

Parte I

Introducción

1 Objetivo del proyecto

A pesar de la gran importancia que ha tenido la televisión digital terrestre en nuestro país y los millones invertidos para hacerla llegar a todos los habitantes de todos los rincones de España ha acabado siendo un sonoro fracaso. El dinero invertido en dar cobertura a toda España, la concesión de licencias según afinidades políticas y canales que abrieron y tuvieron que cerrar por no ser viables económicamente ha ocasionado que otras opciones, como la televisión por satélite o por cable tengan cada vez mayor número de usuarios.

Sumémosle a esto la necesaria reordenación de la TDT en la banda de los 800MHz. Esto es debido a la futura llegada de la cuarta generación (4G) en las comunicaciones móviles. El Gobierno está proyectando una reordenación del espacio radioeléctrico en el que las principales perjudicadas serán las cadenas de televisión en el que presumiblemente tendrán que cerrar canales y reducir el número de multiplex por cadena. Esto supondrá una elevada inversión pública.

Los canales 61 al 69 se deberán desalojar para que estas frecuencias sean utilizadas por las operadoras móviles. La liberación completa de esta banda de frecuencias se tiene programada para el 1 de Enero de 2014.

A pesar que la TDT es una opción asequible para el consumidor (no para el Estado) creo que el futuro de la televisión se encuentra en la televisión por satélite y en la televisión por cable.

Este proyecto servirá de proyecto guía para abordar el diseño de lo que se denomina Gap Filler o reemisor de TDT en la población de Linares de la Sierra (Huelva), cuya función principalmente es cubrir los huecos en la cobertura de una red TDT de tipo SFN o MFN.

En una primera parte se hará una breve introducción teórica de esta tecnología, esto es, el por qué de su utilización, sus ventajas frente a la ya extinta televisión analógica y todo el proceso necesario (digitalización, codificación y modulación) para transmitir la señal con garantías.

Ya en la segunda parte se explicará como desarrollar un proyecto de diseño de un reemisor de televisión digital terrestre. El reemisor se instalará en un emplazamiento de tal manera que se dará cobertura a toda la población de Linares de la Sierra. Este reemisor (Gap Filler) capta los canales de Almonaster la Real, para ello se ha tenido que construir otro emplazamiento que capte estos canales y los reenvíe al nuevo Gap Filler de manera óptima, mediante un radioenlace. Se realizarán diversos cálculos para comprobar que toda la instalación funcionará correctamente.

En los planos incluidos se puede apreciar todos los elementos de nueva instalación en las dos etapas, la transmisión de los canales y la reemisión.

A continuación se incluye un pliego de condiciones y el presupuesto total. En los anexos se adjuntan aspectos técnicos de las parábolas, antenas, equipos

y cables utilizados en el proyecto.

2 Introducción teórica

2.1 Propagación en el espacio libre.

Espectro radioeléctrico El espectro de frecuencias radioeléctricas es el conjunto de ondas radioeléctricas cuya frecuencia está comprendida entre 3 KHz y 3000 GHz. El espectro de frecuencias se divide de acuerdo con el Reglamento de Radiotelecomunicaciones de la UIT, tal y como se puede apreciar en la tabla 1.

DISTRIBUCIÓN CONVENCIONAL DEL ESPECTRO RADIOELECTRICO					
SIGLA	DENOMINACION	LONGITUD DE ONDA	GAMA DE FRECUENC.	CARACTERISTICAS	USO TIPICO
VLF	VERY LOW FRECUENCIAS Frecuencias Muy Bajas	30.000 m a 10.000 m	10 KHz a 30 KHz	Propagación por onda de tierra, atenuación débil. Características estables.	ENLACES DE RADIO A GRAN DISTANCIA
LF	LOW FRECUENCIAS Frecuencias Bajas	10.000 m. a 1.000 m.	30 KHz a 300 KHz	Similar a la anterior, pero de características menos estables.	Enlaces de radio a gran distancia, ayuda a la navegación aérea y marítima.
MF	MEDIUM FRECUENCIAS Frecuencias Medias	1.000 m. a 100 m.	300 KHz a 3 MHz	Similar a la precedente pero con una absorción elevada durante el día. Prevalece propagación ionosférica durante la noche.	RADIODIFUSIÓN
HF	HIGH FRECUENCIAS Frecuencias Altas	100 m. a 10 m.	3 MHz a 30 MHz	Prevalece propagación Ionosférica con fuertes variaciones estacionales y en las diferentes horas del día y de la noche.	COMUNICACIONES DE TODO TIPO A MEDIA Y LARGA DISTANCIA
VHF	VERY HIGH FRECUENCIAS Frecuencias Muy Altas	10 m. a 1 m.	30 MHz a 300 MHz	Prevalece propagación directa, ocasionalmente propagación Ionosférica o Troposférica.	Enlaces de radio a corta distancia, TELEVISIÓN, FRECUENCIA MODULADA
UHF	ULTRA HIGH FRECUENCIAS Frecuencias Ultra Altas	1 m. a 10 cm.	300 MHz a 3 GHz	Solamente propagación directa, posibilidad de enlaces por reflexión o a través de satélites artificiales.	Enlaces de radio, Ayuda a la navegación aérea, Radar, TELEVISIÓN
SHF	SUPER HIGH FRECUENCIAS Frecuencias Superaltas	10 cm. a 1 cm.	3 GHz a 30 GHz	COMO LA PRECEDENTE	Radar, enlaces de radio
EHF	EXTRA HIGH FRECUENCIAS Frecuencias Extra-Altas	1 cm. a 1 mm.	30 GHz a 300 GHz	COMO LA PRECEDENTE	COMO LA PRECEDENTE
EHF	EXTRA HIGH FRECUENCIAS Frecuencias Extra-Altas	1 mm. a 0,1 mm.	300 GHz a 3.000 GHz	COMO LA PRECEDENTE	COMO LA PRECEDENTE

Tabla 1: Espectro de frecuencia

Las bandas asignadas para servicios de Televisión son: VHF y UHF. En

concreto, en España la banda de frecuencias asignadas para la Televisión Digital Terrestre se encuentra entre 470 - 830 MHz.

2.2 Problemática de las transmisiones analógicas

Los años 90 pasarán a la historia desde el punto de vista tecnológico por la implantación de la televisión digital. Su importancia y repercusión es comparable a la introducción de la televisión en color, e incluso al comienzo de las transmisiones de televisión a través del satélite.

El gestor de esta revolución en Europa, es el proyecto DVB, proyecto que ha desarrollado los estándares de transmisión de señales digitales vía satélite, cable y terrestre, y optando por el MPEG2 como estándar de codificación de audio y video.

La televisión digital multiplica su eficiencia espectral respecto a la televisión analógica, lo que permite un gran incremento de programas empleando el mismo ancho de banda. Además la modulación empleada es mucho más robusta a la interferencia multitrayecto.

La señal que llega a un punto de recepción determinado es el resultado de la suma del rayo directo más una serie de rayos reflejados (ecos) producto de los múltiples caminos que puede recorrer la señal para llegar al receptor. Cada uno de esos rayos reflejados llega al receptor con una amplitud y un retardo determinados, dependiendo del camino recorrido. El efecto de la propagación multitrayecto en las transmisiones analógicas se manifiesta en la aparición de las tan conocidas y molestas dobles imágenes o imagen fantasma. De todos es conocida la tremenda dificultad que entrañaba la recepción con buena calidad de un canal de televisión analógico desde el interior de una vivienda mediante el uso de una antena interior. Se producían desvanecimientos o fadings selectivos en frecuencia, es decir, zonas del espectro que pueden incluso alcanzar varios MHz, en los cuales la señal sufre importantes atenuaciones. Eran particularmente perjudiciales para las señales analógicas, ya que pueden coincidir con la frecuencia de la portadora de vídeo.

La falta de robustez de las transmisiones analógicas frente a la propagación multitrayecto no sólo tenía consecuencias para el usuario, sino también para el operador al hacer la planificación de canales a lo largo del territorio.

Así, un determinado canal transmitido desde un transmisor o un reemisor, no puede ser reutilizado hasta que se llegue a una zona del territorio en la que la influencia de ese transmisor o reemisor sea imperceptible. El elevado valor de la relación señal-ruido (S/N) requerido por las transmisiones analógicas (alrededor de 40 dB) suponía un problema. Para que una señal interferente coincidente en frecuencia con una señal deseada tenga una influencia imperceptible sobre esta, deberá estar atenuada al menos en un valor que sea superior a la C/N requerida, es decir, superior a 40 dB. De no ser así, al receptor llegarían 2 señales transmitiendo el mismo programa pero en tiempos diferentes, con la consecuencia de la doble imagen.

Esto provocaba que todos los reemisores situados en una zona del territorio deben usar frecuencias diferentes para transmitir el mismo programa, lo cual

provocaba una congestión del espectro radioeléctrico que limitaba el número máximo de programas que podían ser transmitidos en esa zona o bien el número máximo de reemisores que podían ser colocados para dar cobertura a posibles zonas de sombra que pudieran existir.

Esta problemática en las transmisiones analógicas se minimiza si digitalizamos la señal que se va a transmitir. En los próximos apartado se estudiarán los procesos necesarios para digitalizar, codificar y modular la señal.

2.3 Conversión digital.

Para digitalizar la señal de vídeo, primero se tienen que separar sus componentes (blanco, negro y color) en luminancia (Y) y cromancia (U: diferencia entre componente azul y luminancia; V: diferencia entre componente rojo y luminancia). Como resultante tenemos tres componentes Y,U y V para seguidamente muestrear.

En TDT se pueden utilizar dos métodos de muestreo distintos:

- Muestreo 4:2:2 → 4 muestras Y, 2 de U y 2 de V.
- Muestreo 4:2:0 → 4 muestras Y, se van alternando 2 muestras U y V

Posteriormente se muestrean a 13,5 millones de muestras por segundo para la luminancia y 6,75 millones de muestras por segundo para la crominancia. Cada muestra se cuantifica con 8 o 10 bits. El resultado se serializa y se le añade audio, obteniendo la señal SDI (Serial Digital Interface).

El SDI puede variar dependiendo del tipo de señal a emitir. Por ejemplo, la definición estándar de SDTV (con proporción 4:3), tiene una velocidad binaria de 270 Mbps.

SDTV → 4:2:2 → (13,5 MHz Y + 6,75 MHz U + 6,75 MHz V) x 10 bits = 270 Mbps.

Si se quiere emitir en 16:9, la tasa binaria sería de hasta 360 Mbps. Con la alta definición la velocidad de bit de la SDI llegaría hasta los 1485 Gbps. El ancho de banda necesario para SDTV y utilizando 6 bps/Hz (modulación 64QAM) es de:

$$\frac{270Mbps}{6bps/Hz} = 45MHz$$

Siendo 6 bps/Hz la eficiencia espectral teórica de la modulación 64QAM.

Debido al gran volumen de información a transmitir, y el ancho de banda limitado para hacerlo, se tiene que codificar y comprimir la señal. Se estudiará en el siguiente apartado.

2.4 Codificación de MPEG-2

El grupo de estandarización MPEG-2 (Motion Picture Experts Group) define los formatos para comprimir la señal de audio y vídeo. También permite hasta 4 niveles de calidad de señal:

- Nivel bajo: 352 píxeles por 288 líneas.
- Nivel principal (SDTV): 720 píxeles por 576 líneas.

- Nivel alto 1440: 1440 píxeles por 1152 líneas.
- Nivel alto: 1920 píxeles por 1152 líneas.

La compresión de vídeo consiste en eliminar la información no visible para el ojo humano, además de no enviar la información redundante de la señal. Esto se consigue utilizando las siguientes propiedades:

- Redundancia temporal: en una sucesión de imágenes siempre hay una cantidad de información que se repite. Por tanto se puede reducir la cantidad de estas si sólo se envían los cambios entre imágenes consecutivas. MPGE-2 también aplica la predicción temporal, de tal manera que de dos fotogramas sólo se envía el movimiento que harán los píxeles que varían.

- Redundancia espacial: se aprovecha de las características del ojo humano y elimina la información que “no es visible”, como la información de color de alta frecuencia, el ojo es mucha más sensible a la luz que al color por su constitución fisiológica.

- Redundancia estadística: hay grupos de bits que se repiten continuamente, por lo que se puede reducir la tasa de transmisión.

El audio también se comprime. Se muestrea a 48 KHz y se envían 32 bits/muestra. 20 de estos bits son el resultado de codificar el audio, los 12 restantes corresponden a funciones adicionales. El ancho de banda mínimo necesario para sonido estéreo es de 192 Kbps. Para codificar audio con efecto envolvente se necesitarían 400 Kbps.

2.4.1 El múltiplex de MPEG-2.

La compresión digital permite introducir varios programas dentro de un solo canal de transmisión, por lo que se debe organizar y empaquetar el múltiplex de varios programas de manera que se puedan separar en recepción (ver figura 2.1)

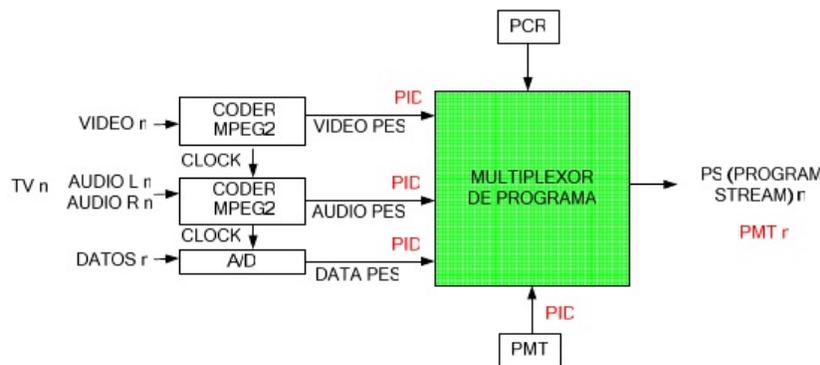


Figura 2.1: Digrama de bloque múltiplex

Se codifica el vídeo, audio y datos y se les añade un identificador (Program ID, PID). Se multiplexan añadiéndoles información temporal (PCR) para asegurar el sincronismo en recepción. También se insertan tablas de señalización (PMT) que identifican los diferentes PES (Packetised Elementary Stream) que pertenecen a un mismo programa.

Cada flujo de programa (PS) contiene uno o más PES. El multiplexado de varios programas forma el flujo de datos denominado MPEG-2 TS (figura 2.2). También se conoce como múltiple.

La codificación MPEG-2 permite el control variable de la tasa de bits (VBR), de tal manera que es posible enviar mayor tasa de bits de eventos que lo requieren, como un partido de fútbol. Puesto que muchos eventos son compartidos por diferentes empresas, se opta por la tasa de bits constante (CBR).

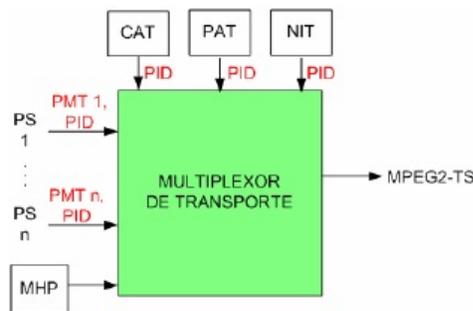


Figura 2.2: Múltiple

Los diferentes PS se multiplexan y se les añade información de señalización para sincronizar y facilitar la decodificación de los programas en recepción. Esta información está insertada en las Tablas de Información de Servicio (PSI y SI).

Los diferentes múltiples tienen la opción de añadir señal MHP (Multimedia Home Plattform) individualmente a cada PS, o de forma compartida, para proporcionar servicios compartidos.

Las tablas de señalización PSI (Program Specific Information) más importantes son:

- Tabla de Asociación de Programas (PAT). Tiene el identificador PID=0. Es imprescindible, ya que contiene la lista de programas que constituyen la trama de transporte MPEG-2. También incluye los PID de sus PMT. La tabla PAT será única para cada trama de transporte.

- Tabla de Mapa de Programa (PMT). Existe una PMT por cada programa presente en el Transport Stream. En ella se da información sobre todos los Elementary Streams asociados a un programa, de tal forma que el receptor es capaz de localizarlos y decodificarlos. Por lo tanto para cada Elementary Stream nos indica:

1. PID en el que viaja la trama fundamental.
 2. Tipo de trama fundamental (audio, vídeo, datos...).
 3. Descriptores asociados a la trama fundamental.
- Tablas de Información de Red (NIT). Contiene información sobre la red física que transporta los datos: frecuencias, modulación, quien realiza el programa, etc. El receptor utiliza esta información para la sintonización de la señal. Transporta información de red. Esta red puede estar formada por varios canales físicos diferentes, que a su vez transporten tramas de transporte independientes entre sí. El PID en el que viaja la NIT es asignado por la PAT. La NIT es una tabla opcional, pero en caso de estar presente, conforma el programa número 0 en la PAT.
 - Tabla de Acceso Condicional (CAT). Siempre tiene el PID=1. Si la información de alguno de los programas está cifrada, contiene detalles de los sistemas de codificación empleados.
 - Tabla de Descripción de Servicios (SDT). Contiene la información del nombre del programa y proveedor, acceso condicional, disponibilidad de país, transmisión de datos, servicio multilinguaje,...
 - Tabla de Información de Eventos (EIT). Informa de los eventos actuales y futuros. Los receptores generan la Guía de Programación Electrónica (EPG) a partir de esta tabla.

Las tasa binarias habituales de entrada a un multiplexor de transporte son:

Programa de TV (PS): 4-4.5 Mbps

Tablas SI: 0,05 Mbps

MHP: 0,6 Mbps

Teletexto: 0,3 Mbps

PCR: 0,015 Mbps

EPG: 0,2 - 0,5 Mbps

Así el flujo final de datos será según se puede apreciar en la figura 2.3.

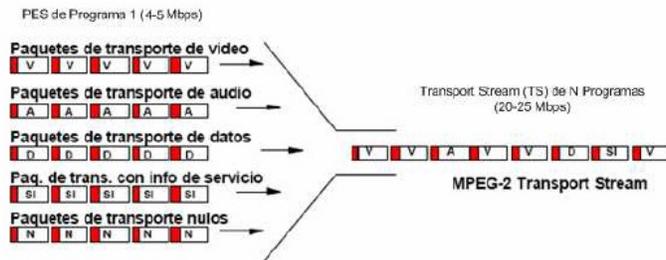


Figura 2.3: Flujo MPEG-2 TS

Los paquetes PES de cada programa se insertan en el Transport Stream junto con algunos campos de adaptación. Quedando como resultado la secuencia de paquetes de 188 bytes de la figura 2.4.

Los bloques de la cabecera de la figura 2.4 corresponden a:

- Sync Byte: 8 bytes de sincronización. Siempre tiene el valor 47 en hexadecimal.
- Transport Error Indicator. Este bit se pone en activo cuando se detecta un error.
- Start Indicator: inicio de PES en el paquete de transporte. Se pone a '1' cuando el primer byte del paquete de transporte corresponde con el primer byte de un PES.
- Transport Priority: indicador de prioridad.
- PID: identificador del paquete de transporte.
- Scrambling Control: tipo de cifrado de transporte.
- Adaption Field Control: control del campo de adaptación en el paquete.
- Continuity Counter: contador de continuidad entre paquetes afines. El codificador lo incrementa en 1 cada vez que envía un paquete de la misma fuente. Esto permite que el decodificador sea capaz de deducir si ha habido una pérdida (o ganancia incluso) de un paquete de transporte y evitar errores que no se podrían deducir de otra manera.

Los campos más destacables dentro del campo de adaptación de una cabecera son los siguientes:

- Longitud del campo de adaptación: indica la longitud de la cabecera extra.
- Indicador de discontinuidad: está en el PCR y en el contador de continuidad. Se utiliza para evitar pérdidas de información producidas por un salto en el codificador.
- PCR (Program Clock Reference): el PCR es una información de sincronización del reloj de 27 MHz del receptor necesaria para la decodificación del video, audio y datos. Se incluye periódicamente en los paquetes de transporte.
- Bytes comodines: son bytes de relleno para conseguir una trama de 188 bytes de información en el supuesto de que no hubiera información suficiente para llenar el paquete.
- Cuenta atrás para corte: indicador que permite una conmutación de paquetes limpia entre un TS y otro TS.

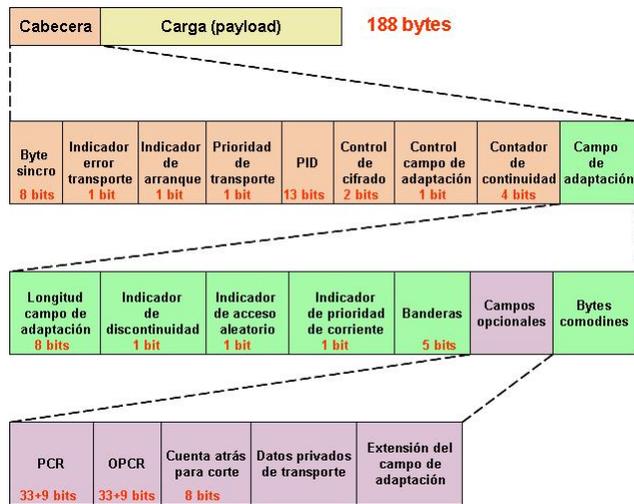


Figura 2.4: Paquete TS

2.5 Codificación de canal

El medio por el que viajará la señal es el aire. Las propiedades no lineales de este, además de la posibilidad de encontrar obstáculos o interferencias que introduzcan ruido y distorsión, hace la necesidad de dotar al sistema de comunicaciones con cierta robustez. Esto se consigue introduciendo información redundante, minimizando así los errores que puedan aparecer. El método de inserción de redundancia se llama codificación de canal y consta de:

- Inversión de sincronismo y dispersión de energía: para asegurar las adecuadas transiciones binarias el flujo binario de MPEG-2 se aleatoriza.
- Codificación de Reed-Solomon: tras la aleatorización se aplica a los paquetes de longitud 188 bytes una codificación Reed-Solomon. Esta codificación se basa en la introducción en cada paquete de 188 bytes de 16 bytes de redundancia, dando como resultado paquetes de 204 bytes de longitud. Los 16 bytes de redundancia corrigen y detectan en recepción hasta 8 bytes erróneos por paquete.
- Interleaving: el proceso de entrelazado se aplica a los paquetes protegidos por el proceso de codificación de Reed-Solomon con objeto de evitar ráfagas de errores consecutivos. Las ráfagas de errores son repartidas por el proceso de entrelazado, siendo tratadas como errores individuales, pudiendo ser detectados y corregidos en recepción.
- Codificación de Viterbi: es un código de protección contra errores adecuado para señales con relación portador ruido baja. Permite escoger el nivel de protección más adecuado para cada servicio con diferentes tasas binarias. El codificador de Viterbi, a diferencia del codificador Reed-Solomon, garantiza protección a nivel de bit.

2.6 Modulación COFDM (Coded Orthogonal Frequency Multiplexing)

Los sistemas de modulación utilizados para la transmisión de señales digitales vía satélite o cable no pueden ser utilizados directamente para la transmisión terrestre.

Tanto la modulación QPSK como la QAM asociadas a una sola portadora no cumplen con los requisitos de protección frente a ecos y ahorro del espectro.

Para la modulación de señales de televisión terrestre se ha escogido la modulación ortogonal COFDM. Cuando dos señales son ortogonales, es posible hacer que utilicen simultáneamente el mismo ancho de banda sin interferirse entre sí.

2.6.1 Principios de la modulación COFDM.

El principio básico de la modulación COFDM consiste en utilizar un número grande de portadoras equiespaciadas en frecuencia y moduladas cada una de ellas en QPSK o QAM, de forma que toda la información a transmitir se reparte entre ellas.

Todas las portadoras utilizadas ocuparán un ancho de banda de transmisión de 8 MHz, y cada una de ellas formará un subcanal de forma que la suma de las informaciones contenidas en cada uno de estos subcanales será igual a toda la información que se desea transmitir.

Así, en el caso que se desee transmitir una información cuyo régimen binario sea de 10Mbits/seg, se utilizará un número grande de portadoras, por ejemplo 2000, moduladas en QPSK o QAM, de forma que el régimen binario de cada una de ellas sea de 5 Kbits/seg para que la velocidad de transmisión sea de:

$$2000\text{portadoras} \times 5\text{Kb/s.portadora} = 10\text{Mb/s}$$

En COFDM, la tasa de símbolo de cada portadora se hace coincidir con la distancia entre portadoras. La explicación es sencilla: ya que el espectro de una portadora modulada en QPSK o QAM contiene un nulo de potencia a una distancia de la portadora igual a su velocidad de símbolo, si la siguiente portadora se hace coincidir con ese nulo, la interferencia entre ellas será nulo.

Por lo tanto, la velocidad de símbolo de cada portadora va a ser un parámetro que sólo depende de la distancia entre ellas, o lo que es lo mismo, de su número.

Se definen las siguientes variables:

B_w =Ancho de banda del canal.

N =Número de portadoras.

$F_s = B_w/N$ =Distancia entre portadoras.

$V_s = F_s$ =Velocidad de símbolo de cada portadora.

$T_s = 1/F_s = N/B_w$ =Duración de cada símbolo.

$V_{ts} = N \times V_s$ =Velocidad de transmisión.

Cuanto mayor sea el número de portadoras, más pequeña será la distancia entre ellas y por lo tanto menor será la velocidad de símbolo y mayor la duración del mismo.

	N=2000	N=8000
Fs	4 kHz	1 kHz
Vs	4 Ksímbolo/s	1 Ksímbolo/s
Ts	0,25 ms	1 ms

Cuadro 2: Ejemplo

En ambos casos:

$$V_{ts} = 2000 \times 4000 = 8000 \times 1000 = 8M \text{ símbolos/s}$$

O lo que es lo mismo:

16 Mb/s si las portadoras están moduladas en QPSK (2 bits por símbolo).

32 Mb/s si lo están en 16 QAM (4 bits por símbolo).

48 Mb/s si están moduladas en 64 QAM (6 bits por símbolo).

Cada símbolo de COFDM está constituido por la suma de los N símbolos contenidos en las N portadoras durante un tiempo igual al tiempo de símbolo de cada portadora. La duración de un símbolo COFDM es, por tanto, igual a la duración de símbolo de cada portadora (T_s).

Cuanto mayor sea el número de portadoras mayor es la duración de cada símbolo COFDM y por lo tanto más robusto es el sistema frente al desvanecimiento o fading temporal de la señal debido a ecos producidos por objetos en movimiento.

2.6.2 Constelaciones básicas.

Para conseguir la modulación OFDM los datos de entrada se “mapean” en símbolos OFDM, lo que significa que modulan a cada una las subportadoras individuales. Esta modulación puede ser de diferentes tipos, pero en el sistema DVB-T las constelaciones contempladas son 4QAM, 16QAM y 64QAM, cuyas constelaciones se ilustran en la figura 2.5.

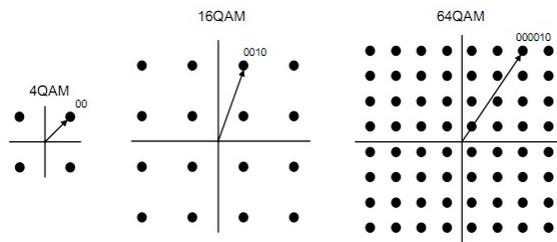


Figura 2.5: Constelaciones usadas en DVB-T

Dependiendo de la constelación utilizada, cada subportadora transportará 2, 4 u 8 bits de información. Cada punto de la constelación se puede representar

por un número complejo. Así, la primera etapa en el proceso de modulación COFDM es el de mapear los grupos de 2, 4 u 8 bits en las componentes real e imaginaria que corresponden al número complejo en la constelación. Cada constelación tiene una robustez propia con respecto a la relación C/N mínima que puede tolerar para una demodulación correcta. En términos aproximados, 4QAM es de cuatro a cinco veces más robusta que 64QAM.

Estos números complejos corresponden a una representación en el dominio de la frecuencia y para trasladarlos al dominio del tiempo es necesario aplicar la transformada inversa de Fourier. Estos dos procesos, el mapeo del flujo binario de entrada en símbolos complejos de la constelación y su transformación inversa de Fourier, constituyen la primera parte del proceso de modulación OFDM.

2.6.3 Teoría básica de OFDM.

El método OFDM emplea N portadoras, por lo que se requieren, por lo menos, N muestras complejas en tiempo discreto para representar al símbolo OFDM. Estas muestras en el dominio del tiempo (0, 1, ..., N-1) son el resultado de una subportadora k modulada con un símbolo Ck, de la información, dentro de un símbolo OFDM y pueden expresarse como:

$$s_{k-ofdm}[n] = \frac{C_k}{N} \exp(j \frac{2\pi kn}{N}) \quad (2.1)$$

Donde:

N = número de subportadoras y muestras en el dominio del tiempo utilizadas.

n = índice de la muestra en el dominio del tiempo.

k = índice de la subportadora.

Ck = amplitud y fase de la información a transmitir.

Tanto Ck como k son constantes para una subportadora dada durante el período de un símbolo OFDM. De la ecuación (2.1) se ve que las N muestras complejas para la subportadora k giran exactamente k círculos en el plano complejo durante el período útil de un símbolo OFDM. El símbolo completo, en el dominio del tiempo, se construye a partir de las N subportadoras superponiendo sus ondas:

$$s_{n-ofdm}[n] = \sum_{k=0}^{N-1} s_{k-ofdm}[n] \quad (2.2)$$

Los coeficientes Ck son complejos, con lo que, de hecho, representan a la señal en el dominio de frecuencia. Para trasladar dicha señal al dominio del tiempo, es necesario aplicar, en el modulador, la transformada inversa de Fourier, exactamente la transformada inversa rápida (IFFT). En el receptor de DVB-T se aplica la transformada rápida directa de Fourier (FFT) al símbolo OFDM en el dominio del tiempo. La señal original transmitida se reconstruye comparando cada subportadora con una de referencia, de amplitud y fase conocidas y de igual frecuencia:

$$s_{k.ref}[n] = 1 \times \exp(j \frac{2\pi kn}{N}) \quad (2.3)$$

Como consecuencia de la ortogonalidad de las N subportadoras, el resultado de la comparación es cero en la FFT para cualquier subportadora distinta a la de referencia:

$$\sum_{n=0}^{N-1} \frac{s_{l-ofdm}[n]}{s_{k-ref}[n]} = C'_k \quad si \ l = k \quad (2.4)$$

$$\sum_{n=0}^{N-1} \frac{s_{l-ofdm}[n]}{s_{k-ref}[n]} = 0 \quad si \ l \neq k \quad (2.5)$$

En que C'k representa la amplitud y fase de la señal de información recibida.

Si en el receptor se recibe una señal retrasada en el tiempo por Δ muestras complejas, la ecuación (2.1) puede expresarse como:

$$s_{k-ofdm}[n] = \frac{C_k}{N} \exp(j \frac{2\pi k(n - \Delta)}{N}) \quad (2.6)$$

Y la salida de la FFT se expresa ahora como:

$$\sum_{n=0}^{N-1} \frac{s_{l-ofdm}[n]}{s_{k-ref}[n]} = C'_k \exp(j \frac{2\pi k\Delta}{N}) \quad (2.7)$$

La ecuación (2.6) muestra que un retardo en la señal de entrada, produce una rotación sobre las portadoras en el dominio de frecuencia. Esta señal, añadida a la señal original resultará en desvanecimiento o amplificación en diferentes porciones del dominio de frecuencia.

2.6.4 Empleo de la transformada rápida de Fourier (FFT).

En DVB-T se contemplan dos esquemas de modulación, uno con 2048 portadoras, designado como 2K y otro con 8192 portadoras (8K). El utilizado actualmente es el 2K. Es evidente que la implementación en hardware de un sistema FDM para estos números de portadoras, es prácticamente impensable aún en el dominio digital, ya que requeriría de miles de osciladores, filtros, multiplicadores e integradores, con el consecuente volumen y consumo de potencia. La modulación OFDM evita el empleo de filtros, a causa de la ortogonalidad de las señales y, en la práctica se trabaja con la señal recibida en forma muestreada, lógicamente por encima de la frecuencia de Nyquist. En estas condiciones, el proceso de integración se convierte en uno de suma y todo el proceso de demodulación es idéntico a una transformada directa de Fourier. En la actualidad hay disponibles numerosos circuitos integrados que permiten realizar estas operaciones, con lo que la implementación práctica del modulador y demodulador OFDM resulta “relativamente fácil”.

2.6.5 El intervalo de guarda.

Las subportadoras están moduladas por señales representadas por números complejos, que cambian de un símbolo a otro. Si el período de integración en el receptor se extiende a una duración de dos símbolos, no solamente habrá ISI (Interferencia Entre Símbolos) sobre la subportadora correspondiente al símbolo que se pretende integrar, sino que además habrá interferencia entre subportadoras (ICI) y, por consecuencia, destrucción de la información. Para evitar esta situación, se agrega un intervalo de guarda.

Sin duda alguna, una de las características más importantes de esta modulación es la introducción de este tiempo denominado intervalo de guarda entre cada dos símbolos COFDM consecutivos.

De esta manera, la duración total de un símbolo COFDM (T_t) es la suma de la duración útil del símbolo (T_s) más la duración del intervalo de guarda (T_g).

Durante el intervalo de guarda la señal no es evaluada por el receptor. Supongamos que a un receptor COFDM llega una señal determinada y un eco de esa misma señal, con un retardo T_r (ver figura 2.6)

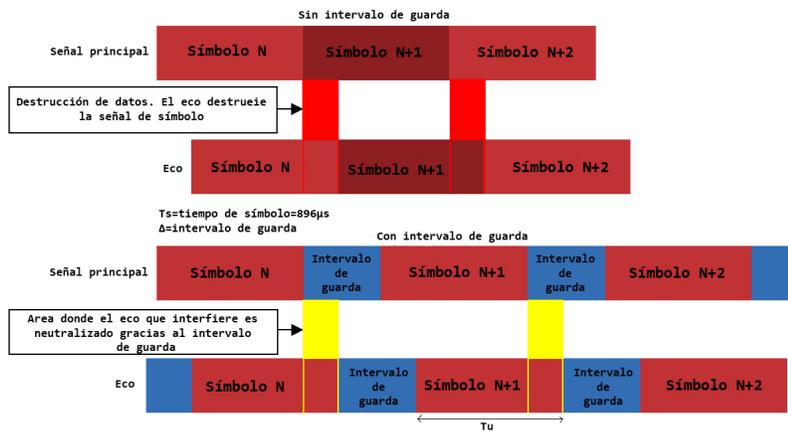


Figura 2.6: Tiempo de guarda

En ausencia de intervalo de guarda, durante el tiempo de evaluación de símbolo N+1 (procedente del rayo directo) al receptor llega también información del símbolo N (procedente del rayo reflejado), lo cual produce interferencia entre símbolos (ISI).

Si situamos entre cada dos símbolos un tiempo de guarda, durante el tiempo de demodulación del símbolo N+1, al receptor sólo llega información del símbolo N+1 procedente tanto del rayo directo como del reflejado. Por consiguiente no existirá ISI. Estamos ante un mecanismo de protección frente a ecos tremendamente eficaz.

La duración del intervalo de guarda será un compromiso entre la duración del mayor eco que se pretenda compensar y el máximo régimen binario que se

desea transmitir, ya que cuanto mayor sea el intervalo de guarda menor será el tiempo útil de cada símbolo y por tanto, menor la velocidad binaria que se pueda alcanzar.

La consecuencia más evidente de la robustez de las transmisiones en COFDM frente a la propagación multitrayecto es que todos los transmisores situados frente a una zona determinada del territorio no tendrían que utilizar frecuencias diferentes para transmitir el mismo programa con tal de que el retardo entre cualquiera de las diferentes señales emitidas por cada uno de ellos sea inferior al intervalo de guarda. Este concepto da lugar a las denominadas Redes de Frecuencia Única (SFN:Single Frequency Network), lo que supone un mayor aprovechamiento del espectro.

2.6.6 Sincronización del canal.

Para demodular correctamente las señales, el receptor debe muestrearlas durante el período útil del símbolo OFDM, no durante el intervalo de guarda. Como consecuencia, la ventana de tiempo debe situarse con precisión en el instante en que se presenta cada símbolo. Esto equivale, en el caso analógico, a que para llevar a cabo la demodulación coherente o síncrona en el receptor, es imprescindible que la portadora generada localmente en el receptor sea exactamente de la misma frecuencia y fase de la portadora generada en el transmisor para modular la señal. En el sistema DVB-T se resuelve este problema utilizando subportadoras “piloto”, distribuidas de forma regular en el canal de transmisión y que actúan como “marcadores de sincronismo”.

2.6.7 Modulador y demodulador OFDM .

La señal de entrada al modulador OFDM es un flujo binario continuo. Este flujo se segmenta en símbolos, de acuerdo a la constelación a utilizar y se obtiene un mapa de los símbolos, representados ahora por números complejos, que corresponden a la representación de la señal en el dominio de frecuencia. Si se van a modular N subportadoras simultáneamente, la primera operación debe ser la conversión del flujo binario de entrada, en serie, en un flujo de coeficientes complejos en paralelo. El siguiente paso es realizar la transformada inversa de Fourier sobre esos N coeficientes para obtener una señal en el dominio del tiempo y, como la señal de entrada al transmisor debe ser un flujo binario en serie, es necesario convertir nuevamente la señal, ahora transformada y en paralelo, a una señal en serie. Esta es la señal a transmitir y el proceso se ilustra en el diagrama de bloques de la figura 2.7.

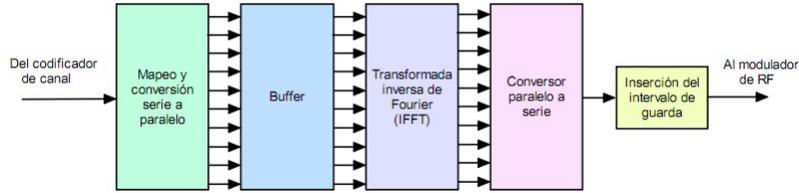


Figura 2.7: Diagrama de bloques del modulador OFDM

En la figura 2.7, puesto que la señal de entrada procede del codificador de canal, el conjunto constituye un modulador COFDM (la “C” indica precisamente la codificación de canal).

A la salida del conversor paralelo a serie, se inserta el intervalo de guarda, designado también como prefijo cíclico, en que se copian los datos del final del bloque y se pegan al principio, lo que hace que las señales retrasadas a causa de los efectos multicamino caigan en el intervalo de guarda y sean ignoradas por el receptor.

El demodulador cumple la función inversa del modulador y el diagrama simplificado de bloques es similar al de la figura 2.7, visto ahora de derecha a izquierda, como se ilustra en la figura 2.8.

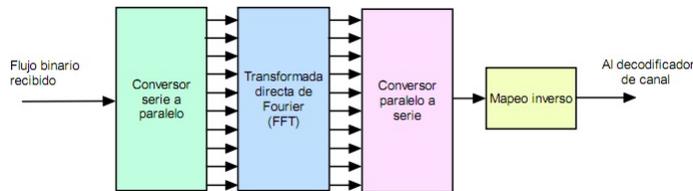


Figura 2.8: Demodulador OFDM

2.6.8 Codificación.

El sistema de transmisión terrestre es compatible con el sistema de MPEG-2. Asimismo, la codificación Reed-Solomon es común con los estándares de satélite y cable y la codificación convolucional (Código de Viterbi), es común con las especificaciones de TV por satélite. Teniendo en cuenta estos aspectos, el diagrama de bloques general de modulador COFDM sería como se puede apreciar en la figura 2.9



Figura 2.9: Modulador COFDM

Una de las consecuencias de la propagación multitrayecto es la posible aparición de zonas del espectro en las que se produce un desvanecimiento o fading de la señal. El ancho de estas zonas puede ser incluso de 1 o 2 MHz. Este efecto, en un canal COFDM, provoca que un determinado número de portadoras sufra una gran atenuación. Por el contrario, otras zonas (aquellas en las que la amplitud y fase de los ecos lo permitan), verán incrementadas su amplitud (figura 2.10)

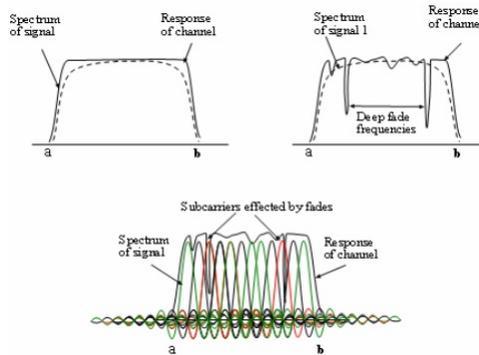


Figura 2.10: Concepto de fading (desvanecimiento)

En ausencia de entrelazado (interleaving) y codificación, estas distorsiones en el espectro del canal provocarían un incremento dramático en la tasa de error ya que la información requerida de las portadoras que ven disminuida su amplitud por debajo del mínimo nivel de C/N requerido podría ser evaluada.

Sin embargo, mediante el uso de interleaving y codificación convolucional (Código Viterbi), se introduce un grado de correlación o dependencia muy elevado entre la información presente en las distintas portadoras de forma que los errores que afectan a una portadora se distribuirá entre las restantes que forman el símbolo COFDM.

De este modo, debido a la alta correlación introducida y la consiguiente redistribución de los errores, no hay portadoras “beneficiadas” o “perjudicadas”, sino que el incremento o reducción de la tasa de error global vendrá determinado por la C/N media del canal COFDM.

Incluso podría darse el caso, y de hecho se da, de que la existencia de ecos sea beneficioso para la señal en la medida en que las zonas del canal que ven incrementada su amplitud son mayores que las que la ven disminuida, de forma que la C/N media del canal es superior a la que existiría en ausencia de ecos.

Esta es la tecnología en la que se basa la TDT. Todo ello está recogida en una norma llamada DVB, como ya se ha ido comentando a lo largo de este texto. A continuación se explica cuáles son las características técnicas de la TDT en España.

3 Especificaciones para la televisión digital terrestre

El organismo de ámbito Europeo ETSI (European Telecommunication Standard Institute) aprobó en 1993 la norma o especificación para la televisión digital terrestre generada dentro del DVB.

El DVB (Digital Video Broadcasting) es una organización encargada de promocionar estándares de televisión digital, a nivel internacional, así como de crear dichos estándares. El organismo del mantenimiento de estos estándares, el DVB Project, está constituido por más de 270 organizaciones, instituciones y empresas a nivel mundial. Los estándares propuestos por esta organización han sido aceptado por la mayoría de los países, a excepción de Estados Unidos, Canadá, México (utilizan ATSC en lugar de DVB-T) y Japón (donde se usa principalmente el ISDB, Integrated Services Digital Broadcasting), en estos países utilizan sus propios estándares, pertenecientes a empresas privadas, aunque también algunas empresas (sobre todo de satélite o televisión por cable) utilizan los estándares de la DVB. Toda la codificación de audio y vídeo está basada en los estándares ya establecidos por MPEG. El DVB también tiene un canal de retorno de datos (por ejemplo para televisión interactiva o para canales codificados, es decir, de pago por visión).

Los aspectos más relevantes de esta norma son los siguientes:

Se definen dos posibilidades para el número de portadoras: 2K (1705 portadoras) y 8K (6817 portadoras). Los países en los que las condiciones del terreno sean tales que el número de ecos sea pequeño probablemente utilicen el sistema 2K, el cual el período de símbolo, y por lo tanto también el intervalo de guarda, son pequeños. Por el contrario, los países cuya orografía es más accidentada (por ejemplo España) utilizarán el sistema 8K en las que el tiempo de símbolo y el intervalo de guarda son mayores. En la siguiente tabla se puede ver las características del estándar:

Ancho de banda del canal	7.61 MHz
Separación entre portadoras	1116 Hz (8K), 4464 Hz (2K)
Duración útil del símbolo T_u	896 us para el siste 8K 224 us para el sistema 2K
Duración del intervalo de guarda T_g	Entre $T_{(u)}/4$ y $T_{(u)}/32$ (definido en la norma), es decir: Entre 224 us y 28 us para el sistema 8K Entre 56 us y 7 us para el sistema 2K
Duración total del símbolo COFDM T_u+T_g	Entre 1120 us y 924 us (8K) Entre 289 us y 231 us (2K)
Velocidad de código convolucional (Viterbi)	7/8
Codificación de bloques (Reed Solomon)	188-204
Máxima velocidad de símbolo	Este parámetro depende en gran medida tanto del intervalo de guarda como del código convolucional escogidos. La máxima velocidad se obtendrá para el intervalo de guarda más pequeño y el código menos potente. Lógicamente, a mayor protección del canal, menor velocidad disponible. En función de esto la velocidad de símbolo puede variar entre 2,49 Msímb/s y 5,28 Msímb/s.
Tipo de modulación para cada una de las portadoras	QPSK, 16 QAM, 64 QAM
Máximo flujo binario	Entre 4,89 Mb/s y 10,56 Mb/s para QPSK Entre 9,96 Mb/s y 21,12 Mb/s para 16 QAM Entre 14,94 Mb/s y 31,68 Mb/s para 64 QAM

Cuadro 3: Características DVB-T

Hay que añadir que no todas las portadoras van a ser utilizadas para transmitir información de imagen o sonido, sino que es necesario destinar algunas de ellas para funciones propias del sistema, tales como sincronización, estimación del canal de transmisión, etc.

Teniendo en cuenta que la velocidad binaria de transmisión necesaria para transmitir una señal de televisión de alta definición es del orden de 24 Mb/s, una de calidad PAL Plus del orden de 12 Mb/s y una de calidad PAL estándar de 6 Mb/s, es fácil apreciar otra de las importantes ventajas de la modulación COFDM, que es la de permitir la transmisión, en un ancho de banda de 7,61 MHz, modulada en 64QAM, de un solo canal de televisión de alta definición, 2 canales de calidad PAL Plus o incluso 4 canales con calidad PAL estándar. Es posible enviar también varios canales de sonido y datos, ya que el régimen binario necesario para transmitir estos últimos es muy bajo. Este aspecto supone una importante ventaja con respecto a la televisión analógica, en el cual sólo era posible transmitir un canal de imagen, dos de sonido y el teletexto en un canal de 8 MHz.

En cuanto a la mínima C/N requerida, este valor depende del intervalo de guarda y del código escogido. Los valores mínimos para los diferentes tipos de modulación son los siguientes:

QPSK: entre 3,1 y 16,3 dB

16QAM: entre 8,8 y 22,8 dB

64QAM: entre 14,4 y 27,9 dB

La mínima C/N necesaria, incluso para el caso más desfavorable de la modulación 64QAM, es considerablemente inferior a la que se necesitaba para un canal analógico PAL.

Este hecho, que es inherente a las transmisiones digitales, permite que las potencias de salida de los transmisores puedan ser considerablemente inferiores para garantizar la misma cobertura respecto a la analógica.

Modulación	Velocidad de código	C/N requerida para una BER=2x10 ⁻⁴ después de Viterbi; QEF después de Reed Solomon.			Velocidad de bit (Mb/s)			
		Canal Gaussiano	Canal Ricean	Canal Rayleigh	$\Delta Tu=1/4$	$\Delta Tu=1/8$	$\Delta Tu=1/16$	$\Delta Tu=1/32$
QPSK	1/2	3.1	3.6	5.4	4.89	5.53	5.85	6.03
QPSK	2/3	4.9	5.7	8.4	6.64	7.37	7.81	8.04
QPSK	3/4	5.9	6.8	10.7	7.46	8.29	8.78	9.05
QPSK	5/6	6.9	8	13.1	8.29	9.22	9.76	10.05
QPSK	7/8	7.7	8.7	16.3	8.71	9.68	10.25	10.56
16QAM	1/2	8.8	9.6	11.2	9.95	11.06	11.71	12.06
16QAM	2/3	11.1	11.6	14.2	13.27	14.75	15.61	16.09
16QAM	3/4	12.5	13	16.7	14.93	16.59	17.56	18.10
16QAM	5/6	13.5	14.4	19.3	16.59	18.43	19.52	20.11
16QAM	7/8	13.9	15	22.8	17.42	19.35	20.49	21.11
64-QAM	1/2	14.4	14.7	16	14.93	16.59	17.56	18.10
64-QAM	2/3	16.5	17.1	19.3	19.91	22.12	23.42	24.13
64-QAM	3/4	18	18.6	21.7	22.39	24.88	26.35	27.14
64-QAM	5/6	19.3	20	25.3	24.88	27.65	29.27	30.16
64-QAM	7/8	21	21	27.9	26.13	29.03	30.74	31.67

Cuadro 4: Valores de relación señal a ruido

En la tabla 4 se pueden ver los valores de C/N según la modulación, el canal y el tiempo de guarda utilizado. Se encuentra señalado en rojo la velocidad binaria utilizada en España, con un intervalo de guarda de 0.25s y una modulación 64QAM.

En la tabla se representan los valores de C/N para una BER de 2x10⁻⁴ después del codificador de Viterbi para todas las combinaciones de velocidad de código y tipos de modulación. La tasa de bit neta después del codificador de Reed Solomon también se presenta, siendo esta QEF, es decir, casi libre de errores. El canal Gaussiano se corresponde con el modelo de canal ideal, el canal Ricean con el de recepción fija y el canal de Rayleigh con el modelo de recepción móvil.

BER (Bit Error Rate). La tasa de error de bit, que se ha hecho referencia en el apartado anterior, es un parámetro fundamental que nos concreta la calidad de la señal de televisión digital. Esta variable nos cuantifica el número de errores de bit de una trama.

Según se ha visto en el esquema de demodulación de la figura 2.9, se obtendrán valores distintos de BER según el punto donde se mida. Los valores mínimos para asegurar el perfecto funcionamiento del sistema se definen en:

- a la salida de demodulador
- después del decodificador de Viterbi
- después del decodificador de Reed Solomon

Para la TDT los valores mínimos son:

- después de demodulador COFDM: BER=3x10-2
- después de decodificador de Viterbi: BER= 2x10-4
- después del decodificador de Reed Solomon: BER= 1x10-11

Las diferencias de BER entre las entradas y salidas de los diferentes decodificadores de protección contra errores, se denomina ganancia de código.

Un BER de 1x10-11 quiere decir que se produce un error después de 10¹¹bits, lo que significa que, para una tasa de 55 Mb/s, se producirá aproximadamente un error de bit cada hora.

Energía de bit frente al ruido (E_b/N_o). En la TV digital, los procesos de codificación, transmisión y distribución la señal de banda base es digital, al contrario que los traductores imagen-sígnal y sígnal-imagen que son procesos analógicos. Por ello, para la sígnal de banda base digital es necesario definir la relación sígnal a ruido.

La relación sígnal-ruido de las sígnales digitales es la energía de Bit frente al ruido, este parámetro resulta básico en las transmisiones digitales, ya que determina el BER.

Como es un parámetro que depende de la modulación, será el tipo de modulación y su protección contra errores los que determinen su valor y por tanto los errores de bit.

Se pueden establecer relaciones entre la C/N y E_b/N_o y entre E_b/N_o y el BER, estas curvas caracterizan al sistema de transmisión digital. Por tanto este parámetro define la calidad del sistema de televisión digital, es decir, de la transmisión, distribución y recepción de la sígnal digital.

4 Posibilidades que ofrece la red de transmisión digital de televisión terrestre.

4.1 Redes de frecuencia única (SFN)

Como se ha indicado anteriormente, una de las grandes aportaciones de la televisión digital terrestre es la posibilidad de establecer redes de frecuencia única (SFN), de modo que todos los transmisores situados a lo largo de un territorio para transmitir un programa determinado lo harían utilizando la misma frecuencia. Al menos teóricamente, sería posible cubrir todo el país utilizando un solo canal de UHF por programa, o por dos, tres o cuatro programas, dependiendo de la calidad con que se quiera transmitir la sígnal.

La implementación práctica de las SFN plantea una dificultad, para que el retardo existente entre los distintos ecos que llegan al receptor esté perfectamente controlado y sólo dependa de la distancia existente entre los transmisores que operan en esa zona, es necesario que todos estén sincronizados en el tiempo. Es decir, que todos transmitan la misma señal en la misma frecuencia y exactamente al mismo tiempo. Esto se conoce como Sincronización de las SFN y es un problema que está actualmente solucionado mediante GPS, una señal emitida por la estación base o un reloj de referencia. No se va a profundizar en este aspecto, simplemente comentar que la información de sincronización se introduce mediante un adaptador de SFN, que introducen la información de sincronización en el stream de transporte de MPEG-2.

4.2 Redes de frecuencia múltiple (MFN)

En las redes de frecuencia múltiple cada transmisor dispone de radiofrecuencias individualizadas (cada uno de ellos transmite a una frecuencia diferente), no se requiere una sincronización de los distintos centros emisores (lo que abarata el despliegue), y se pueden realizar desconexiones de la programación a distintos niveles, en función de los intereses del editor de contenidos. Cuando se opte por este tipo de redes, debe tenerse en cuenta que harán falta más recursos de frecuencias.

4.3 Gap-Fillers

Otra posibilidad que ofrecen la modulación COFDM es la de ampliar las SFN (o MFN) a los reemisores que dependen de cada transmisor, de modo que retransmitirían la señal en la misma frecuencia que la reciben.

Al no ser necesario el cambio de frecuencia, estos reemisores o gap-fillers (“rellenadores de huecos” literalmente) podrían utilizarse para cubrir zonas del territorio todo lo pequeña que se desee (figura 4.1)

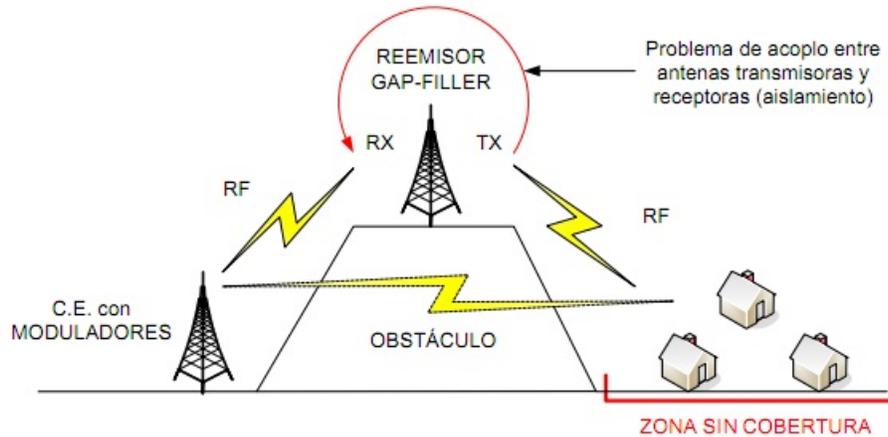


Figura 4.1: Solución para cubrir zonas de sombra

El principal inconveniente de utilizar reemisores, es el acoplo (aislamiento) que se produce entre las antenas receptoras y las transmisoras. Este problema se debe al hecho de que en TDT se utiliza una misma frecuencia tanto para recepción como transmisión. La solución de este problema, es aprovechar la altura de la torre para poner la antena receptora lo más separada posible de la transmisora, además de tener en cuenta sus diagramas de radiación.

El aislamiento mínimo se puede calcular:

$$G = P_{tx} - P_{rx}$$

Siendo:

G: ganancia

P_{tx} : potencia transmitida

P_{rx} : potencia recibida

Para poder amplificar hasta 30 dBm, si se reciben -45 dBm, la condición de aislamiento será:

$$G = 30 + 45 = 75dB$$

$$G \geq \beta - 10$$

$$\beta \geq 85$$

donde:

G=ganancia

β =aislamiento

El factor “-10” es la condición mínima de trabajo de los gapfillers obtenida después de diversos tests.

Los mismos reemisores incorporan una etapa de cancelación de ecos, que anulan ecos y compensan parte del aislamiento entre antenas.

En el caso de que el aislamiento fuera inferior a la ganancia de transmisión, la calidad (MER: tasa de error de modulación) de salida disminuiría.

Inicialmente los gapfillers que se utilizaban eran no regenerativos, es decir, la tasa de error BER de salida será igual o mayor que la de entrada. Actualmente sí lo son.

Funcionamiento. Como ya se ha comentado, la misión principal de un reemisor de TDT o Gap-Filler es la de recibir la señal de TDT, demodularla, regenerarla y amplificarla y volverla a emitir por el mismo canal en que la ha recibido. Es decir, los canales utilizados para la recepción y emisión son los mismos (ver figura 4.2)

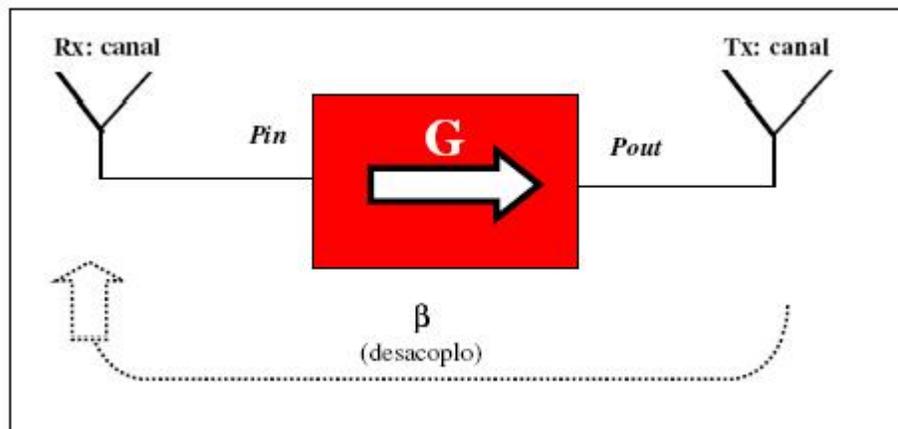


Figura 4.2: Esquema de Gap Filler

Los gap fillers o reemisores están caracterizados por:

- Nivel de entrada admitido: rango de valores mínimos y máximos de potencia de señal de entrada (P_{in}) dentro de los cuales el reemisor opera correctamente.
- Ganancia máxima: la que puede proporcionar el reemisor.
- Potencia máxima de salida (PRA): desde 0.2W hasta 10W.

Dependiendo del emplazamiento y el servicio que deben prestar se pueden encontrar en el mercado varios tipos de gap fillers. Estos van desde simples dispositivos autosoportados (tipo mochila) hasta infraestructuras más complejas compuestas por torretas, antenas y casetas.

Estas infraestructuras se utilizan para cubrir grandes zonas de cobertura y requieren instalación. Los equipos de procesado se instalan en una caseta construida especialmente para esta función, asegurando las condiciones de funcionamiento. Las antenas se sitúan en una torreta con la altura necesaria para la recepción y retransmisión de la señal.

También deben disponer de una acometida eléctrica o instalación de energía solar autónoma que la supla. Este tipo de instalaciones, al menos las de mayor tamaño, requieren un proyecto técnico que debe ser visado por el Colegio de Ingenieros de Telecomunicaciones. Este aspecto es el que se va a tratar más adelante, explicando cada apartado que conforman el proyecto técnico.

Las prestaciones de los gap fillers varían en función del fabricante y del modelo. Algunas de las características más comunes son:

- Tipo de antena: Yagui (recepción), panel (reemisión).
- Con/Sin cancelador de eco. El cancelador de eco minimiza la realimentación debida a la recepción y emisión de señal por el mismo canal.
- Capaz de demodular y remodular de 1 a 8 canales multiplex. Cada canal puede incluir de 4 a 5 canales de televisión en definición estándar y de 2 a 3 canales en alta definición.
- Rango de frecuencia: de 470 a 862 MHz (canales 21 a 69). Gama completa del UHF.
- Con/Sin gestión GSM. La gestión a distancia GSM es muy útil cuando se trata de una instalación externa facilitando así el mantenimiento de la misma y ahorrando costes de desplazamiento hasta el lugar. Diseñados para funcionar en el exterior o en el interior.
- Instalaciones de intemperie o en caseta adecuada.

Cancelador de ecos. Daremos un poco de luz a este concepto. Los gapfillers son un sistema realimentado, donde parte de la señal gapfiller existen ecos provenientes de reflexiones de la señal transmitida en objetos del escenario debido al efecto multicamino y a los lóbulos secundarios de las antenas. En un gapfiller convencional sin unidad canceladora de ecos la señal de salida consiste en una sucesión de ecos, cada uno de ellos retardado y atenuado respecto al anterior (ver figura). Para caracterizar la realimentación del reemisor se utiliza el parámetro Margen de Ganancia, que se define como la diferencia entre el aislamiento entre antenas (Isolation, I) y la ganancia del Gapfiller (Gain, G).

$$\text{Margen de ganancia (dB)} = I - G$$

La atenuación relativa entre cada eco y el siguiente es igual al margen de ganancia. La estabilidad del gapfiller sólo se garantiza cuando la ganancia es menor que el aislamiento. De otro modo, el sistema podría oscilar.

Por otro lado, el efecto del lazo de realimentación en la señal transmitida produce una degradación en la calidad de la señal transmitida en forma de un rizado en el espectro que hay que mantener acotado bajo ciertos valores.

Esto implica que hay que establecer un valor mínimo del margen de ganancia para garantizar su correcto funcionamiento. Mediante pruebas de laboratorio se ha encontrado que la ganancia debe de ser como mínimo 10 dB inferior al aislamiento.

Esta restricción supone una gran limitación en la potencia máxima transmitida, y por tanto en el nivel de cobertura, lo cual hace imprescindible la utilización de canceladores de ecos.