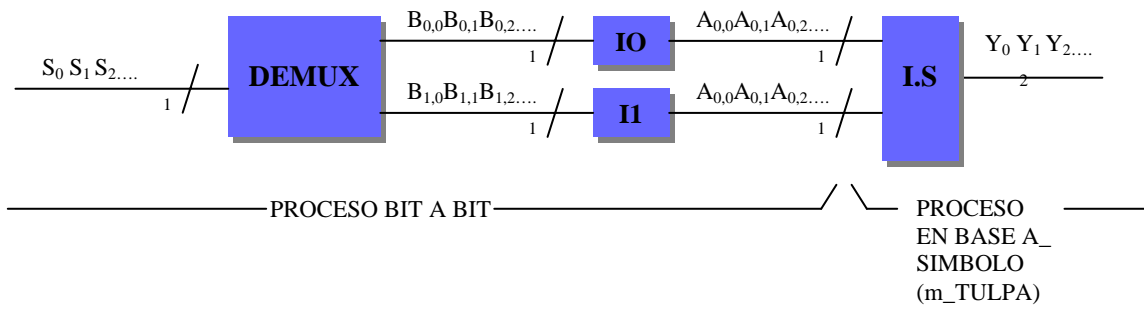


Figura 2.19 Intercalador interno para QPSK.

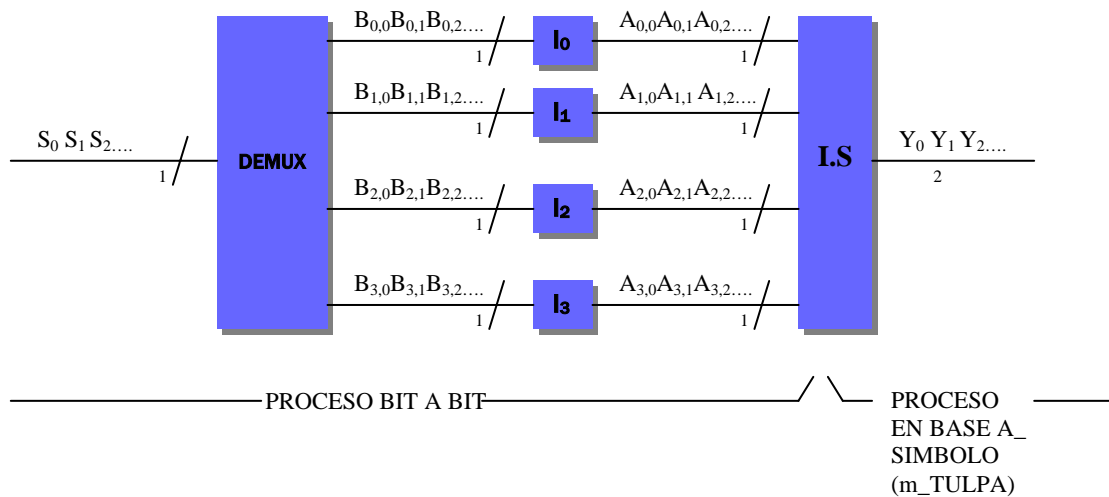


Figura 2.20 Intercalador interno para 16-QAM.

2.7. Mapeado.

Aunque el proceso de intercalado interior, más concretamente el de símbolo, exige disponer de la casi totalidad de los símbolos de entrada para poder intercalarlos, la salida puede irse tomando en intervalos de tiempo menores, cada vez que tengamos un símbolo de ‘m’ bits definitivo. Cada uno de estos intervalos diremos que se corresponden con momentos de tiempo “n”, de forma que el símbolo definitivo con todo el intercalado interior se caracteriza por un vector $Y_n = [y_{0,n} \ y_{1,n} \ \dots \ y_{m-1,n}]$ de ‘m’ bits.

A partir de este vector, debe obtenerse un símbolo de una modulación QPSK o QAM, con una componente en fase y otra en cuadratura como corresponda a la constelación. Para ello, el vector se divide en otros dos vectores por de multiplexado simple usándose los bits pares para constituir el vector que modula en fase o vector ‘real’ y los bits impares para el vector que modula en cuadratura o vector ‘imaginario’.

No existe una modulación física de unas portadoras, por lo que no se usa la denominación IQ para estas señales sino $\text{Re}[z]$ e $\text{Im}[z]$. Estas señales son multinivel tomando niveles según la combinación de bits de cada vector. Como se observa en la figura, los niveles son $\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7$. Estos valores son los coeficientes para ‘sintetizar’ el símbolo OFDM. Dado que un coeficiente se considera real y otro imaginario, hablamos de un dato complejo (llamado ‘z’) obtenido a partir de una m_tulpa.[3]

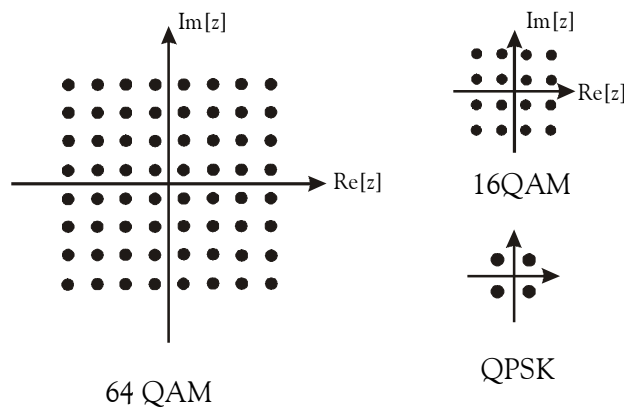


Figura 2.21. Constelaciones.

2.8. Modulación COFDM.

Principios de la modulación.

Esta modulación es un sistema de transmisión en paralelo, es decir, varios datos son transmitidos en el mismo instante de tiempo por múltiples portadoras (modulación QAM o QPSK), portadoras que se eligen de forma que sean ortogonales entre sí. El principio de ortogonalidad define la separación entre portadoras de manera que sea exactamente igual al recíproco del periodo de símbolo útil.

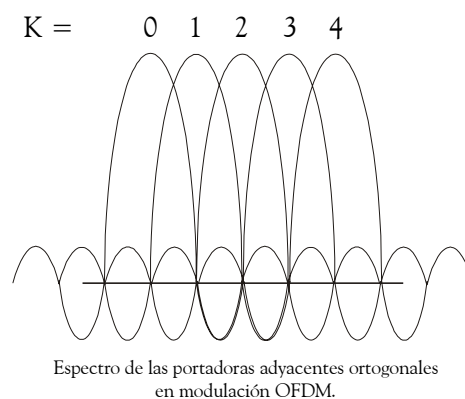


Figura 2.22 Portadoras ortogonales.

La ortogonalidad entre portadoras puede ser mantenida siempre y cuando el canal no introduzca interferencia entre símbolos (ISI). En la práctica los canales siempre introducen ISI y para evitarla se utiliza en esta modulación el concepto de intervalo de guarda, que se explicará más adelante de forma detallada.

El concepto de lo que se hace fundamentalmente en esta modulación se puede entender de esta manera: tenemos una secuencia de símbolos que queremos transmitir; estos símbolos se ven como puntos en frecuencia de una señal. Por esto se agrupan de N en N (a cada grupo de N símbolos se le denomina supersímbolo) y se hace una FFT inversa. El número de portadoras que vamos a tener se corresponde con el número de puntos que van a ser procesados en el algoritmo de la IFFT. En recepción bastará aplicar la transformada directa de Fourier a las muestras recibidas para recuperar la secuencia de datos transmitida.

En el estándar de esta modulación hay dos modos de transmisión con 2K o 8K portadoras. En un caso se emplea una FFT de 2048 puntos mientras que en el otro caso la FFT es de 8192 puntos. Sin embargo, la información útil transmitida por segundo es igual en los dos sistemas, dado que en uno se transmite más rápido pero menos información de cada vez y con igual ancho de banda. Hay diferencias entre el uso de un modo u otro, ya que en el modo 2K hay una mayor separación entre portadoras lo que disminuye los efectos de las interferencias y en el modo 8K el hecho de que haya un mayor número de portadoras provoca que sea más sencilla la realización de la igualación (la igualación consiste en eliminar la influencia del canal sobre los datos

mediante alguna técnica de filtrado inverso que suele requerir del conocimiento del canal).

Otro aspecto de interés de la modulación es el ancho de banda que ocupa. El estándar toma como valores para el periodo de símbolo útil $T_0 = 224 \mu\text{s}$ para el modo 2K y $T_0 = 896 \mu\text{s}$ para el modo 8K. Para mantener el principio de ortogonalidad se obtiene como espacio entre portadoras $1/T_0 = 4464 \text{ Hz}$ (modo 2K) y $1/T_0 = 1116 \text{ Hz}$ (modo 8K) con lo que se obtiene un ancho de banda para ambas modulaciones de 7,61 Mhz, que es lo suficientemente pequeño como para poder ser transmitido en las bandas del espectro de UHF existentes para la transmisión de señal de televisión analógica (8 Mhz). El ancho de banda obtenido es fruto de multiplicar $1/T_0$ por 1705 ó 6817 y no por 2048 ó 8192 como cabría esperar. El motivo de estos números reside en que en esta modulación se trabaja con tramas MPEG junto con algunos símbolos de control que dan lugar a 1075 ó 6817 símbolos a transmitir. A la hora de hacer la IFFT se completa con ceros, que al ser vistos en frecuencia, no afectan al ancho de banda final de la señal modulada.

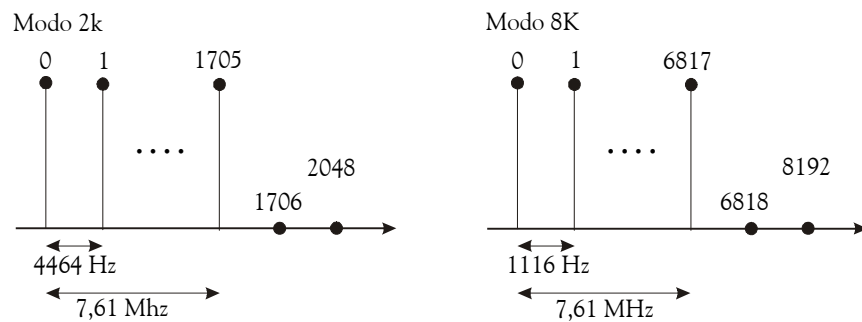


Figura 2.23 Portadoras modos 2K y 8K

Modulador.

En el segundo bloque del intercalador interno, la unidad de trabajo ya eran los símbolos. Realmente se trabaja con grupos de bits que posteriormente iban a dar origen a los símbolos. Justamente este elemento, el modulador, será el que se encargue de hacer la conversión de grupos de bits a símbolos.

Las constelaciones recogidas en el estándar son las siguientes: QPSK, 16-QAM y 64-QAM. Todas estas constelaciones tienen en común que la asignación binaria de los

Monografía científica: Codificación y Difusión de la Televisión Digital

elementos se corresponde a un código Gray. Un código Gray se caracteriza por tener una diferencia de un solo bit entre dos símbolos que estén a distancia mínima. Si la relación señal a ruido es suficientemente alta es mucho más probable que un símbolo sea confundido con un símbolo vecino que con otros que disten mucho del símbolo inicialmente transmitido.

De los bits que forman parte de la asignación binaria de un símbolo, algunos de ellos están relacionados con la parte real del mismo y otros con la parte imaginaria. Por ejemplo, en el caso de emplear una 64-QAM (6 bits), los bits 0,2 y 4 están relacionados con la parte real de los símbolos y los bits 1,3 y 5 con la imaginaria.

Los símbolos de la constelación deben ser multiplicados por unos valores para conseguir que estén normalizados en energía.

Adaptador de trama.

Llegados a este punto ya tenemos una representación en forma compleja de los datos que se desea transmitir. Además estos datos llevan incorporadas técnicas de protección contra errores que han sido implementadas en bloques descritos anteriormente. Pero aunque ya tenemos los datos preparados para ser transmitidos es necesario enviar alguna información adicional para que el receptor pueda realizar una correcta decodificación de los datos.

Como se vio anteriormente, en el modo 2K se tenían 1512 símbolos cada uno de los cuales va a modular una portadora, sin embargo se van a transmitir 1705 portadoras, es decir 193 portadoras llevarán información adicional. En el modo 8K se dispondrá de 769 portadoras.

La información adicional que va a ser transmitida es:

- Señales piloto. Van a servir para conseguir sincronización y una estimación del comportamiento del canal. Hay dos tipos de señales piloto atendiendo a su disposición dentro del supersímbolo. Diferenciamos entre aquellas que siempre modulan las mismas portadoras y aquellas otras que modulan distinta portadora en función de la posición del supersímbolo dentro de la trama COFDM. La característica

diferenciadora entre las portadoras de las señales piloto y el resto de las portadoras es que las primeras son transmitidas con una potencia mayor. Para los símbolos de datos la energía vale 1 mientras que para las portadoras de las señales pilotos esta energía vale 16/9. Como se ha dicho hay dos tipos de señales piloto, las de posición fija que ocupan 45 portadoras en el modo 2K y 177 en el modo 8K y las de posición variable que cambian su posición de supersímbolo a supersímbolo siguiendo un patrón que se repite cada cuatro supersímbolos.

- Señales de información del sistema (TPS, ‘transmission parameter signalling’). Se utilizarán para indicar en el receptor cuales son los parámetros empleados en transmisión, como puede ser el modo usado, el valor del intervalo de guarda,...La función de esta señalización es llevar los parámetros con los que está trabajando el esquema transmisor hasta el receptor, para que éste pueda hacer una correcta decodificación de la señal que le llega. En concreto la información que se transmite es:
 - La constelación empleada.
 - El valor del intervalo de guarda.
 - La tasa del codificador convolucional.

La información del sistema modula las mismas portadoras dentro de un supersímbolo OFDM. El número de portadoras usadas es de 17 en el modo 2K y 68 en el modo 8K. Las portadoras de información del sistema emplean la modulación DBPSK.

La señal que se va a transmitir soporta una estructura de trama como la mostrada en la siguiente figura:

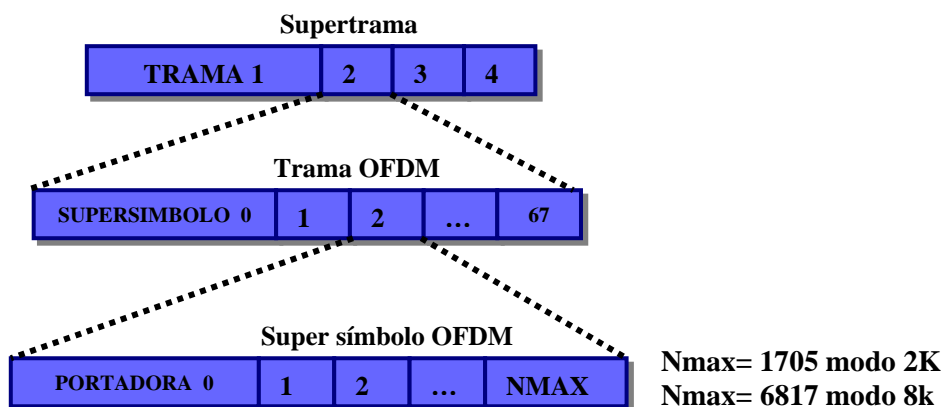


Figura 2.25 Estructura de trama.

El elemento básico es la trama OFDM; cada trama se divide en 68 supersímbolos y por último, cuatro tramas, constituyen una supertrama.

IFFT (Inverse Fast Fourier Transform).

Una vez se tienen todos los datos distribuidos en frecuencia, el siguiente paso que establece el estándar es la aplicación de la IFFT con lo cual, a partir de este punto, se pasa a trabajar en el dominio temporal.

Para que sea eficiente el algoritmo de la IFFT, el número de puntos con los que se debe trabajar tiene que ser potencia de dos, por lo que en el modo 2K se trabaja con 2048 puntos y en el modo 8K con 8192.

Intervalo de guarda.

Este es el último bloque del transmisor y trata de combatir la propagación multitrayecto, ya que ésta es una característica habitual en el tipo de canal para el que está destinada esta modulación.

Para la consecución de este objetivo, la modulación emplea una técnica que consiste en habilitar un cierto intervalo temporal que se añade al intervalo de tiempo necesario para la transmisión de un supersímbolo. Con esto se evita que unos símbolos se ven afectados por otros (interferencia intersímbolo), aunque un símbolo siempre puede ser afectado por una versión retardada de sí mismo (interferencia intrasímbolo).

Los efectos anteriormente mencionados se pueden ver en la figura de abajo, en donde el símbolo K de la señal directa se ve afectado por la versión retardada de sí mismo. Pero si la duración del intervalo de guarda (Δ) está bien dimensionada, el símbolo K de la señal directa no se ve afectado por el símbolo K-1 de la señal retardada, cosa que sí ocurriría en caso de no existir el intervalo de guarda.

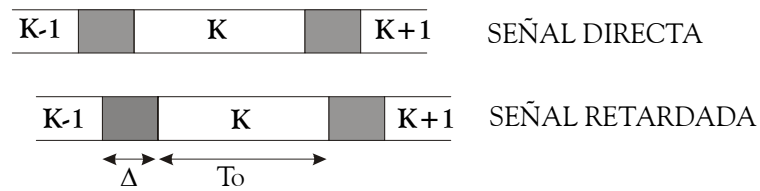


Figura 2.26 Efectos del intervalo de guarda.

La realización de este bloque se lleva a cabo mediante una extensión cíclica de la salida de la IFFT. Esto nos lleva a que la duración total del periodo de símbolo será $T_{\text{símbolo}} = T_0 + \Delta$, siendo T_0 la parte que denominábamos como parte de símbolo útil, pues en ese intervalo se concentra toda la información transmitida, y Δ la duración del intervalo de guarda. Esta extensión cíclica no es más que la copia de un determinado número de las últimas muestras de salida de la IFFT, y la colocación al principio a modo de prefijo, como se muestra en la siguiente figura:

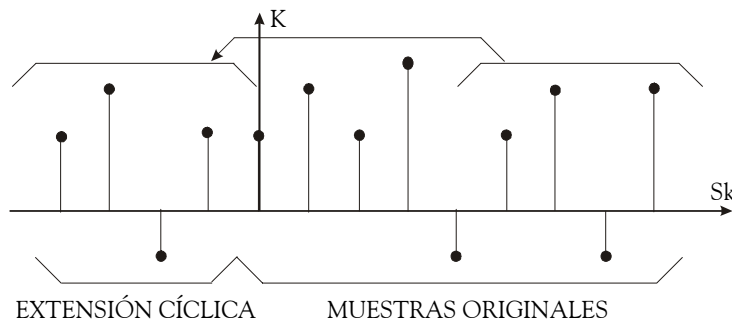


Figura 2.27 Extensión cíclica que constituye el intervalo de guarda.

La desventaja de la introducción del intervalo de guarda estriba en una reducción de la eficiencia espectral, ya que hay que transmitir muestras duplicadas que no aportan nueva información.

El estándar considera cuatro posibles valores para la duración del intervalo de guarda. Estos cuatro valores son 1/4, 1/8, 1/16 y 1/32 de la duración de la parte útil del periodo de símbolo de cada uno de los dos modos posibles.

En la siguiente tabla se muestra el número de muestras de las que se componen el intervalo de guarda atendiendo al valor de su duración y al modo de transmisión utilizado:

	$\Delta/T_0= 1/4$	$\Delta/ T_0= 1/8$	$\Delta/T_0= 1/16$	$\Delta/T_0= 1/32$
Modo 2K	512	256	128	64
Modo 8K	2048	1024	512	256

Tabla 2.1 Número de muestras del intervalo de guarda.

El envío de mayor número de muestras en el intervalo de guarda tiene repercusión directa en las tasas binarias que se logran transmitir.

Capítulo III:

TELEVISIÓN DIGITAL VÍA SATELITE (DVB-S)

CAPÍTULO 3. Televisión Digital vía Satélite (DVB-S)

3.1. Introducción.

El sistema DVB de transmisión de señales vía satélite ha sido diseñado para difusión y distribución de servicios de televisión (varios programas en definición normal o alta definición) en satélites de comunicaciones utilizando las bandas de FSS y DBS.

El sistema proporciona tanto posibilidad de recepción individual como colectiva con posibilidad de transmodulación, ubicando los servicios que originalmente ocupaban un ancho de banda mayor de 30 Mhz en un ancho de banda de 7 u 8 Mhz, correspondiente a un canal CCIR en las bandas de VHF y UHF.

La red de difusión de la señal digital de TV por satélite es igual que la empleada para la señal analógica: frecuencias empleadas en *up-link* y *down-link*, banda empleada para difusión (ku), funcionamiento del satélite, etc...

La diferencia entre la TV por satélite analógica y digital radica en el tipo de señal a transmitir y en el procesado que se hace de la misma en la estación transmisora y en el receptor.

En la siguiente figura se ilustran los diferentes elementos que componen un transmisor de TV digital por satélite:

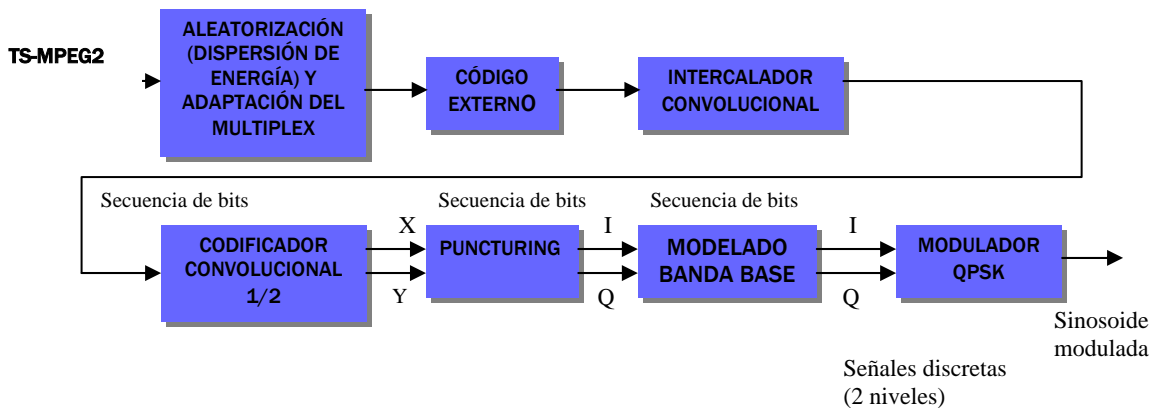


Figura 3.1 Esquema general modulador DVB-S.

Todos los bloques hasta el codificador Viterbi son comunes al transmisor de televisión digital terrestre por lo que no se repite su explicación. La única diferencia existente entre ambos, es que en el caso de televisión por satélite a la salida del bloque ‘puncturing’ tenemos dos señales independientes que atacan al modulador.

3.2. Puncturing.

El proceso ‘punctured’ asigna algunos de los datos XY obtenidos como datos IQ definitivos de la codificación convolucional. Para el caso 1/2, cada bit de entrada da lugar a dos bits de salida (uno en señal I y otro en señal Q). La asignación es directa: $I=X$; $Q=Y$ para todos los bits de entrada.

Para otros ‘rates’ m/n , hay que dejar entrar los m bits de entrada para obtener $2m$ bits de salida en XY y seleccionar sólo n bits de ellos, con un orden concreto, como salidas IQ.

3.3. Codificación del canal y modulación.

El sistema de modulación que se emplea en la transmisión por satélite, debe tener en cuenta la gran atenuación del medio (más de 200 dB en el *down-link*), la

limitación en potencia del transmisor (satélite de comunicaciones) y el ruido atmosférico. Por ello la modulación empleada no debe incorporar ningún tipo de información en la amplitud de la señal para evitar el ruido atmosférico y debe ser robusta, a expensas de perder cierta capacidad de eficiencia espectral (es decir, cantidad de símbolos transmitidos por hertzio). La modulación que se ha elegido para la transmisión vía satélite es QPSK pues reúne las características antes mencionadas:

- Robustez frente al ruido.
- Información ‘alojada’ en las variaciones de fase de la señal.

En cambio requiere un ancho de banda de transmisión relativamente alto, aunque en sistemas de transmisión vía satélite no existen grandes limitaciones en este aspecto, ya que el ancho de banda relativo es bajo en la banda ku. La diferencia fundamental entre la transmisión por satélite analógica y digital de la señal de televisión estriba en que la señal moduladora en el caso analógico es la señal de vídeo y en el caso digital es MPEG2-TS, lo que aumenta considerablemente la eficiencia espectral, no por la modulación sino por la compresión. Además la modulación utilizada para la señal analógica es la FM.

Los bits que componen las señales I y Q sirven para atacar al modulador QPSK en forma de componentes en fase y cuadratura de un modulador QAM. La asignación de cada una de las cuatro fases se corresponde a una pareja IQ para cada fase.

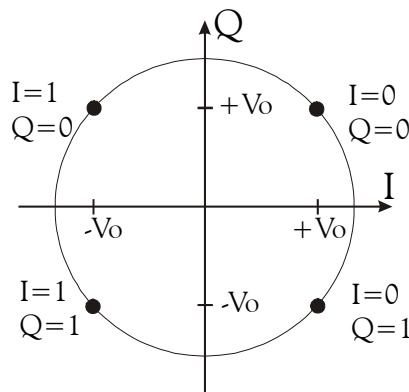


Figura 3.2 Asignación de fases a cada pareja IQ.

La modulación supone obtener una señal analógica sinusoidal de frecuencia concreta y cambiar su fase entre alguno de los cuatro valores. Cada una de estas cuatro posibilidades se denomina ‘símbolo’. Este proceso se realiza más cómodamente

Monografía científica: Codificación y Difusión de la Televisión Digital

mediante una modulación de amplitud en cuadratura. La componente I (modulador en fase) tendrá dos posibles valores y la componente Q (modulador en cuadratura) otros dos. El resultado es una QPSK. Los valores de I y Q reales tienen que ser $\pm V_o$ para dotar a la portadora modulada de una amplitud constante de $1.41 \cdot V_o$. Esto indica que las señales IQ que entran al modulador no son eléctricamente las mismas IQ que salían del codificador convolucional. Debe hacerse una conversión binario digital- binario analógico, obteniéndose no una señal digital (binaria '0' y '1') sino una señal discreta (matemáticamente deltas con nivel $\pm V_o$). El nivel V_o puede normalizarse a nivel 1, pero no confundir con '1' valor de bit.

La asignación de la conversión es:

	'0'	'1'
I	+1	-1
Q	+1	-1

Tabla 3.1 Valores de las señales IQ que atacan al modulador.

Con esta asignación, las parejas IQ digitales son asignadas ('mapeadas') a fases de manera absoluta y con distribución (codificación) GRAY, lo que minimiza el error en caso de demodulación defectuosa de fase, ya que cualquier símbolo (fase) al siguiente cercano sólo hay un bit de cambio.

La existencia de IQ como señales discretas tanto en el modulador como en el demodulador, plantea la problemática de la interferencia entre símbolos que aparece cuando las señales digitales toman formas de onda electrónicas y deben analizarse para identificar si se tiene '1' ó '0'. Para minimizar la interferencia entre símbolos en las señales IQ banda base se introduce un filtro que modele el canal banda base con una respuesta en frecuencia tipo 'coseno alzado'. Este tipo de respuesta se caracteriza por un parámetro denominado 'roll-off (α)'. DVB para satélite establece este parámetro en $\alpha=0.35$. [3] .

Concepto de interferencia entre símbolo (IES).

Podemos definir IES como el efecto que se produce cuando se solapan dos señales en el tiempo. Aunque se transmitan señales cuadradas ideales (en el dominio del tiempo), las capacidades y reactancias parásitas en el sistema de comunicaciones, y la distorsión que introduce el canal, provocan un efecto similar a un filtrado del pulso y hace que componentes de ese pulso afecten a los pulsos adyacentes. Una definición más exacta:

‘Se define IES, en un canal sin ruido, como la superposición de señales en un intervalo de tiempo, distintas de la correspondiente al símbolo transmitido en ese intervalo’.

Las señales son series de impulsos rectangulares que representan 0 y 1. Según las características del canal, varios bits pueden ser combinados para formar símbolos a fin de aumentar la eficacia espectral de la modulación. Sin embargo, sin filtrado, el espectro de las señales digitales es infinito, lo que implica teóricamente una banda de paso infinita para ser transmitidas, lo cual es impensable. Por ello conviene aplicar un filtrado (filtro de Nyquist) para limitar esta banda de paso; este filtrado deberá escogerse de manera que optimice las características de la cadena de transmisión.

La limitación de la banda de paso se traduce en realidad por un alargamiento teóricamente infinito de la respuesta temporal, lo que puede traducirse en la existencia de IES.

A fin de optimizar tanto la ocupación de la banda como la relación señal a ruido (SNR), el filtrado se reparte entre el emisor y el receptor, incluyendo cada uno un filtro ‘semi-Nyquist’. Este filtrado se caracteriza por su factor de roll-off α , que determina la pendiente del filtro. Su respuesta de frecuencia normalizada a la frecuencia del símbolo $1/T$ viene dada por la siguiente figura:

Frecuencias	$0 < f < 0,5(1-\alpha)$	$0,5(1-\alpha) < f < 0,5(1+\alpha)$	$0,5(1+\alpha) < f < \infty$
Respuesta	1	$0,5\{1 + \text{sen}[\alpha T(0,5-f)/\alpha T]\}$	0

Tabla 3.2 Característica del filtrado de Nyquist.

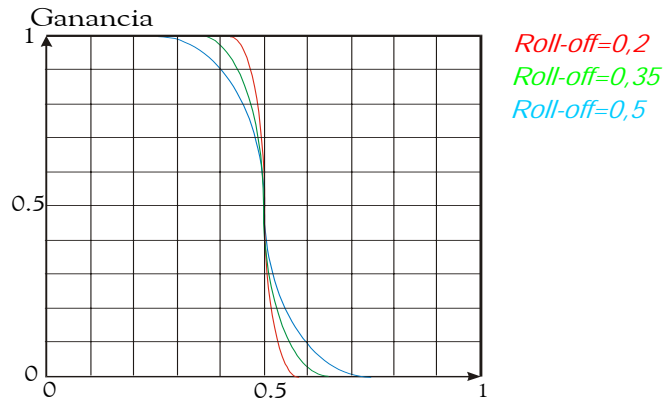


Figura 3.3 Respuesta del filtro de Nyquist para 3 valores de roll-off.

Para una señal de periodo de símbolo T, la banda de paso B ocupada tras el filtrado está unida a la frecuencia de símbolo 1/T y al factor de roll-off α mediante la relación:

$$B = (1 + \alpha) \times 1/(2T)$$

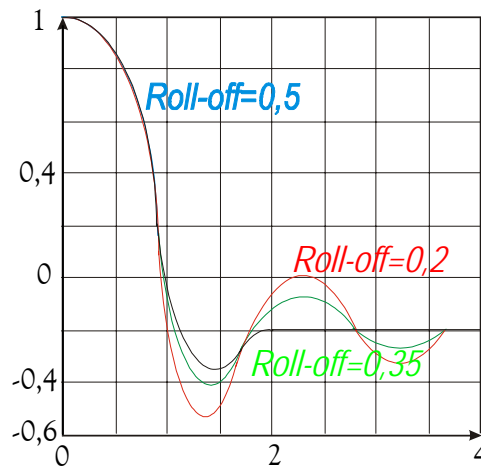


Figura 3.4 Respuesta temporal del filtro de Nyquist para 3 valores de roll-off.

La respuesta temporal hace que aparezcan ‘ceros’ situados a múltiplos del período de símbolo. Para reducir la interferencia intersímbolo a mínimo lo más conveniente será muestrear la señal en esos instantes (con tanta mayor precisión cuanto menor sea el factor de roll-off).

El parámetro α (roll-off) define la característica en coseno alzado y expresa el exceso de ancho de banda del canal:

$$\alpha = (B-W)/W ; 0 < \alpha < 1$$

El valor $\alpha=0$ implica que el canal corresponde con el canal paso bajo ideal, mientras que $\alpha=1$ significa un nivel máximo de redondeo. B es el ancho de banda del filtro y $W=1/(2T)$ es el ancho de banda de Nyquist. Este parámetro es el porcentaje del ancho de banda en exceso que es necesario ocupar con respecto al ancho de banda del filtrado ideal.[1]

A continuación se explica con más detalle el funcionamiento de la modulación QPSK. Se trata de una modulación PSK ('Phase Shift Keying') en cuadratura, ya que las variaciones de fase son de 90° y por tanto los fasores están siempre perpendiculares o en cuadratura.

Si quisiéramos transmitir en QPSK la secuencia 11011000101011 comenzaríamos por dividir la secuencia en grupos de dos bits: 11 01 10 00 10 10 11. Son las señales IQ. Con dos bits pueden obtenerse cuatro combinaciones, de forma que a cada combinación le corresponde uno de los cuatro posibles estados de fase:

B1	B2	FASE
0	0	0°
0	1	90°
1	0	180°
1	1	270°

Tabla 3.3 Asignación de fase a cada pareja de bits.

De esta forma, los cambios de fase transmitidos serán para nuestro ejemplo: 270°, 90°, 180°, 0°, 180°, 180°, 270°. Esto supone una ventaja enorme, puesto que al reducir el número de transiciones a la mitad, se reduce el ancho de banda necesario en la

misma proporción. El problema es que a medida que aumentamos el número de fases válidas, el demodulador debe ser capaz de discernir entre valores cada vez más próximos, de manera que pequeñas alteraciones de fase pueden confundir al demodulador y alterar la información recibida.

El modulador QPSK se logra inyectando la portadora de RF (f_c) en un desfasador de RF de 90° . Obteniendo dos portadoras, una en fase (0°) y otra en cuadratura (90°). Cada una de éstas es multiplicada por una señal digital que es independiente de la que multiplica a la otra portadora. Por último se suman estas componentes.

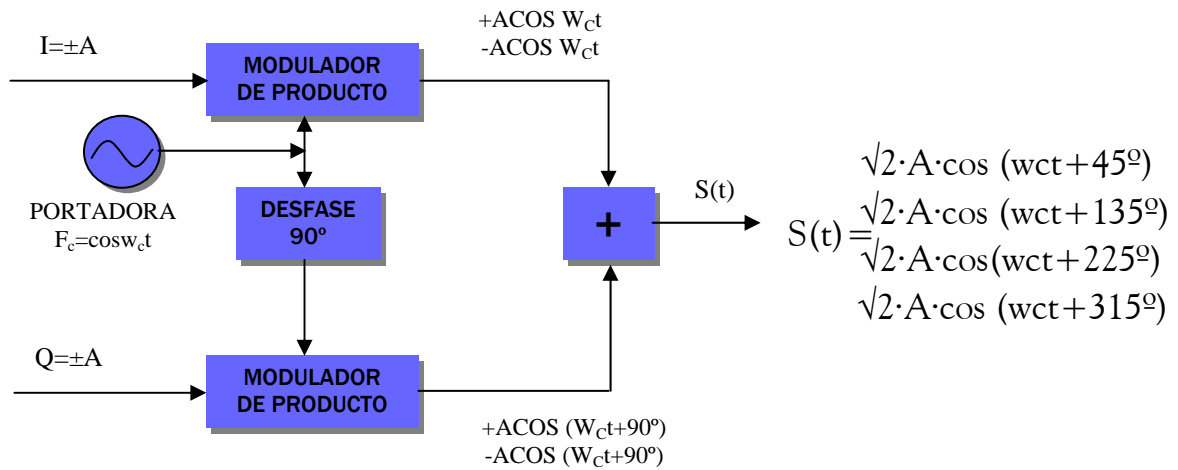


Figura 3.5 Esquema modulador QPSK.

La modulación realizada se puede representar de tres formas diferentes:

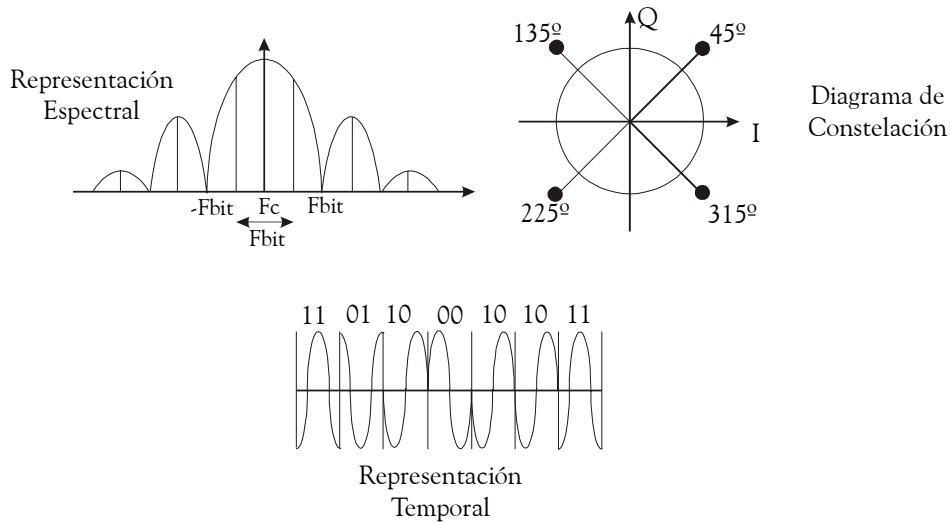


Figura 3.6 *Diferentes representaciones de la modulación QPSK.*

El esquema de modulación es de amplitud constante (la información va incluida en la fase) y presenta un alto grado de robustez frente a interferencias y ruido.

Hay dos formas de representar cualquier modulación digital:

a) Constelación. Muestra las relaciones entre los diferentes estados de amplitud y fase (símbolos de las señales moduladas en fase y cuadratura). Esta representación da una idea de la posibilidad de que se produzca interferencia entre símbolos. Para el caso de QPSK la constelación es:

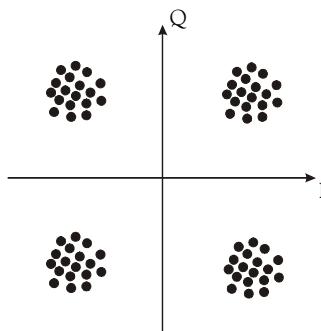


Figura 3.7 *Constelación ruidosa QPSK.*

b) **Diagrama de Ojo.** Es la representación de todas las transiciones posibles durante un periodo de tiempo determinado de las señales en fase y cuadratura. La altura del ojo es un coeficiente que representa los cambios de amplitud y se expresa en %. El 10% representa la transmisión ideal. Para el caso de la modulación que nos ocupa:

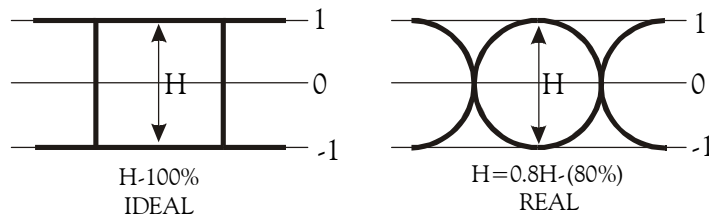


Figura 3.8 Diagrama de ojos ideal y real.

El espectro de la modulación QPSK no es más que la representación de la energía de la señal en función de la frecuencia. Posibilita la visualización del ancho de banda del canal, la frecuencia central y su comportamiento en las bandas laterales.

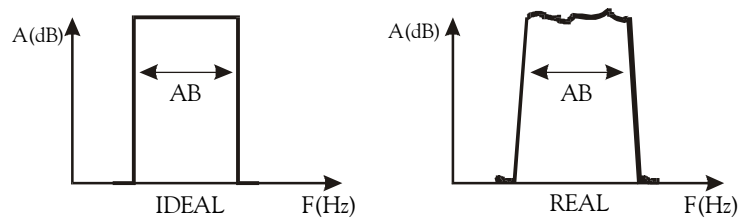


Figura 3.9 Representación de la energía de la señal en función de la frecuencia.

De acuerdo con el criterio de Nyquist, el ancho de banda necesario para transmitir una señal digital en banda base es como mínimo la mitad de la velocidad de transmisión. El ancho de banda para las modulaciones de fase responde a la siguiente expresión:

$$Bw = (\text{Máximo flujo binario}/n^\circ \text{ de bits por símbolo}) \times \text{roll-off}$$

Para el caso de QPSK el denominador sería 2 y el factor multiplicativo sería 1,35. Y teniendo en cuenta que el máximo flujo binario es de 55 Mbits/seg obtenemos un ancho de banda máximo de 37,125 Mhz.

Pero la máxima tasa binaria incorpora la protección contra errores, por lo que para conocer la tasa binaria útil se deben eliminar estos bits de redundancia. Para un caso típico de una codificación convolucional de Viterbi de 3/4 y la codificación de bloques fija (RS) 188-24, la velocidad de información útil será: [1]

$$55 \times 3/4 \times 188/204 = 38,01 \text{ Mbits/seg.}$$

Capítulo IV:

TELEVISIÓN DIGITAL POR CABLE (DVB-C)

CAPÍTULO 4. Televisión Digital por Satélite (DVB-C)

4.1. Introducción.

Tanto los elementos de la red de distribución como su ubicación es la misma. La única diferencia es, además de la naturaleza de la señal transmitida, el tratamiento y procesado a que se somete a la misma tanto en la cabecera de Televisión como en el receptor.

Como bien se explicó en el apartado de TV analógica por cable, los programas difundidos por estas redes pueden proceder de diferentes fuentes. Pueden ser programas difundidos vía satélite o terrestre, que son captados en la cabecera y procesados para ser difundidos a través de la red de cable coaxial y/o fibra óptica. Estos a su vez pueden ser analógicos o digitales. Por otro lado los programas difundidos pueden ser de producción propia.

Según sea el origen de la señal a transmitir, el procesado que se hará de la misma será diferente. Suponiendo que partamos de una señal TS-MPEG2, la cabecera constará de los siguientes elementos:

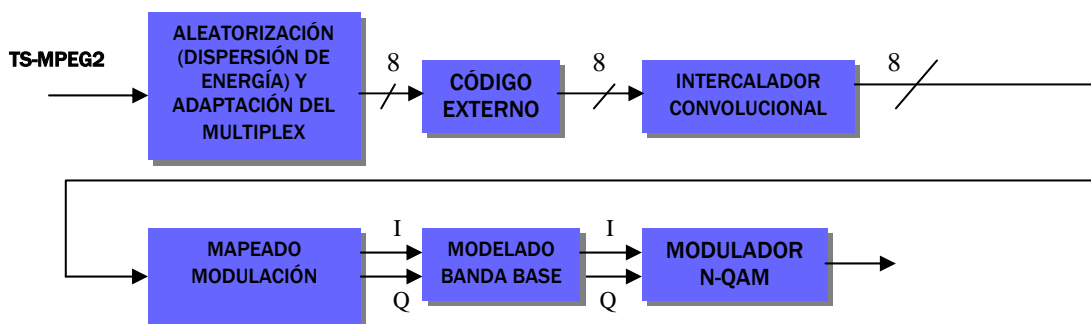


Figura 4.1 Esquema general modulador DVB-C.

Si por el contrario la señal que deseamos transmitir es una señal digital procedente, por ejemplo, de un satélite, el procesado a que se somete a la misma será el siguiente:

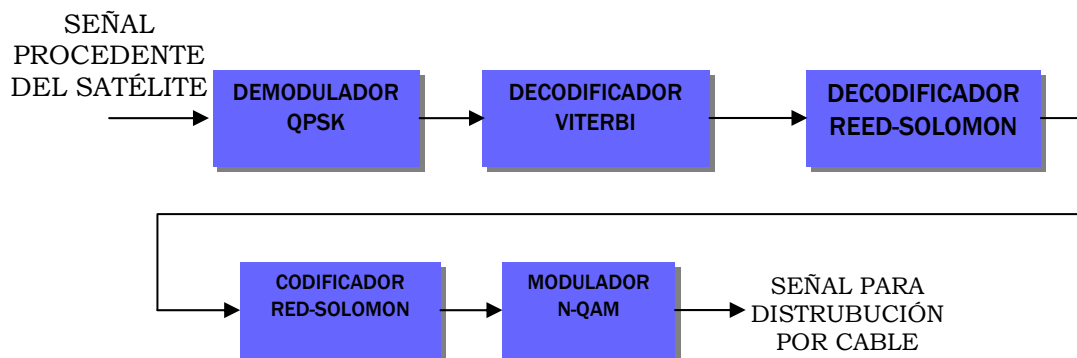


Figura 4.2 Esquema adaptador de señales DVB-S a DVB-C.

La modulación 64-QAM será fundamentalmente resultado de una recepción de satélite en cabecera, cambiando la modulación de QPSK a 64-QAM. Es decir, será el resultado de una transmodulación.

Para el último caso, señal analógica procedente de un satélite o estación transmisora terrestre, será preciso convertir la señal recibida en cabecera a componentes, para posteriormente inyectar el vídeo y el audio en el esquema representado en el primer caso.

Pero nosotros vamos a centrarnos en el primero de los diagramas representados, ya que los otros se derivan en cierto grado de éste.

Algunos de estos bloques son comunes con el sistema de transmisión por satélite y terrestre antes explicados. Estos son los codificadores MPEG-2, el multiplexador, la inversión de sincronismo y dispersión de energía, el codificador Reed-Solomon y el intercalador convolucional.

4.2. Modulación y modelado en banda base.

Al contrario que la estructura FEC usada en satélite, la transmisión por cable no hace uso del código interior, por lo que su potencia de corrección es algo menor. El canal usado es más controlado y puede asegurarse una mejor condición de recepción.

Esto permite usar modulaciones QAM multinivel que son muy efectivas en cuanto a ancho de banda utilizado aunque más sensibles a error que la QPSK para una misma relación E_b/N_0 . Las constelaciones de las modulaciones QAM multinivel se diseñan para minimizar la cantidad de bits erróneos en el caso de que puedan producirse errores. Para ello suelen usar ordenaciones basadas en codificación Gray.

Los tres pasos a realizar son:

1. Mapeado de las señales IQ.

Los datos de entrada, que provienen de la salida del intercalador convolucional, son una sucesión de bytes que deben pasarse a dos señales serie I,Q. Este proceso se realiza a su vez en tres pasos.

1.A. Conversión byte a m_tulpa.

Según el nivel de la modulación (16,32 ó 64) los símbolos emitidos se corresponden con agrupaciones de 4,5 ó 6 bits (m_tulpa; m=4,5 ó 6) y estas agrupaciones son las que se realizan en este paso. Se empieza por poner en serie la señal paralelo que llega, empezando por el MSB del byte. Se sigue tomando los bits por orden en grupos de 4,5 ó 6. Cada uno de estos grupos ya se denomina ‘símbolo’, pues dará lugar a un símbolo concreto.

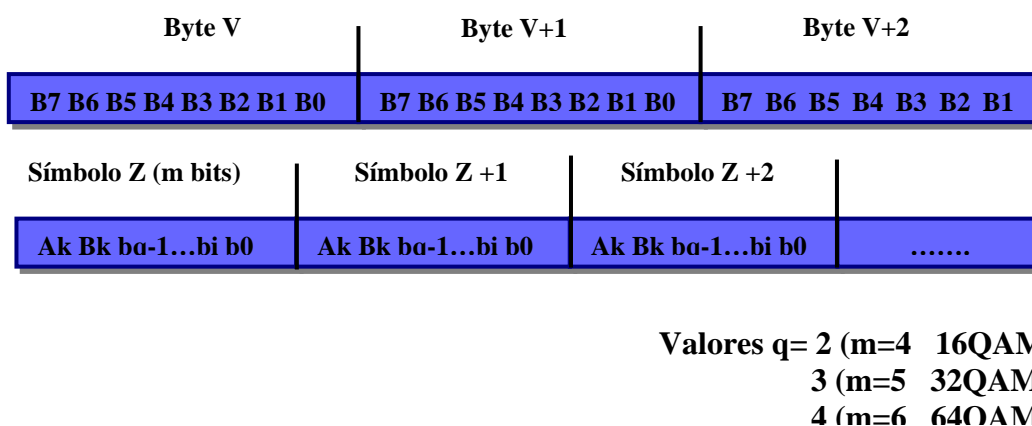


Figura 4.3. Conversión de byte a m_tulpa.

1.B. Codificación diferencial de los dos bits más significativos de la m_tulpa.

No se trata de una codificación diferencial de los datos sino sólo de los dos bits más significativos de la m_tulpa cuya misión es conseguir que la constelación sea invariante a rotaciones $\pi/2$. Permite caracterizar inequívocamente el cuadrante de las señales IQ.

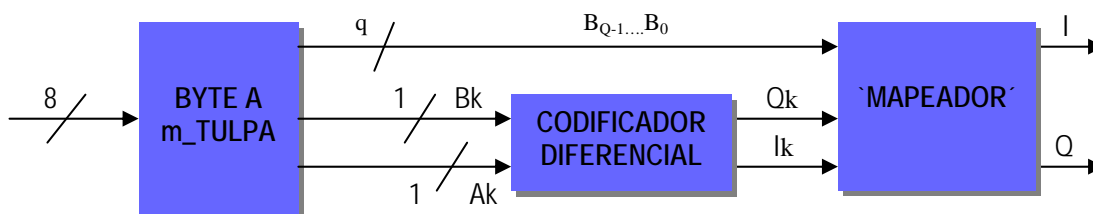


Figura 4.4 Mapeado a N_QAM.

NOTA: Q = Orden del último índice B. Su valor es 2,3,4, según el tipo de modulación a emplear. Es diferente a Qk.

1.C. Mapeado de la m_tulpa resultante a señales multinivel IQ.

Este mapeado asigna a cada m_tulpa resultante un valor a la señal I y otro a la señal Q para dar lugar en la modulación a un símbolo con una posición muy concreta en la constelación. Las señales IQ deben ser multinivel como se desprende del diagrama de la constelación.

2. Modelado banda base.

Las señales multinivel IQ obtenidas anteriormente se filtran cada una con un filtro de respuesta coseno alzado que ya se ha descrito, pero con un parámetro de 'roll-off' menor que en el caso de satélite. En cable es $\alpha=0,15$. A este filtro se le denomina filtro de Nyquist.

Esto limita el régimen de símbolos, para un canal de 8 Mhz de ancho de banda a un valor máximo de 6,95 Msímbolos/seg.

3. Modulación QAM.

De forma muy genérica se puede decir que las señales IQ filtradas se introducen a un modulador de amplitud en cuadratura que modula cada señal en DBL con portadoras en fase y en cuadratura respectivamente. El resultado es una señal senoidal modulada cuya amplitud y fase en cada periodo de símbolo se corresponde con las de algún símbolo de la constelación.

• **Modulación ASK (Amplitud Shift Keying).** En este tipo de modulación, el valor de cada bit ('0' ó '1') tiene asociado un estado de amplitud de la portadora, que pueden ser cualesquiera dos siempre que estén suficientemente diferenciados. Cuando las modulaciones ASK y la PSK (Phase Shift Keying) se combinan, se obtiene el QAM que significa Quadrature Amplitude Modulation o Modulación de Amplitud en Cuadratura la cual se utiliza cada vez más en diferentes campos, como es el caso de la televisión digital por cable.

La modulación QAM utiliza tanto la modulación o variación de amplitud como de fase. Esto permite codificar muchos estados distintos en cada símbolo, lo que permite codificar muchos bits, incluso con muy baja frecuencia de símbolos.

Para incorporar los cambios de amplitud es necesario añadir un atenuador lineal (mapeado) al codificador QPSK, de manera que cada uno de los fasores ‘I-Q’ pueda también variar de amplitud.

Si se aplica un atenuador lineal de cuatro estado a ‘I-Q’ se obtiene una 64-QAM con una eficacia de 6 bits por símbolo ($2^6=64$).

Un esquema muy simple del modulador para 64-QAM es el siguiente:

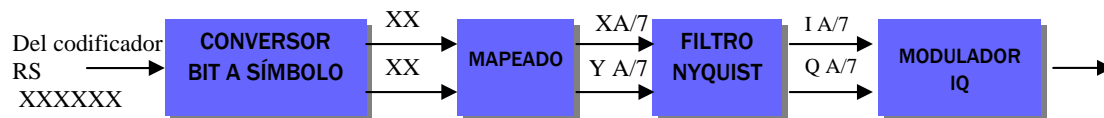


Figura 4.5 Proceso modulación 64-QAM.

Como ya ha sido explicado, los bloques ‘conversión de byte a símbolo’ y ‘codificación diferencial’ traducen los bits a su entrada, en símbolos adecuados para el proceso de modulación. Dependiendo de la modulación empleada, diferente número de bits forman un símbolo (6 para 64-QAM). Posteriormente se aplica a los símbolos un filtrado de Nyquist paso bajo con un roll-off del 15% ($\alpha = 0,15$) y finalmente se modula en amplitud y fase QAM.

El codificador que genera I,Q, utiliza 3 bits para I y 3 para Q, y para cada 3 bits, dependiendo del cuadrante, se genera en el mapeado una amplitud concreta de los cuatro posibles para I y cuatro para Q. Una vez generado este mapeado se produce la modulación en amplitud y fase con un esquema similar a la modulación QPSK:

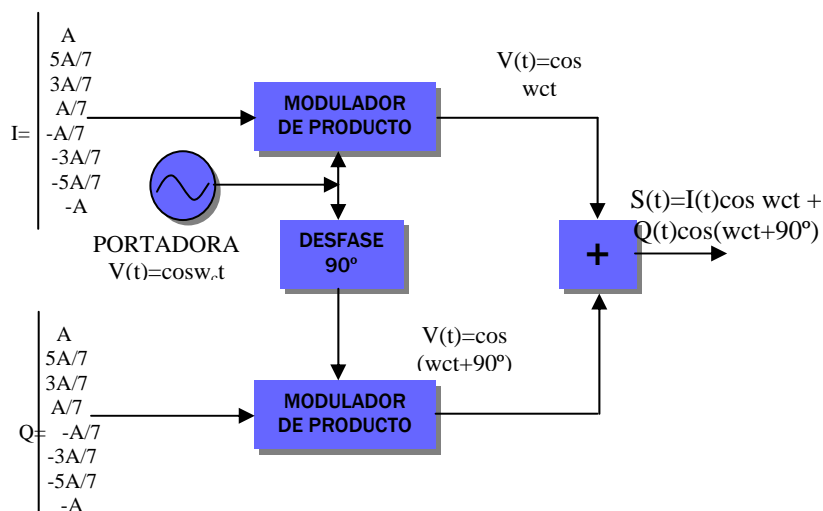


Figura 4.6 Modulador 64-QAM.

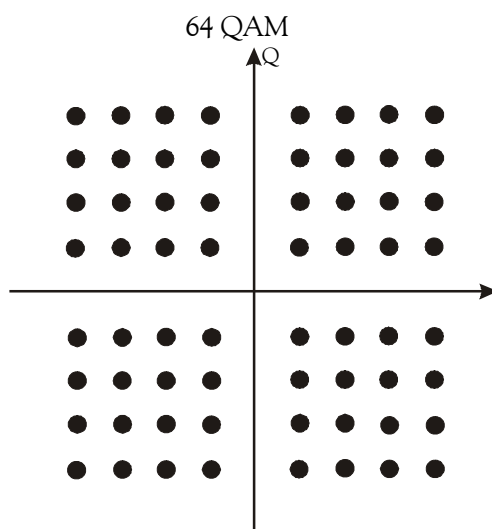


Figura 4.7 Constelación ideal 64-QAM.

Al igual que para la modulación QPSK, hay dos formas de representar la modulación QAM:

- **Diagrama constelación.** La modulación 64-QAM genera 1 símbolo por cada 6 bits, que representa $n=64$ posibles combinaciones amplitud/fase, por lo que en cada cuadrante de la constelación habrá 16 posibles combinaciones. Este diagrama nos da una idea de la existencia de posibles interferencias entre símbolos.

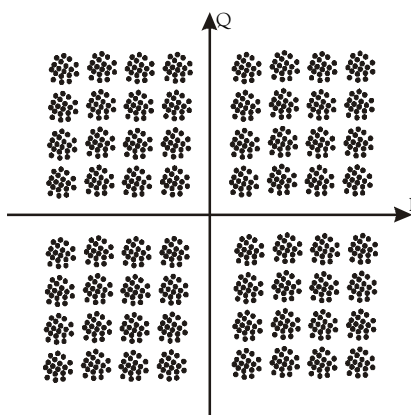


Figura 4.8 Constelación ruidosa 64-QAM.

• **Diagrama de ojos.** La modulación 64-QAM tiene en cada cuadrante de la constelación 16 posibles combinaciones por lo que tendremos 8 posibles estados, 4 para Q y 4 para I por cuadrante.

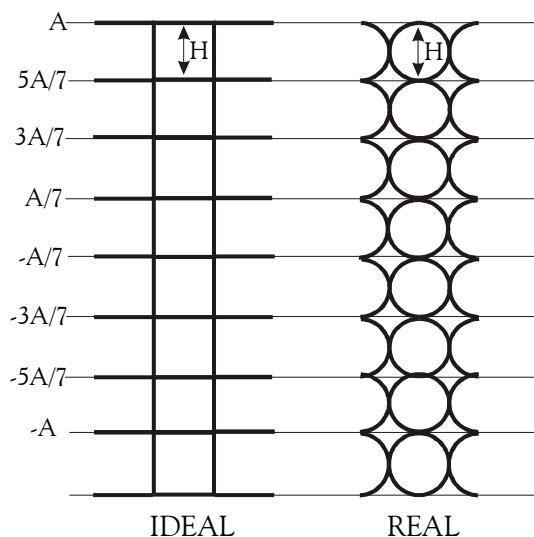


Figura 4.9 Diagrama de ojos 64-QAM.

El espectro representa la distribución de energía con la frecuencia, de él se obtienen todos aquellos datos referidos a las características del canal (frecuencia portadora, ancho de banda y bandas laterales).

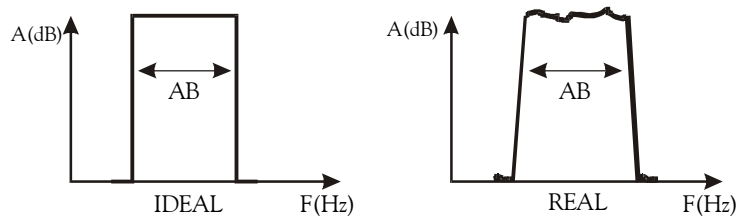


Figura 4.10 Distribución de energía con respecto a la frecuencia.

Para el cálculo del ancho de banda empleamos la misma expresión que para el caso de TV por satélite:

$$Bw = (\text{Máximo flujo binario}/n^\circ \text{ de bits por símbolo}) \times \text{roll-off}$$

Para el caso de 64-QAM, el máximo flujo binario es de 41,74 Mb/sg, el número de bits por símbolo es 6 y $\alpha=1,15$ (roll-off). Esto da como resultado un ancho de banda de 7,9 Mhz.

La tasa binaria útil es la máxima velocidad binaria eliminando la redundancia de la protección contra errores, es decir, eliminando la codificación Reed-Solomon:

$$\text{Velocidad máxima útil} = 41,25 \times (188/204) = 38,01 \text{ Mb/sg.}$$

Capítulo V:

BIBLIOGRAFÍA

CAPÍTULO 5. Bibliografía

5.1. Introducción.

En este capítulo se van a exponer los títulos de las obras utilizadas en la documentación sobre el contenido de esta monografía. Así mismo también se indicarán las direcciones de las páginas web consultadas para la búsqueda de información.

5.2. Bibliografía.

[1] **“Televisión Digital”**

Autor: Hervé Benoit.

Editorial: Paraninfo.

[2] **“Sistemas para la Recepción de TV Analógica y Digital”**

Autor: Televés.

Editorial: Televés.

[3] **“Televisión Digital; MPEG-2 y DVB”**

Autor: Luis Ortiz Berenguer.

Editorial: E.U.I.T.T. – UPM.

[4] **“Televisión por Satélite”**

Autor: F.A. Wilson.

Editorial: CEAC.

[5] **“Fundamentos de Comunicaciones Analógicas y Digitales”**

Autores: José Ramón Velázquez Monzón, Santiago Tomas Pérez Suárez, Sofía Martín González, Rafael Pérez Jiménez, Juan Ruiz Alzola.

Editorial: Departamento de Señales y Sistemas – ULPGC.

[6] **“Principles of Digital Communications and Coding”**

Autores: Andrew J. Viterbi, Jim K. Omura.

Editorial: McGrawHill.

5.3. Direcciones WEB.

www.dvb.org

www.dvbgroup.com

www.etsi.org.

www.mpeg.org.

www.monografias.com/trabajos10/vire/vire.shtml.

www.gti.ssr.upm.es/gente/ex/pfcs/pfces/fss/introduccion.html.

www.imagendv.com/mpeg.htm.

http://en.wikipedia.org/wiki/Run_length_encoding.

www.tvdi.net/