

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR

INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN



PROYECTO FINAL DE CARRERA

ANÁLISIS Y SIMULACIÓN
DE LA CAPA FÍSICA
DEL ESTÁNDAR DVB-T2

AUTOR: OMAR AHMAD SAN JOSÉ

TUTOR: ANA GARCÍA ARMADA

Julio de 2009

Cuando uno se encuentra del lado de la mayoría, es hora de detenerse y reflexionar.

Mark Twain

El hombre razonable se adapta al mundo; el irrazonable intenta adaptar el mundo a sí mismo.

Así pues, el progreso depende del hombre irrazonable.

George Bernard Shaw

A mis abuelos, porque ellos no tuvieron la oportunidad.

Resumen

En este proyecto se ha analizado el nuevo estándar DVB-T2 para la radiodifusión digital terrestre de señales de vídeo. Para ello hemos propuesto un modelo que recrea, de la forma más fiel posible, la capa física del sistema DVB-T2. Este modelo consta de múltiples parámetros que determinan las características de funcionamiento del sistema.

Una vez creado, el modelo se ha utilizado para simular el comportamiento del sistema en diferentes entornos de trabajo o canales (Gausiano, Ricean y Rayleigh) consiguiendo unos resultados que nos permiten evaluar las prestaciones del sistema en cada entorno.

El proyecto se inicia con una introducción del estándar que se va a implementar donde hablaremos de las novedades que han sido incluidas y de las diferencias con su predecesor, el estándar DVB-T. Después se hace una presentación del modelo que vamos a utilizar. El sistema DVB-T2 utiliza diferentes técnicas para la transmisión de información. Los objetivos de estas técnicas y las dificultades encontradas en su implementación serán comentados a medida que se vayan integrando en el modelo. Posteriormente aparecerán los resultados de las simulaciones realizadas y por último las conclusiones del trabajo llevado a cabo así como posibles extensiones a realizar en el futuro.

En este proyecto se intentarán mostrar con claridad las características que hacen de DVB-T2 un sistema novedoso, compatible y que aporta gran calidad a las telecomunicaciones.

Índice general

1. INTRODUCCIÓN	17
1.1. Objetivo del proyecto	17
1.2. Requisitos que debe cumplir DVB-T2	18
1.3. Principios de diseño	18
1.4. Mejoras respecto a DVB-T	19
2. PRESENTACIÓN DEL MODELO DE CAPA FÍSICA PARA DVB-T2	21
2.1. Restricciones del modelo	21
2.2. Diagrama de bloques	23
3. ENTRELAZADO, CODIFICACIÓN Y MODULACIÓN	25
3.1. Codificación de canal	25
3.1.1. Códigos BCH	28
3.1.2. Códigos LDPC	30
3.2. Entrelazado de bits	33
3.2.1. Entrelazado de paridad	33
3.2.2. Entrelazado de columnas a filas con giro	33
3.3. Demultiplexor de bits a celdas	35
3.4. Mapeo Gray de celdas a constelación (Modulador)	36
3.5. Rotación de la constelación y retardo Q cíclico	38
3.6. Entrelazado de Celdas	40
3.7. Entrelazado en Tiempo	41

4. CONSTRUCTOR DE TRAMA	43
4.1. Entrelazado en Frecuencia	44
5. OFDM	47
5.1. Inserción de Pilotos	49
5.1.1. Secuencia de referencia	50
5.1.2. Pilotos continuos	52
5.1.3. Pilotos dispersos	53
5.1.4. Pilotos de Borde	55
5.2. FFT directa e inversa	56
5.3. Intervalos de guarda	60
5.4. Estima del canal y ecualización	61
5.4.1. Ecualización	64
5.4.2. Interpolación	65
6. MODELOS DE CANAL	71
7. RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES	75
7.1. Función del código BCH	76
7.2. Tasa de transmisión máxima	77
7.3. Canal Gaussiano	78
7.4. Canal Ricean	81
7.4.1. Diferentes tamaños de FFT	81
7.4.2. Patrones de Pilotos	83
7.4.3. Límite de tasa de envío.	84
7.4.4. Entrelazado en canales Ricean	86
7.5. Canal Rayleigh	87
7.5.1. Encontrando los parámetros adecuados	87
7.5.2. Efectos del cambio de codificación	88
7.5.3. Efectos de los entrelazados	90
8. CONCLUSIONES	93
9. POSIBLES LÍNEAS DE TRABAJO FUTURO	97

APÉNDICES	101
A. GLOSARIO DE DEFINICIONES Y SÍMBOLOS	101
A.1. Definiciones	101
A.2. Símbolos	104

Lista de Figuras

2.1. Diagrama de bloques a alto nivel del estándar DVB-T2	21
2.2. Diagrama de bloques del modelo implementado	23
3.1. Módulos que conforman el bloque BICM	25
3.2. Estructura de la trama FEC	27
3.3. Comparación entre diferentes números de iteraciones máximas para LDPC	32
3.4. Esquema del entrelazado de bit de filas a columnas con giro para 16-QAM	34
3.5. Demultiplexor de bits en $N_{subtramas}$	36
3.6. Constelación 16-QAM del estándar DVB-T2	37
3.7. Constelación 16-QAM después de su rotación.	39
3.8. Esquema del entrelazado de celdas	40
3.9. Esquema de tramas implementado en el proyecto	41
3.10. Esquema del entrelazado en tiempo	42
4.1. Bloque del Constructor de Trama	43
4.2. Esquema de generación de dirección de entrelazado para el tamaño de FFT de 2K	44
5.1. Bloque Generador de la señal OFDM	47
5.2. Situación de las subportadoras en el espectro OFDM.	48
5.3. Formación de la secuencia de referencia a partir de las secuencias PRBS y PN.	51
5.4. Generación de la secuencia PRBS	51
5.5. Descripción hexadecimal de la secuencia PN.	51
5.6. Situación de los pilotos dispersos en la trama.	54

5.7. Espectro de la señal OFDM paso bajo para canal de 8MHz.	59
5.8. Espectro de la señal OFDM paso bajo. Ancho de banda 8MHz. Canal Rice	62
5.9. Amplitud de las portadoras enviadas. Modulación 64-QAM.	63
5.10. Amplitud de las portadoras OFDM al paso por el canal Ricean con $E_b/N_0=20\text{dB}$. Modulación 64-QAM.	64
5.11. Uso de los pilotos dispersos para el proceso de interpolación.	66
5.12. Muestra de la interpolación de un canal Ricean mediante el método descrito en la Sección 5.4.2.	69
5.13. Muestra de la interpolación de un canal Rayleigh mediante el método descrito en la Sección 5.4.2.	70
6.1. Representación del canal F1 y P1 en tiempo.	73
6.2. Representación del canal F1 y P1 frecuencia.	74
7.1. Eliminación del suelo de error mediante BCH. 256-QAM y LDPC 2/3	77
7.2. Canal Gaussiano. QPSK.	79
7.3. Canal Gaussiano. 16-QAM	79
7.4. Canal Gaussiano. 64-QAM	80
7.5. Canal Gaussiano. 256-QAM	81
7.6. Comparación de los tamaños de FFT para canal F1 y modulación 64-QAM. Código LDPC 2/3.	82
7.7. Diferentes Patrones de Pilotos. Canal F1 y modulación 64-QAM. Código LDPC 2/3. Tamaño FFT 16K.	84
7.8. Diferentes Patrones de Pilotos. Canal F1 y modulación 64-QAM. Código LDPC 2/3. Tamaño FFT 2K.	85
7.9. Prueba de máxima transmisión por canal Ricean F1.	86
7.10. Comparación entre los resultados con y sin entrelazados en canal Ricean.	87
7.11. Todos los tamaños de FFT para 64-QAM y LDPC 2/3 en canal Rayleigh.	88
7.12. Todos los patrones de pilotos para 16-QAM y LDPC 2/3 en canal Rayleigh.	89
7.14. Diferencias entre LDPC 1/2 y LDPC 2/3 para QPSK en canal Rayleigh.	89
7.13. Todos los patrones de pilotos para QPSK y LDPC 2/3 en canal Rayleigh.	90
7.15. Simulación con y sin entrelazados para QPSK en canal Rayleigh.	91

Lista de Tablas

1.1. <i>Diferencias entre DVB-T y DVB-T2.</i>	19
3.1. <i>Tipos de codificaciones para tamaños de trama normal. (Normal FEC frame)</i> . . .	27
3.2. <i>Polinomios BCH. (Normal FEC frame)</i>	29
3.3. <i>Valores del parámetro Q_{ldpc}.</i>	33
3.4. <i>Parámetros del entrelazado de filas a columnas</i>	34
3.5. <i>Parámetros para el mapeo de bits en constelaciones</i>	35
3.6. <i>Número de subtramas saliendo del demultiplexor</i>	36
3.7. <i>Factores de normalización para cada celda de datos.</i>	37
3.8. <i>Ángulo de rotación para cada modulación.</i>	39
4.1. <i>Numero de portadoras disponibles para datos en un símbolo OFDM.</i>	45
5.1. <i>Grupos de pilotos continuos usados para cada tamaño de FFT.</i>	52
5.2. <i>Amplitudes de los pilotos continuos según el tamaño de FFT.</i>	52
5.3. <i>Parámetros que definen los patrones de pilotos dispersos.</i>	53
5.4. <i>Amplitudes de los pilotos dispersos.</i>	55
5.5. <i>Periodo elemental en función del ancho de banda.</i>	58
5.6. <i>Parámetros de la señal OFDM.</i>	58
5.7. <i>Duración del Intervalo de Guarda en Términos del Periodo Elemental.</i>	60
5.8. <i>Patrones de pilotos que pueden ser usados según la combinación de tamaño de FFT y intervalo de guarda.</i>	61

5.9. Separación máxima que necesitamos para poder interpolar correctamente los canales F1 y P1 (ver Sección 6) usados para probar las prestaciones del sistema. . . .	68
6.1. Potencia, fase y retardo relativos al número del rayo para los canales F1 y P1. . .	72

INTRODUCCIÓN

1.1. Objetivo del proyecto

El estándar más comúnmente utilizado para Televisión Digital Terrestre (TDT) es DVB-T [1], publicado en Marzo de 1997. Este estándar provee servicios en más de 35 países y está preparado para ser lanzado en otros muchos países en los próximos años. La difusión digital de vídeo - terrestre (DVB-T: Digital Video Broadcasting - Terrestrial) es un estándar maduro, bien establecido y suficientemente flexible para permitir un gran número de modelos de negocio. Al ser un estándar abierto se ha beneficiado de las economías de escala que han permitido desarrollar receptores a precios muy bajos. Sin embargo, la proximidad del apagón analógico, previsto en algunos países de Europa para 2009 ha hecho que el consorcio DVB haya creído oportuna una nueva definición del estándar. De esta manera surge DVB-T2.

El estándar DVB-T2 [2] es la segunda generación de las tecnologías empleadas para la radio-difusión digital terrestre de señales de vídeo. Durante los años que ha estado en vigor DVB-T la tecnología ha evolucionado mucho, apareciendo nuevos estándares de radio comunicaciones basados en OFDM y que además implementaban diferentes codificaciones, entrelazados, patrones de pilotos y otras técnicas que ayudan a hacer las comunicaciones de más calidad y fiabilidad. Estos avances han sido incluidos en el nuevo estándar haciendo de él un sistema muy avanzado donde se introducen las últimas de entre las mencionadas técnicas. DVB-T2 es un estándar abierto que permite a todos los posibles competidores operar en base a un igual acceso a la habilidad de implementar el estándar.

El objetivo de este proyecto es realizar una implementación del estándar DVB-T2 lo más

exhaustiva posible con la que poder evaluar su comportamiento en diferentes medios y probar las mejoras que ofrecen sus nuevas características.

1.2. Requisitos que debe cumplir DVB-T2

El estándar DVB-T2 ha sido diseñado de tal forma que cumpla ciertos requisitos necesarios para conseguir una migración fácil y atractiva para el usuario. Algunos de estos requisitos son:

- Las transmisiones de DVB-T2 deben ser capaces de ser recibidas por las antenas domésticas existentes así como de reutilizar la infraestructura de transmisión actual. Este punto supone una gran ventaja ya que las barreras de entrada de la nueva tecnología se ven reducidas considerablemente.
- Las transmisiones correspondientes a las especificaciones de DVB-T2 deben cumplir unos requisitos en cuanto a niveles de interferencia y guardas que no permitan causar más interferencia de la que DVB-T causaría.
- DVB-T2 está diseñado para proporcionar de forma primaria servicios a equipos receptores tanto fijos como portables. Quedando los equipos móviles como un objetivo secundario.
- DVB-T2 debe proveer un mínimo de un 30 % de incremento de capacidad sobre DVB-T ante las mismas condiciones.
- DVB-T2 Debe disponer de mecanismos para proveer robustez específica a ciertos servicios, es decir, debe ser posible dar diferentes niveles de robustez a algunos servicios en comparación con otros. Por ejemplo, dentro de un mismo canal de 8MHz debe ser posible determinar algunos servicios para su recepción desde el tejado y otros determinarlos para que la recepción se produzca en equipos portables.
- DVB-T2 debe proveer una flexibilidad en cuanto al ancho de banda y a la frecuencia a utilizar.

1.3. Principios de diseño

Además de estos requisitos se puede decir que DVB-T2 ha sido pensado siguiendo unos principios de diseño que son:

- El paso entre estándares DVB debe ser tan fácil como sea posible, por ejemplo entre DVB-T2 y DVB-S2 (su equivalente para transmisión por satélite).
- DVB-T2 no debe reinventar soluciones si ya existen dentro de otro estándar DVB.

Consecuentemente DVB-T2 ha adoptado 2 tecnologías clave de DVB-S2 [3] como son:

1. La arquitectura de capas.
2. El uso de los mismo códigos de baja densidad de chequeo de paridad (LDPC: Low Density Parity Check) para corrección de errores.

Sobre estos últimos volveremos más adelante.

1.4. Mejoras respecto a DVB-T

Como ya hemos comentado DVB-T2 implementa una serie de mejoras [4] respecto a su predecesor DVB-T las principales de las cuales aparecen en la Tabla 1.1.

	DVB-T	DVB-T2
FEC (Corrección de errores sin retorno)	Códigos Convolucionales + Reed Solomon. 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8	LPDC + BCH 1/2, 3/5, 2/3, 3/4, 4/5, 5/6
Modulaciones	QPSK, 16QAM, 64QAM	QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM
Intervalos de Guarda	1/4, 1/8, 1/16, 1/32	1/4, 19/256, 1/8, 19/128, 1/16, 1/32, 1/128
Tamaño de FFT	2k, 8k	1k, 2k, 4k, 8k, 16k, 32k
Pilotos dispersos	8 % del total	1 %, 2 %, 4 %, 8 % del total
Pilotos Continuos	2.6 % del total	0.35 % del total

Tabla 1.1: *Diferencias entre DVB-T y DVB-T2.*

Una de las características más notables que podemos apreciar en la Tabla 1.1 es que en el nuevo estándar existen muchas más opciones entre las que poder elegir la forma de transmisión. El objetivo de esto es poder aumentar al máximo la eficiencia de la transmisión de los esquemas de modulación basándonos en los requisitos impuestos por un canal de transmisión particular. Dichas opciones determinarán factores tan importantes como la velocidad de transmisión o la calidad de la comunicación, aspectos que son críticos para poder hacer frente a los nuevos servicios que se pretende soportar, como por ejemplo las transmisiones de señales de vídeo de alta definición.

PRESENTACIÓN DEL MODELO DE CAPA FÍSICA PARA DVB-T2

En este apartado se describe el modelo de sistema que se ha utilizado para evaluar el estándar DVB-T2 así como las restricciones que hemos utilizado para poder simular el comportamiento del mismo. Además se presenta un diagrama de bloques del sistema implementado.

2.1. Restricciones del modelo

El diagrama de bloques del sistema en alto nivel consta de 4 partes [2] como podemos ver en la Figura 2.1.

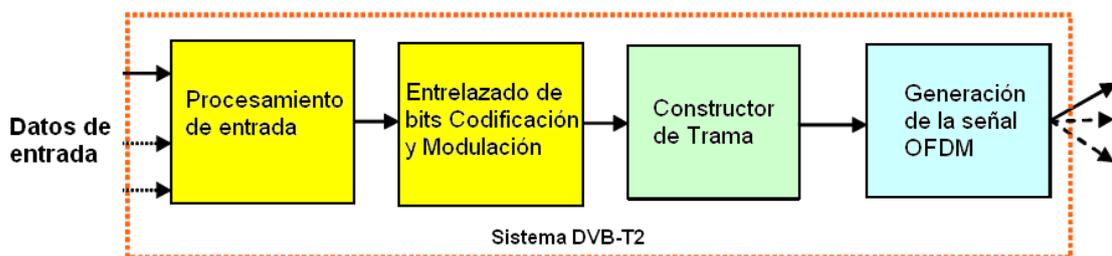


Figura 2.1: Diagrama de bloques a alto nivel del estándar DVB-T2

El modelo realizado está centrado en la capa física del sistema dejando de lado otras partes que conforman el sistema completo. Estas partes son:

- El procesado de entrada que da formato a los datos de entrada para poder pasar a las

siguientes partes del sistema.

- La señalización del estándar que no ha sido implementada.

En nuestro modelo se supone que la entrada del sistema está justo después del procesado de entrada y que los datos que se reciben ya están correctamente estructurados ya que la estructura que se les da mediante dicho procesamiento no va a ser necesaria para la posterior simulación. En cuanto a la arquitectura de tramas, teniendo en cuenta que para las simulaciones que queremos hacer no son necesarias muchas de las restricciones que se imponen con dicha arquitectura se ha optado por implementar el esquema más simple de las tramas definidas en el estándar, es decir, no se utilizan todas las opciones que la arquitectura proporciona pero si se sigue el modelo definido para este aspecto (ver Secciones 3.7 y 4). Como elemento significativo de esta simplificación podemos decir que en el modelo se consideran todas las tramas como tramas de datos sin tener en cuenta los diferentes tipos de tramas de señalización existentes. Los datos se dividen en tuberías conocidas en el estándar como PLPs (Physical Layer Pipes) que no son más que los caminos por los que se introducen datos que pertenecen a diferentes servicios. Los datos de cada servicio se introducen por un mismo PLP sirviendo para separar e identificar los diferentes servicios que se pueden transmitir a la vez en el mismo sistema DVB-T2. Una de estas tuberías representa el conjunto de bloques por los que pasarán los datos de un determinado servicio. Los diferentes PLPs se transmiten en paralelo hasta que son mezclados en el bloque de OFDM, transmitidos y separados de nuevo al demodular la señal OFDM, para ser decodificados de nuevo en paralelo. En nuestro proyecto se va a simular un modo de funcionamiento conocido como *modo A* donde tendremos un sólo PLP, el funcionamiento con más de uno daría resultados similares y no es necesario para los objetivos de este proyecto.

Desde el punto de vista de las prestaciones del sistema a la hora de funcionar bajo ciertos canales de transmisión se necesita conocer como las diferentes técnicas utilizadas en el estándar mejoran las comunicaciones. El parámetro elegido para este cálculo serán los errores que se obtengan en la recepción. Es por ello que nos basta con simular tramas de datos como una aproximación bastante exacta a lo que sería el sistema completo.

2.2. Diagrama de bloques

El diagrama de bloques del sistema implementado en el lado transmisor, que puede verse en la Figura 2.2, recrea la capa física del estándar. En el receptor se realiza un procesado inverso.

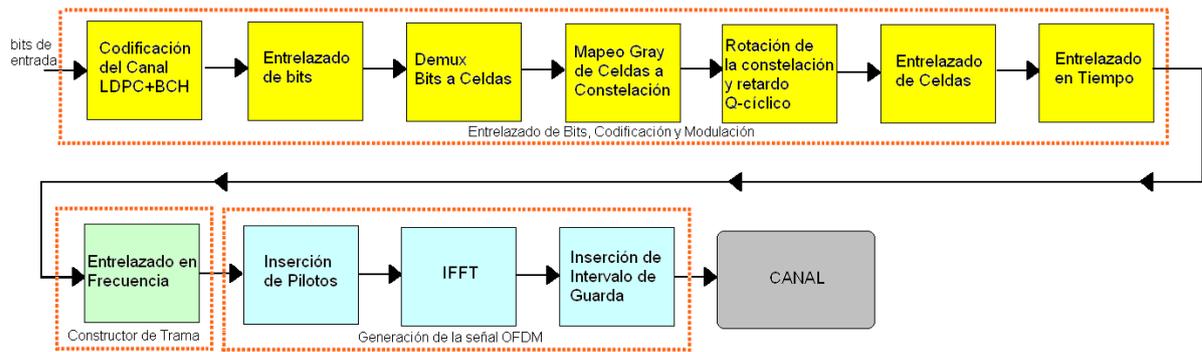


Figura 2.2: Diagrama de bloques del modelo implementado

La entrada del sistema son bits aleatorios mientras que la salida es una señal de radio frecuencia (RF).

Las partes más importantes a destacar entre los bloques del modelo son:

- Codificación de canal** que consiste en añadir redundancia a la secuencia de datos de tal manera que chequeando el conjunto redundancia-información a la salida del canal sea posible minimizar el efecto del ruido obteniendo una mejora en la fiabilidad de la transmisión. Los códigos elegidos para el estándar son LDPC y BCH. (Sección 3.1).
- Entrelazado** es una técnica que se utiliza para aumentar la diversidad temporal de una señal [5] haciendo que los errores que vienen en ráfagas no afecten a muchos bits de la misma palabra código permitiendo así la corrección de estos errores mediante los códigos de canal. Hay varios entrelazados definidos en el estándar DVB-T2 (entrelazado de bits, de celdas, entrelazado en el tiempo y en la frecuencia) y todos son diferentes. (Secciones 3.2, 3.6, 3.7 y 4.1).
- Modulador y Demodulador**, modular consiste en codificar la información en una forma de onda particular para poder ser transmitida por un canal de comunicaciones y que podrá ser recibida gracias a un demodulador en el receptor que realizará el proceso inverso. En

DVB-T2 trabajaremos con señales moduladas en QPSK y 16, 64 y 256-QAM. (Sección 3.4).

- **OFDM** La Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) es una modulación que consiste en enviar información, previamente modulada, en el mismo instante de tiempo por el procedimiento de enviar dicha información en diferentes portadoras frecuenciales que entre si son ortogonales. (Sección 5).

En los siguientes capítulos del proyecto haremos una descripción detallada de cada uno de los bloques del modelo.

Capítulo 3

ENTRELAZADO, CODIFICACIÓN Y MODULACIÓN

En este capítulo se va a hablar del bloque conocido dentro del estándar por sus siglas en inglés BICM (Bit Interleaving Coding and Modulation) "entrelazado de bit, codificación y modulación". Este gran bloque es el encargado de codificar los bits de entrada, realizar diferentes entrelazados, modular la señal y rotar la constelación. Los diferentes módulos de los que consta este bloque y su orden en el procesamiento de la información se pueden ver en la Figura 3.1.



Figura 3.1: Módulos que conforman el bloque BICM

3.1. Codificación de canal

Debido a que los servicios de Televisión de Alta Definición (HDTV: High Definition TV) son el próximo gran objetivo de la difusión de televisión, el estándar DVB-T2 tiene que afrontar el reto del aumento de la capacidad de sus emisiones manteniendo o mejorando la calidad de las mismas y sin aumentar la potencia (recordemos que el nivel de interferencias tiene que ser similar al que

se tenía con DVB-T). Uno de los requisitos que conlleva este aumento de la dupla capacidad es la mejora de los códigos de canal utilizados. El esquema de codificación de DVB-T2 está basado en el esquema del estándar DVB-S2, siguiendo la filosofía de no inventar soluciones nuevas para problemas que ya están resueltos de manera satisfactoria en otros estándares del consorcio DVB [6].

La codificación de canal es uno de los aspectos clave del nuevo estándar. Esto es debido a que en DVB-T2 se utiliza una codificación muy potente basada en los códigos correctores de errores LDPC y BCH actuando en conjunto. El esquema consiste en utilizar el código BCH como código externo y el LDPC como código interno. Esto quiere decir que lo primero que se hace con los bits de información es codificarlos con BCH. Después, la palabra código codificada con BCH es codificada mediante el código LDPC. Al recibir la información realizamos el proceso inverso. Los códigos LDPC son los códigos más eficaces a la hora de corregir errores. Después de haber pasado por el canal, los bits llegan primero al decodificador LDPC que es el que elimina la mayor parte de los errores. En el caso de que quedase algún error por corregir tendrían una segunda posibilidad de ser corregidos mediante el código BCH.

Antes de entrar en la exposición de los dos tipos de códigos implementados en el estándar conviene hacer unas sencillas definiciones que nos ayudarán a explicarlos más fácilmente [7]:

- Códigos sistemáticos: Aquellos códigos en los que la palabra de información aparece de forma explícita en la palabra codificada.
- Códigos bloque: Códigos en los que todas las palabras tienen la misma longitud y la codificación se hace de forma estática.
- Códigos lineales: aquellos en los que cualquier combinación lineal de palabras código válidas produce otra palabra código válida.
- Códigos cíclicos: aquellos en los que cualquier desplazamiento cíclico de una palabra código da lugar a otra palabra código.

Determinamos cada código mediante un par (N, K) donde N es la longitud de la palabra código y K es la longitud de los bits de información. En el estándar DVB-T2 se especifican dos longitudes de palabras código, una llamada normal (normal FEC frame) de 64800 bits y la otra llamada corta (short FEC frame) de 16200 bits. Vamos a realizar nuestro trabajo refiriéndonos

siempre a la palabra código de longitud normal ya que ésta es la que se utiliza para las aplicaciones de radiodifusión donde se centra el interés de este proyecto. Por lo tanto la longitud final de la palabra codificada será de 64800 bits. En la Figura 3.2 podemos observar como se estructura una trama de bits codificada o, como se la conoce en el estándar, una *FEC-frame* (Forward Error Correcting frame).

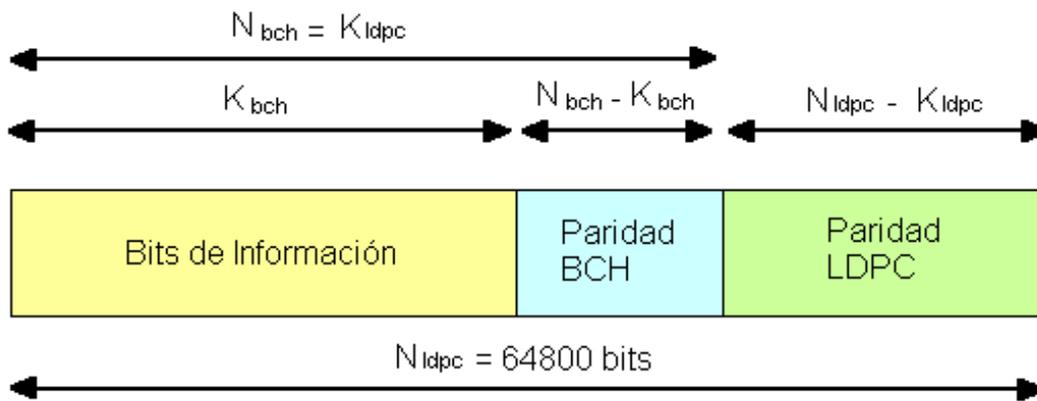


Figura 3.2: Estructura de la trama FEC

En DVB-T2 hay 6 tipos de posibilidades a la hora de elegir los parámetros de la codificación según sea el ratio del código LDPC (K_{ldpc}/N_{ldpc}) y el número de errores que sea capaz de corregir el código BCH. Las combinaciones posibles se pueden ver en la Tabla 3.1.

Ratio LDPC	K_{bch} (información)	K_{ldpc} N_{bch}	corrección errores BCH	$N_{bch} - K_{bch}$	bloque codificado LDPC N_{ldpc}
1/2	32208	32400	12	192	64800
3/5	38688	38880	12	192	64800
2/3	43040	43200	10	160	64800
3/4	48408	48600	12	192	64800
4/5	51648	51840	12	192	64800
5/6	53840	54000	10	160	64800

Tabla 3.1: Tipos de codificaciones para tamaños de trama normal. (Normal FEC frame)

La elección del tipo de codificación será determinante para los parámetros de calidad de la transmisión como veremos en los resultados.

3.1.1. Códigos BCH

Los códigos de Bose, Ray-Chaudhuri, Hocquenghem o códigos BCH [8] son códigos bloque, sistemáticos y cíclicos.

La teoría detrás de los códigos BCH se basa en los campos de Galois que son unos campos finitos donde los elementos que pertenecen a un campo, determinado mediante un polinomio generador, cumplen la propiedad de linealidad. Cuando se recibe una palabra se comprueba si pertenece al campo de Galois definido, si es así es una palabra código sin errores, en el caso de no pertenecer se tendría que buscar la palabra código más cercana que sí pertenece al campo.

El par N_{bch} , K_{bch} viene determinado por una serie de reglas, Ecuaciones 3.1, 3.2 y 3.3, que tienen que cumplir todos los códigos BCH. Donde d_{min} es igual a la distancia mínima que puede existir entre dos palabras código, es decir, el número mínimo de símbolos diferentes entre dos palabras código, y t es el número de errores que el código puede corregir [9].

$$N_{bch} = 2^m - 1 \quad (3.1)$$

$$N_{bch} - K_{bch} \leq m \cdot t \quad (3.2)$$

$$d_{min} \geq 2 \cdot t + 1 \quad (3.3)$$

Como se desprende de la Tabla 3.1 la Ecuación 3.1 no se cumple. Esto es porque en los códigos BCH se ha usado una técnica denominada *shortening* que consiste en acortar el tamaño de los bits de información que entran al codificador. Por eso aunque el valor de m que se usa es 16 y $2^{16} - 1 = 65535$, N_{bch} varía entre 32400 y 54000 (Tabla 3.1).

Los códigos BCH son códigos fáciles de implementar, gracias al uso de una notación polinómica y a la utilización de un decodificador de síndrome como más tarde se verá. Los bits de información originales, bits $M = (m_{K_{bch}-1}, m_{K_{bch}-2}, \dots, m_1, m_0)$, puestos en forma polinómica quedarían como se muestra en la Ecuación 3.4.

$$m(x) = (m_{K_{bch}-1}X^{K_{bch}-1} + m_{K_{bch}-2}X^{K_{bch}-2} + \dots + m_1X^1 + m_0) \quad (3.4)$$

Los códigos BCH quedan determinados por un polinomio generador que viene especificado en el estándar tal como aparece en la Tabla 3.2.

La forma de hacer la codificación es la siguiente:

$g_1(x)$	$1 + x^2 + x^3 + x^5 + x^{16}$
$g_2(x)$	$1 + x + x^4 + x^5 + x^6 + x^8 + x^{16}$
$g_3(x)$	$1 + x^2 + x^3 + x^4 + x^5 + x^7 + x^8 + x^9 + x^{10} + x^{11} + x^{16}$
$g_4(x)$	$1 + x^2 + x^4 + x^6 + x^9 + x^{11} + x^{12} + x^{14} + x^{16}$
$g_5(x)$	$1 + x + x^2 + x^3 + x^5 + x^8 + x^9 + x^{10} + x^{11} + x^{12} + x^{16}$
$g_6(x)$	$1 + x^2 + x^4 + x^5 + x^7 + x^8 + x^9 + x^{10} + x^{12} + x^{13} + x^{14} + x^{15} + x^{16}$
$g_7(x)$	$1 + x^2 + x^5 + x^6 + x^8 + x^9 + x^{10} + x^{11} + x^{13} + x^{15} + x^{16}$
$g_8(x)$	$1 + x + x^2 + x^5 + x^6 + x^8 + x^9 + x^{12} + x^{13} + x^{14} + x^{16}$
$g_9(x)$	$1 + x^5 + x^7 + x^9 + x^{10} + x^{11} + x^{16}$
$g_{10}(x)$	$1 + x + x^2 + x^5 + x^7 + x^8 + x^{10} + x^{12} + x^{13} + x^{14} + x^{16}$
$g_{11}(x)$	$1 + x^2 + x^3 + x^5 + x^9 + x^{12} + x^{13} + x^{16}$
$g_{12}(x)$	$1 + x + x^5 + x^6 + x^7 + x^9 + x^{11} + x^{12} + x^{16}$

Tabla 3.2: *Polinomios BCH. (Normal FEC frame)*

- Calculamos el polinomio generador que será el resultado de multiplicar entre sí los primeros t polinomios de la Tabla 3.2 donde t es igual al número de errores que se pueden corregir con el código BCH según la Tabla 3.1 y lo llamaremos $g(x)$
- Multiplicamos el polinomio del mensaje $m(x)$ de la Ecuación 3.4 por $X^{N_{bch}-K_{bch}}$, donde $N_{bch} - K_{bch}$ se elige de la Tabla 3.1.
- Dividimos $X^{N_{bch}-K_{bch}} \cdot m(x)$ entre el polinomio generador $g(x)$. El resto de la división será $d(x)$.

$$d(x) = (d_{N_{bch}-K_{bch}-1}X^{N_{bch}-K_{bch}-1} + \dots + d_1X^1 + d_0) \quad (3.5)$$

- La palabra código de salida será llamada I y estará formada por la palabra de información M seguida del resto D tal como vemos en la Ecuación 3.7. I es la palabra código de BCH y será la palabra de información del código LDPC.

$$I = (i_0, i_1, \dots, i_{N_{bch}-1}) \quad (3.6)$$

$$I = (m_{K_{bch}-1}, m_{K_{bch}-2}, \dots, m_1, m_0, d_{N_{bch}-K_{bch}-1}, d_{N_{bch}-K_{bch}-2}, \dots, d_1, d_0) \quad (3.7)$$

La decodificación se hace mediante el cálculo del síndrome de la palabra recibida. Si la palabra recibida es $R = (r_{N_{bch}-1}, r_{N_{bch}-2}, \dots, r_1, r_0)$ y su representación polinómica viene dada por la Ecuación 3.8 el cálculo del síndrome se haría dividiendo $r(x)$ entre el polinomio generador $g(x)$. El resto de esa división sería el síndrome y será de un grado $N_{bch} - K_{bch} - 1$ o menor. Si el

síndrome es igual a 0 tendremos una palabra código y no corregiremos errores, en caso contrario se utiliza un algoritmo conocido como Berlekamp.

$$r(x) = r_{Nbch-1}X^{Nbch-1} + r_{Nbch-2}X^{Nbch-2} + \dots + r_1X^1 + r_0. \quad (3.8)$$

El algoritmo Berlekamp es un algoritmo iterativo que se usa para encontrar un polinomio de localización de errores que servirá para saber donde están situados los errores de la palabra recibida. Para una descripción completa del mismo se recomienda [10].

Como se ve en la Tabla 3.1 el número de errores que puede corregir el código BCH está entre 10 y 12 dependiendo del tipo. Esto es un número de errores muy pequeño y no serviría de mucho si no fuera porque el código LDPC se encarga de corregir la mayoría de los errores. La verdadera función del código BCH es la de evitar un efecto que aparece con los códigos LDPC conocido como suelo de error. Este efecto y la función que el código BCH tiene sobre él se verá en la Sección 3.1.2 y cuando hablemos de los resultados en la Sección 7.1.

3.1.2. Códigos LDPC

Los códigos de baja densidad de chequeo de paridad o LDPC (Low DensityParity-Check) [11], junto con los turbocódigos, alcanzan niveles muy cercanos al límite teórico superior para la eficiencia espectral definido por Claude Shannon ya en 1948.

Los códigos LDPC son códigos bloque, binarios y sistemáticos. Los ratios especificados en el estándar son 6 y como se pueden ver en la Tabla 3.1 sus valores son 1/2, 3/5, 2/3, 3/4, 4/5 y 5/6. En el estándar se definen matrices de chequeo de paridad individuales para cada uno de los ratios, en lugar de utilizar otras técnicas como *shortening* que consiste en acortar la parte de información de la palabra código o *puncturing* con la que se acorta la parte de los bits de paridad de la palabra código. De esta manera el bloque de datos codificado que sale del codificador es siempre de la misma longitud mientras que la cantidad de información útil varía como función del ratio del código.

Su descripción es de las más simples dentro de los códigos de corrección de errores [12]. Un código de baja densidad de chequeo de paridad es uno donde la matriz de chequeo de paridad es binaria siendo la mayoría de sus elementos ceros y sólo una pequeña fracción son unos.

Para la decodificación de los códigos LDPC ([7] y [13]) se utiliza un algoritmo iterativo de paso de mensajes conocido como *belief propagation* en el que la información sobre la probabilidad de los bits (información blanda) se va depurando durante las sucesivas iteraciones. Las iteraciones

consisten en computar sumas de chequeos de paridad actualizando la fiabilidad de la información basada en los resultados de los chequeos de paridad. La salida de cada iteración se toma como entrada de la siguiente. Este proceso de aumento de la fiabilidad continúa hasta que todos los chequeos de paridad se hayan cumplido encontrando una palabra código o hasta que se alcanza el número máximo de iteraciones permitido. Este número máximo de iteraciones es importante ya que es importante saber cuándo parar si se encuentran demasiados errores como para ser corregidos, de lo contrario podríamos gastar demasiado tiempo en intentar decodificar algo que no va a ser posible. El número máximo de iteraciones también nos permite conocer de antemano el tiempo máximo que tardará el caso peor, siendo esto importante para las transmisiones de radiodifusión. Debido a que el estándar explica exactamente como hacer las transmisiones pero no cómo recibirlas y decodificarlas, se deben tomar decisiones para determinar estos parámetros. Para ello se han simulado diferentes realizaciones con diferente número máximo de iteraciones cada una. Los resultados se pueden ver en la Figura 3.3 donde se puede apreciar que el aumento del número máximo de iteraciones de 50 a 100 no proporciona tanta ganancia como el aumento de 10 a 30 o de 30 a 50. El número de iteraciones afecta directamente a la complejidad de la decodificación y a su latencia, y aunque el estándar no especifica valores para estas medidas, 50 iteraciones parecen un buen compromiso entre la calidad de la transmisión y la complejidad de la decodificación y por lo tanto será el número usado en las siguientes simulaciones de este proyecto.

Como hemos dicho se utiliza información blanda como entrada del algoritmo de decodificación. Se trabaja con el cociente de log-verosimilitud (LLR: Log-Likelihood Ratio) determinado por la probabilidad de cada símbolo. El LLR se define según la Ecuación 3.9 donde $Pr(b = 0|r = (x, y))$ es la probabilidad de que el bit sea cero basado en la observación r y $Pr(b = 1|r = (x, y))$ es la probabilidad de que el bit sea uno conocida la observación r . El signo de este cociente nos indica la decisión dura acerca del punto r , positivo para 0 y negativo para 1, el propio valor del cociente nos indica la fiabilidad de la decisión [14].

$$LLR = \log \left(\frac{Pr(b = 0|r = (x, y))}{Pr(b = 1|r = (x, y))} \right) \quad (3.9)$$

El cálculo del LLR se realiza en el demodulador. Para conocer el valor exacto del LLR se necesita calcular las distancias del punto recibido a todos los puntos de la constelación. Para modulaciones con muchos puntos, como las que se usan en este estándar (64-QAM o 256-QAM),

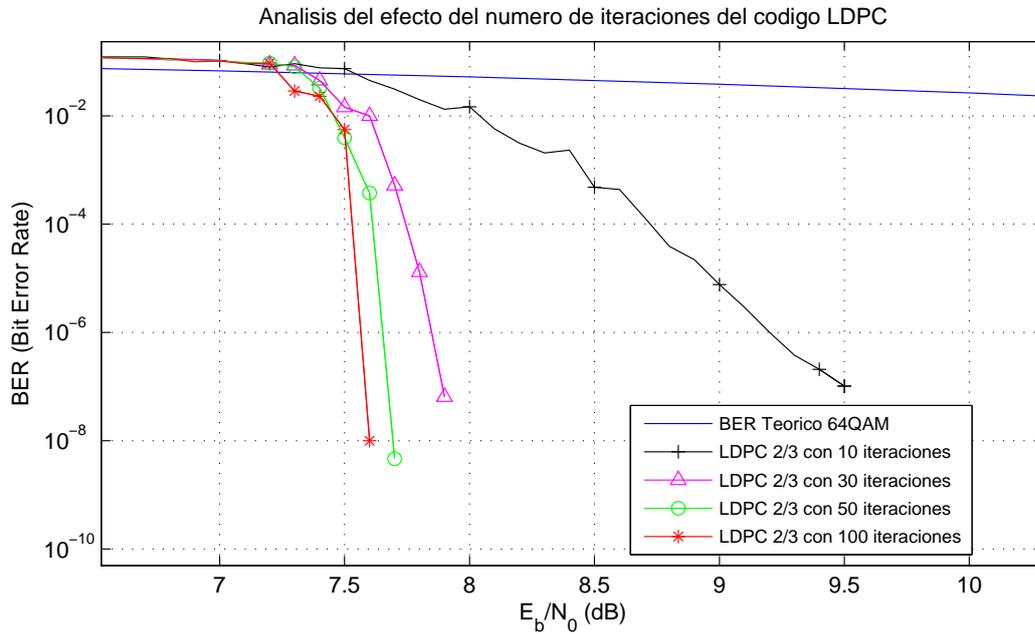


Figura 3.3: Comparación entre diferentes números de iteraciones máximas para LDPC

estos cálculos se hacen muy tediosos. Por ello en las simulaciones se ha utilizado un cálculo de LLR aproximado donde sólo los puntos de la constelación más cercanos al punto recibido se toman en cuenta para el cálculo. Para más información se puede consultar [15].

Como se comentó brevemente en la Sección 3.1.1 referente a los códigos BCH, se puede decir que la verdadera función de dichos códigos en el estándar es la de evitar que aparezca el efecto conocido como suelo de error. Con ciertos tipos de codificación y modulaciones se puede apreciar que la curva de la BER deja de bajar tan abruptamente. Esto es debido a que el cociente de error de los códigos LDPC no tiende hacia cero tan rápido con señales de potencia alta como lo hace con señales de potencia menor [16]. Este suelo de error tiende a aparecer con cocientes de error tan bajos que incluso unos códigos de corrección de errores tan débiles como los códigos BCH implementados son suficientes para eliminar este efecto adverso. La demostración de que el código BCH elimina este efecto se puede ver en la Sección 7.1 de los resultados, en particular en la Figura 7.1.

3.2. Entrelazado de bits

Como podemos ver en la Figura 3.1, después de la codificación de canal viene un bloque de entrelazado de bits. Este entrelazado consta primero de un entrelazado de los bits de paridad seguido de un entrelazado más clásico de columnas a filas pero en el que hay un cierto giro que se explicará a continuación.

3.2.1. Entrelazado de paridad

El entrelazado de los bits de paridad viene determinado por una fórmula en la que los bits que salen del codificador LDPC se denominan $\Lambda = (\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{64800})$ y los que salen del entrelazado de paridad se denominan $U = (u_0, u_1, \dots, u_{64800})$. Al ser LDPC un código sistemático, la palabra de información corresponde a los primeros K_{ldpc} bits mientras que los restantes hasta $N_{ldpc} = 64800$ son los bits de paridad, que serán los que se mezclen en este primer entrelazado. La formula se presenta en las Ecuaciones 3.10 y 3.11.

$$u_i = \lambda_i \quad \text{para } 0 \leq i < K_{ldpc} \quad (3.10)$$

$$u_{K_{ldpc}+360 \cdot t+s} = \lambda_{K_{ldpc}+Q_{ldpc} \cdot s+t} \quad \text{para } 0 \leq s < 360, \quad 0 \leq t < Q_{ldpc} \quad (3.11)$$

En la Ecuación 3.10 se puede ver como los bits de información no se mezclan mientras que en la Ecuación 3.11 se observa como se mezclan los bits de paridad donde Q_{ldpc} se define en la Tabla 3.3.

Ratio del LDPC	Q_{ldpc}
1/2	90
3/5	72
2/3	60
3/4	45
4/5	36
5/6	30

Tabla 3.3: Valores del parámetro Q_{ldpc} .

3.2.2. Entrelazado de columnas a filas con giro

Después de el entrelazado de los bits de paridad se implementa un entrelazado de filas a columnas pero con la particularidad de aportar un giro que provoca que no en todas la columnas

se empiece a rellenar por el mismo sitio.

El paso de filas a columnas se hace mediante la siguiente estructura cuyos parámetros se pueden consultar en la Tabla 3.4 donde se muestran el número de filas y de columnas que tendrá la estructura representada.

Modulación	Número de Filas	Número de columnas
QPSK	16200	4
16-QAM	8100	8
64-QAM	5400	12
256-QAM	4050	16

Tabla 3.4: *Parámetros del entrelazado de filas a columnas*

El parámetro de giro será un número t_c que irá variando para cada columna y que hará que el punto donde empezemos a escribir en cada columna sea diferente. Esto lo podemos ver en la Figura 3.4 en la que se representa el esquema de entrelazado para 16-QAM.

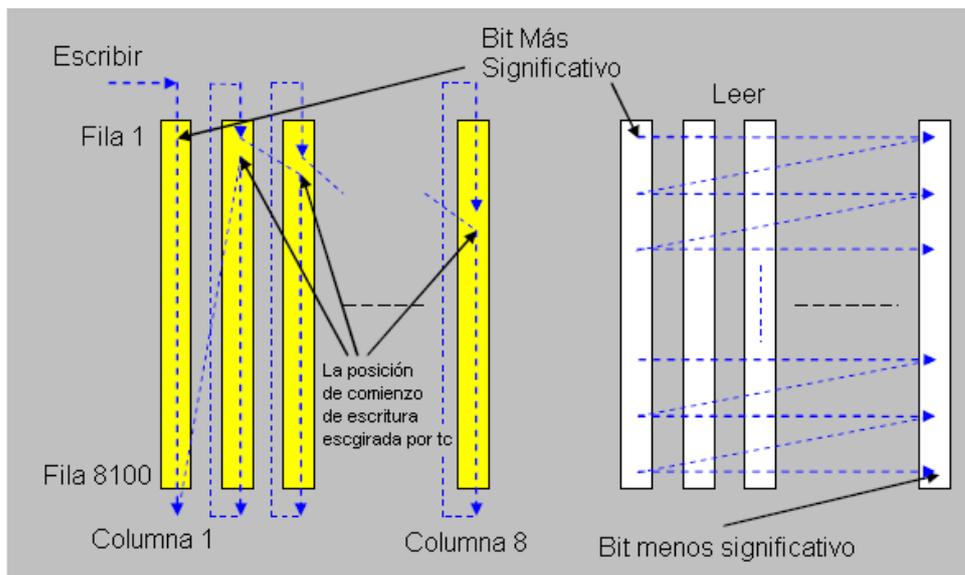


Figura 3.4: Esquema del entrelazado de bit de filas a columnas con giro para 16-QAM

Con este conjunto de entrelazados se consigue, primero que los bits de paridad tengan la misma estructura que los bits de información ganando aleatoriedad. Por otro lado conseguimos, mediante el giro, que no entren en el mismo punto de la constelación varios bits que pertenezcan al mismo punto de chequeo en la decodificación. Esto tiene que ver directamente con la forma en la que se hace la decodificación del código LDPC. Al hacer la decodificación, ciertos bits entran dentro de un nodo de chequeo de paridad, por lo tanto hay que evitar que los bits que entran en

el mismo nodo de chequeo de paridad coincidan también en el mismo punto de la constelación. Si eso se produjera, ante un canal con errores en ráfagas, podríamos tener una degradación del algoritmo de decodificación del LDPC. De esta manera se impide que este efecto tenga lugar.

3.3. Demultiplexor de bits a celdas

En el estándar DVB-T2 se definen las celdas como el conjunto de bits que va a formar parte de un punto de la constelación. Según el tipo de modulación cada palabra código (también conocida como FEC block en el estándar) pasa a convertirse en un número diferente de celdas. El número de celdas viene determinado por el número de bits que forman cada símbolo en cada modulación (ver Tabla 3.5).

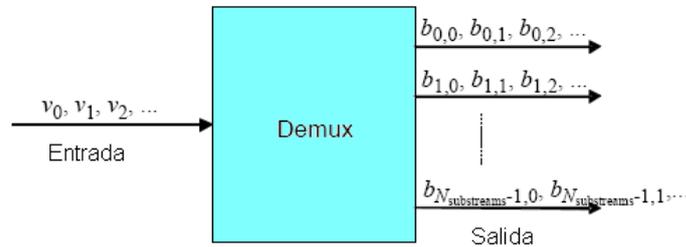
Longitud de FEC block N_{ldpc}	Modulación	Número de Bits por símbolo	Número de celdas de salida
64800	256-QAM	8	8100
64800	64-QAM	6	10800
64800	16-QAM	4	16200
64800	QPSK	2	32400

Tabla 3.5: *Parámetros para el mapeo de bits en constelaciones*

Los bits que salen del bloque de entrelazado se dividen en $N_{subtramas}$, este parámetro viene definido en la Tabla 3.6. Una vez hecho esto tenemos una salida como la que se muestra en la Figura 3.5 donde los bits v_i son los que salen del bloque de entrelazado y los $b_{subtrama,j}$ son los que salen del demultiplexor. En todas las modulaciones, excepto en QPSK, el número de subtramas es el doble del número de bits por símbolo de la modulación, por lo tanto para dichas modulaciones las primeras $N_{bits/simbolo}$ subtramas conformarán una celda y las siguientes otra. En QPSK las $N_{bits/simbolo}$ subtramas conformarán una celda para esta modulación ya que no hay más. Para saber por qué subtrama sale el bit de entrada v_i hay que mirar unas tablas que aparecen en [2].

Modulación	N_{ldpc}	Número subtramas $N_{subtramas}$
QPSK	64800	2
16-QAM	64800	8
64-QAM	64800	12
256-QAM	64800	16

Tabla 3.6: Número de subtramas saliendo del demultiplexor

Figura 3.5: Demultiplexor de bits en $N_{subtramas}$

3.4. Mapeo Gray de celdas a constelación (Modulador)

El modulador es un elemento que se encarga de transformar las celdas que nos llegan desde el demultiplexor a puntos en una constelación determinada por la modulación escogida. La constelación está mapeada mediante un código Gray, es decir, dos símbolos cercanos se diferencian sólo en un bit. Esto mejora la eficiencia de la transmisión debido a que si nos equivocamos en la recepción lo más probable será que nos equivoquemos por un símbolo cercano. Si el símbolo cercano tiene casi todos los bits iguales excepto uno habremos minimizado el número de errores posibles a uno sólo. En la Figura 3.6 podemos observar la constelación utilizada para 16-QAM.

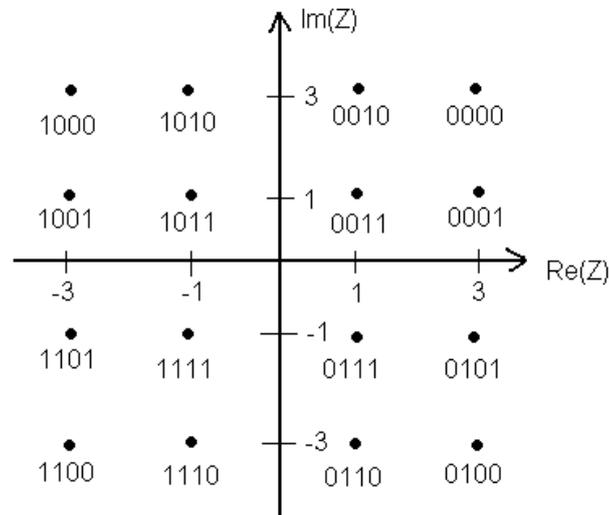


Figura 3.6: Constelación 16-QAM del estándar DVB-T2

Antes de realizar la transmisión tendremos que normalizar la señal para que la potencia de salida media sea 1. Los factores de normalización f_q que se utilizan para cada modulación los podemos ver en la Tabla 3.7 donde z_q se refiere a los puntos de la constelación.

Modulación	Normalización
QPSK	$f_q = Z_q / \sqrt{2}$
16-QAM	$f_q = Z_q / \sqrt{10}$
64-QAM	$f_q = Z_q / \sqrt{42}$
256-QAM	$f_q = Z_q / \sqrt{170}$

Tabla 3.7: Factores de normalización para cada celda de datos.

Respecto al demodulador, debemos recordar, como comentamos en el apartado de codificación del canal (Sección 3.1), que la salida del demodulador no son directamente los bits correspondientes a la posición más probable del punto recibido, *decisión dura*, sino que lo que tiene que dar como salida es el cociente de log-verosimilitud o LLR, *decisión blanda*, que es lo necesario para alimentar el algoritmo de decodificación del código LDPC que es el siguiente módulo en la recepción. Como ya comentamos se realiza un cálculo aproximado del LLR para no tener que calcular las distancias del punto recibido a todos los puntos de la constelación. La Ecuación 3.9 se traduce entonces en la Ecuación 3.12.

$$LLR = -\frac{1}{\sigma^2} (\min_{r \in S_0} ((x - S_x)^2 + (y - S_y)^2) - \min_{r \in S_1} ((x - S_x)^2 + (y - S_y)^2)) \quad (3.12)$$

En la Ecuación 3.12:

- r son las coordenadas de la señal recibida (x, y) .
- b es el bit transmitido (uno de los K bits de uno de los M símbolos de la constelación).
- S_0 son los puntos de la constelación con bit 0 en la posición dada.
- S_1 representa los puntos de la constelación con bit 1 en la posición dada.
- S_x es la coordenada en fase del punto de la constelación.
- S_y es la coordenada en cuadratura del punto de la constelación.
- σ^2 es el ruido de la señal.

En la Ecuación 3.12 entra el ruido de la constelación como uno de los parámetros. Esto se hace para que cuando el ruido sea muy bajo el valor del LLR aumente. Como este valor representa la fiabilidad de la medida, al aumentar indicará un valor muy fiable. Por lo tanto los resultados del cálculo del LLR serán tanto más fiables cuanto menor sea el ruido que tenga la señal.

Hay que tener cuidado con el valor de ruido que introduzcamos en el cálculo del LLR. El algoritmo iterativo de chequeo de paridad del código LDPC conlleva unos cálculos con tangentes hiperbólicas en las sucesivas iteraciones. Esto implica que si el valor de entrada al algoritmo es muy alto, las tangentes hiperbólicas se saturarán al valor 1 y el algoritmo comenzará a no funcionar adecuadamente. Por eso en ocasiones en las que el valor del ruido es muy pequeño, es conveniente introducir un valor constante en el cálculo del LLR para que el algoritmo de codificación del LDPC siga funcionando correctamente.

3.5. Rotación de la constelación y retardo Q cíclico

En el estándar DVB-T2 se realiza una rotación de la constelación que se envía. Esta novedosa y simple técnica consigue mejorar las prestaciones [17] introduciendo diversidad en el espacio de señal [18]. Esto se consigue haciendo que las componentes en fase y en cuadratura de la señal no sean totalmente independientes, de modo que si una de las dos componentes se pierde la otra aporta algo de información sobre la componente perdida, facilitando la demodulación correcta del símbolo. En la Figura 3.7 se puede ver este efecto un poco mejor. Si cualquiera de los puntos de la constelación es recibido con una de las componentes de la modulación intactas, ya sea en

fase o en cuadratura, esto nos aportaría información debido a que sólo hay un punto en la línea que se formaría con esa componente por lo tanto tendrá más posibilidades de ser ese desde el que veníamos. En la Tabla 3.8 vienen determinados los grados que se rota cada modulación.

Modulación	QPSK	16-QAM	64-QAM	256-QAM
Grados	29,0	16,8	8,6	$\text{atan}(1/16)$

Tabla 3.8: Ángulo de rotación para cada modulación.

La rotación de la constelación se realiza mediante la multiplicación por un fador $R_{RQD} = e^{j\frac{2\pi\Phi}{360}}$ donde Φ es el ángulo que aparece en la Tabla 3.8. Si consideramos $F = (f_0, f_1, \dots, f_{N_{\text{cells}}-1})$ los símbolos de la constelación y $G = (g_0, g_1, \dots, g_{N_{\text{cells}}-1})$ la señal rotada y retardada, la relación entre estas dos señales viene dada por las Ecuaciones 3.13 y 3.14 donde se puede ver que se retarda la componente en cuadratura 1 símbolo. De esta forma nos aseguramos que a las dos componentes no les afecte el canal de la misma manera teniendo más posibilidades de recuperar al menos una de las dos de forma correcta.

$$g_0 = \text{Re}(R_{RQD} \cdot f_0) + j\text{Im}(R_{RQD} \cdot f_{N_{\text{cells}}-1}), \quad (3.13)$$

$$g_q = \text{Re}(R_{RQD} \cdot f_q) + j\text{Im}(R_{RQD} \cdot f_{q-1}), \quad q = 1, 2, \dots, N_{\text{cells}} - 1. \quad (3.14)$$

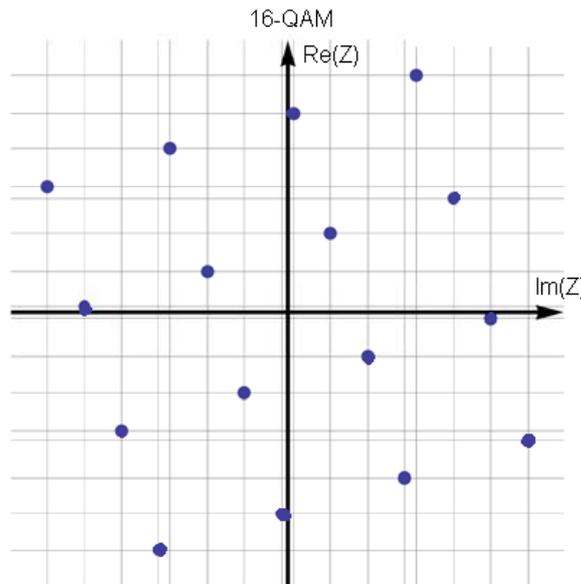


Figura 3.7: Constelación 16-QAM después de su rotación.

3.6. Entrelazado de Celdas

El entrelazado de celdas es un entrelazado pseudo-aleatorio. Además cambiará las permutaciones que realice de un bloque FEC a otro, es decir, cambiará la secuencia de entrelazado en cada uno de los bloques FEC que formen un bloque más grande denominado bloque de entrelazado en el Tiempo (ver Sección 3.7). Esto romperá la estructura del siguiente entrelazado, el entrelazado en el tiempo, de forma que conseguirá dispersar las celdas uniformemente dentro de una palabra código o bloque FEC para asegurar en el receptor una distribución incorrelada de distorsiones debidas al canal y posibles interferencias, por ejemplo, una ráfaga de errores, causada por el canal, aparecerá en posiciones aleatorias dentro de la palabra código en lugar de aparecer espaciadas de forma regular, lo cual podría interactuar con la estructura también regular del código LDPC haciendo perder capacidad de decodificación. El algoritmo completo de como generar las direcciones para el entrelazado de cada celda se puede ver en [2]. En la Figura 3.8 se puede ver un esquema de este entrelazado.

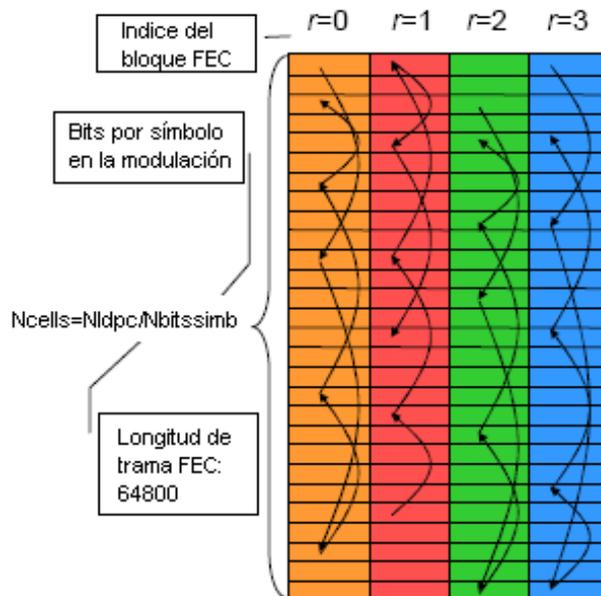


Figura 3.8: Esquema del entrelazado de celdas

3.7. Entrelazado en Tiempo

Para empezar a hablar del entrelazado en el tiempo debemos de explicar primero el esquema de tramas que se ha implementado en este proyecto. En el estándar DVB-T2 existen 3 opciones para el esquema de tramas que se negociarán entre transmisor y receptor al principio de la comunicación mediante parámetros en las tramas de señalización. Cada uno de dichos esquemas tiene un objetivo para el que está pensado, por ejemplo, uno para poco tráfico, otro para mucho, etc. De entre ellos se ha decidido usar para el proyecto el más simple. Este esquema se puede ver en la Figura 3.9 donde las diferentes tramas son:

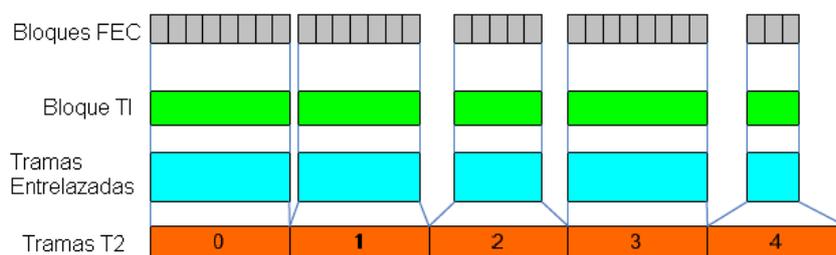


Figura 3.9: Esquema de tramas implementado en el proyecto

- **Bloques FEC** formados por cada palabra código que sale del codificador LDPC después del mapeo en la constelación y los diferentes entrelazados.
- **Bloques TI** que son el conjunto de bloques FEC que entrarán en una misma iteración del entrelazado en el tiempo.
- **Tramas entrelazadas** que son los bloques FEC que formaban un bloque TI después de ser entrelazados.
- **Tramas T2**, la trama T2 tiene definida su arquitectura interna y su longitud, que aunque es variable, se mantiene constante dentro de un mismo flujo de datos. En este proyecto se considerarán de longitud constante y llenas exclusivamente de datos.

En la Figura 3.9 se aprecia que la trama T2 número 0 queda llena por completo mientras que por ejemplo en la trama T2 número 2 la Trama entrelazada se extiende para completar la longitud de la trama T2. Nosotros siempre tendremos tramas T2 completas tal y como aparecen

las tramas T2 número 0 y número 3.

El entrelazado en tiempo hace una mezcla de entre los diferentes bloques FEC que componen un bloque TI. Este entrelazado es más sencillo haciendo un paso de columnas a filas (ver Figura 3.10), aunque dentro del estándar se definen parámetros distintos para distintos flujos de datos como podrían ser los correspondientes a diferentes servicios.

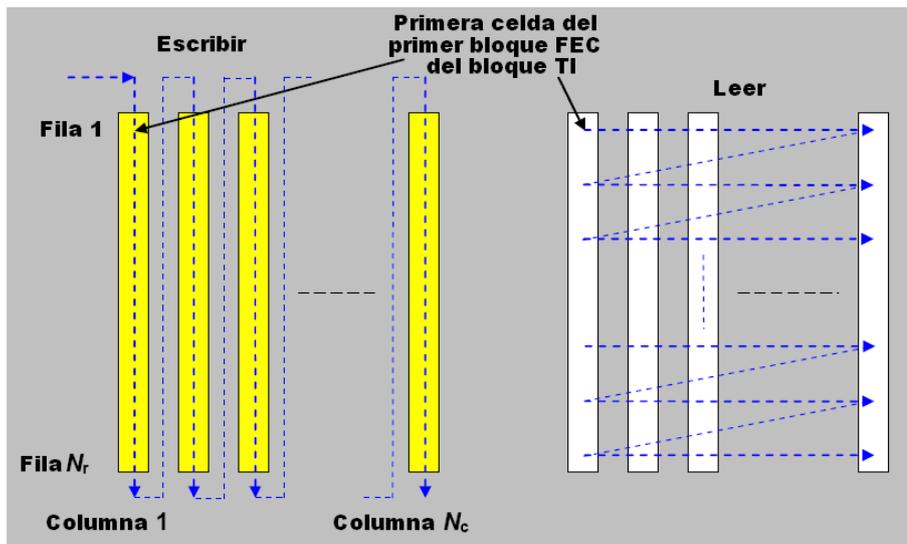


Figura 3.10: Esquema del entrelazado en tiempo

CONSTRUCTOR DE TRAMA

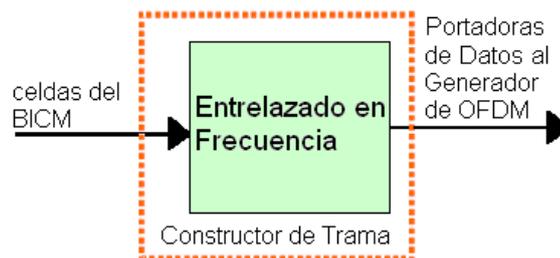


Figura 4.1: Bloque del Constructor de Trama

El siguiente bloque del sistema se denomina *constructor de trama* (ver Figura 4.1). El esquema de tramas del estándar DVB-T2 tiene a la denominada *Súper Trama* como la mayor estructura de la arquitectura. Esta Súper Trama es una estructura que se sitúa como la capa superior y está formada por varias tramas T2. Ya hemos comentado en la Sección 3.7 como se forman las tramas T2. Las Súper tramas conformarán posteriormente los símbolos OFDM como veremos en la Sección 4.1. Para la implementación de este proyecto no se ha tenido en cuenta esta súper estructura ya que no es necesario para el propósito del mismo. En su lugar se ha pasado directamente a formar los símbolos OFDM a partir de las tramas T2 que obtenemos como salida del entrelazado en tiempo.

4.1. Entrelazado en Frecuencia

El objetivo del entrelazado en frecuencia, que opera en las celdas de datos de un símbolo OFDM, es hacer corresponder las celdas de datos en las N_{data} portadoras disponibles para datos en un símbolo OFDM. El entrelazado que se usa es un entrelazado pseudo-aleatorio y par-impar. Gracias a su aleatoriedad rompe la estructura natural del entrelazado temporal. Esto es necesario ya que el canal puede causar ráfagas y patrones de error regulares que funcionarían mal si sólo se usase un entrelazado temporal. El hecho de que sea un algoritmo par-impar viene dado porque se usa un algoritmo ligeramente diferente para la mezcla de los símbolos pares que para los impares. El algoritmo está basado en dos funciones de permutación denominadas $H(o)$ y $H(p)$ que se utilizarán para los símbolos impares y para los símbolos pares respectivamente. Además se utilizan dos vectores de permutación de bits conocidos como R y R' . El esquema utilizado para la generación de la dirección del entrelazado en frecuencia se muestra en la Figura 4.2.

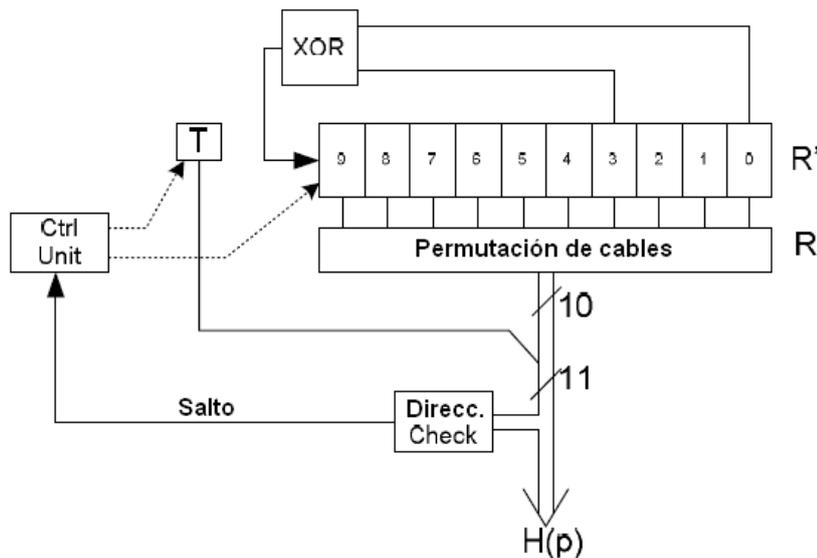


Figura 4.2: Esquema de generación de dirección de entrelazado para el tamaño de FFT de 2K

El valor del parámetro N_{data} o número de portadoras disponibles para datos depende del tamaño de FFT que se use al crear la señal OFDM y también del patrón de pilotos que se haya elegido que determinará el número de pilotos que irán en un símbolo OFDM (ver Sección 5). El valor del parámetro N_{data} se muestra en la Tabla 4.1 para todos los posibles valores de patrones de pilotos y de tamaños de FFT. Se puede así mismo comprobar que no es posible

realizar cualquier combinación ya que hay valores de patrones de pilotos y de tamaños de FFT para los que no está definido este parámetro y por lo tanto no son combinaciones válidas.

Tamaño FFT	PP1	PP2	PP3	PP4	PP5	PP6	PP7	PP8
1K	764	768	798	804	818			
2K	1522	1532	1596	1602	1632		1646	
4K	3084	3092	3228	3234	3298		3328	
8K	6208	6214	6494	6498	6634		6698	6698
16K	12418	12436	12988	13002	13272	13288	13416	13406
32K		24886		26022		26592	26836	26812

Tabla 4.1: *Numero de portadoras disponibles para datos en un símbolo OFDM.*

En resumen, el entrelazado en frecuencia se encargará de coger un número determinado de tramas T2 y convertirlas en conjuntos de N_{data} datos que posteriormente serán introducidos en las portadoras dedicadas a datos de varios símbolos OFDM. El número N_{data} vendrá determinado por el tamaño de la FFT y el patrón de pilotos que hayamos escogido para esa transmisión en concreto. El número de símbolos OFDM $N_{simbOFDM}$ a enviar vendrá determinado por la Ecuación 4.1 donde $N_{T2frames}$ es el número de tramas T2, $N_{bloquesFEC}$ es el número de bloques FEC que se incluyen dentro de cada trama T2, $N_{bits/simb}$ es el número de bits por símbolo de la modulación aunque este proceso será continuo creando un flujo de datos. En este proyecto, como la arquitectura de tramas ha sido simplificada, en el caso de que el número de símbolos OFDM $N_{simbOFDM}$ no fuera entero el último símbolo será rellenado de ceros hasta quedar completo.

$$N_{simbOFDM} = \frac{N_{T2frames} \cdot N_{bloquesFEC} \cdot 64800}{N_{bits/simb} \cdot N_{data}} \quad (4.1)$$

En el estándar no se define ningún número fijo para el número de bloques FEC $N_{bloquesFEC}$ que pueden ir en cada trama T2 ya que tampoco se define la longitud de la misma, este es uno de los parámetros que se definirán mediante las tramas de señalización. Si que se dan unos valores entre los que puede variar que estarán entre 0 bloques FEC y 1023 bloques FEC [2]. Todas las simulaciones de este proyecto se han hecho con un número de bloques FEC que ha variado entre 10 y 25.

Capítulo 5

OFDM

El siguiente módulo del sistema se conoce como Generador de OFDM (ver Figura 5.1) y su función es tomar la salida del entrelazado en frecuencia como coeficientes en el dominio de la frecuencia, insertar información de referencia, conocida como pilotos que ayudarán al receptor a compensar por las distorsiones introducidas por el canal de transmisión, y producir la señal en el dominio del tiempo para la transmisión, por último inserta intervalos de guarda para evitar interferencias.

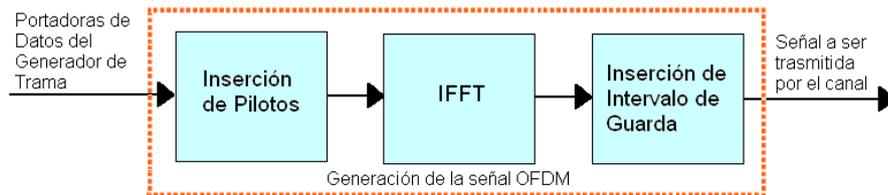


Figura 5.1: Bloque Generador de la señal OFDM

La Multiplexación Ortogonal en Frecuencia (OFDM) [19] se engloba dentro de las denominadas modulaciones multiportadora (MCM: Multicarrier Modulation) [20] y es la técnica elegida en por el DVB para la transmisión de la señal en el canal de difusión terrestre. Las modulaciones multiportadora se pueden considerar como una técnica en el dominio de la frecuencia mientras que las técnicas con portadora única corresponden al dominio del tiempo. Por este motivo, las técnicas MCM son más robustas frente al ruido impulsivo en el dominio del tiempo, como el producido por los motores de los automóviles, que se reparte en el dominio de la frecuencia entre todas las subportadoras. En canales con multitrayecto las señales MCM son más fáciles

de ecualizar que las de portadora única [21]. La señal OFDM es una de las mejores alternativas para aliviar los efectos del multitrayecto. Cuando el canal es muy selectivo en frecuencia, para conseguir altas velocidades de transmisión se requieren sofisticadas técnicas de ecualización. Sin embargo, una combinación de OFDM y de codificación como la que tenemos en este proyecto puede aprovechar la diversidad asociada al multitrayecto.

En un sistema OFDM, el espectro asociado a un dato elemental es una pequeña porción del ancho de banda total B , que se divide en un número de subcanales también denominados subportadoras. Cada uno se modula con un símbolo, de modo que conjuntos de N_{datos} en serie $c_{m,l,k}$ modulan a $N_{subportadoras}$, y se multiplexan en frecuencia. (m representa el número tramas T2, l representa el número de símbolo OFDM mientras que k indica el número de subportadora dentro de cada símbolo). Se consigue una mayor eficiencia espectral permitiendo que los diferentes subcanales se solapen. En este caso, el hecho de que sean ortogonales posibilita su separación.

Si T_u representa la duración del símbolo OFDM entonces según la Ecuación 5.1 las $N_{subportadoras}$ se situarían en las frecuencias indicadas en la Ecuación 5.2 y que pueden verse en la Figura 5.2.

$$T_u = \frac{N_{subportadoras}}{B} \quad (5.1)$$

$$f_k = f_0 + k/T_u, \quad \text{con } k = 1, 2, \dots, N - 1 \quad (5.2)$$

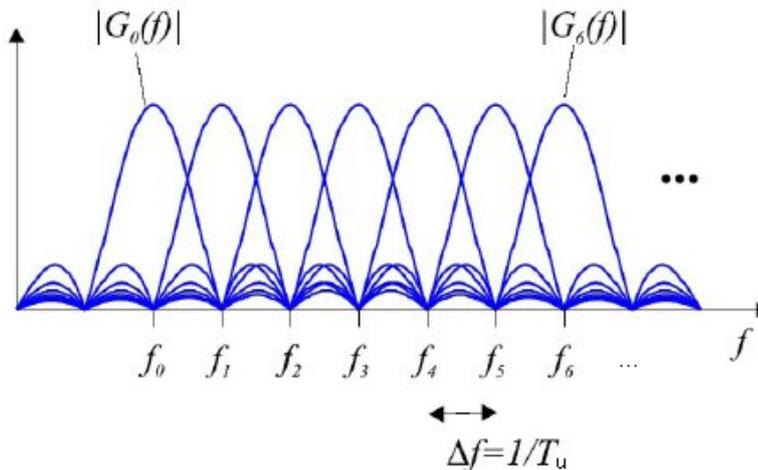


Figura 5.2: Situación de las subportadoras en el espectro OFDM.

Esta señal se puede escribir como aparece en la Ecuación 5.3 suponiendo una sola trama T2,

donde la función Ψ_k viene definida por la Ecuación 5.4. Las señales Ψ_k son ortogonales como se demuestra en la Ecuación 5.5 lo que facilita la separación de los sub-canales en el receptor. En las 3 ecuaciones mencionadas l representa el número del símbolo OFDM, k el número de subportadora dentro de cada símbolo, f_c es la frecuencia central de la señal RF y T_u es la duración del símbolo OFDM.

$$s(t) = \text{Re} \left[\sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} c_{l,k} \cdot \Psi_k(t - iT_u) \right] \quad (5.3)$$

$$\Psi_k = \left\{ e^{j2\pi(f_c + \frac{k}{T_u})t} \right\} \text{ para } 0 \leq t \leq T_u \text{ y } 0 \text{ en el resto} \quad (5.4)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \Psi_k(t) \cdot \Psi_1^* dt = \begin{cases} T_u & \text{para } k = 1 \\ 0, & \text{para } k \neq 1 \end{cases} \quad (5.5)$$

El uso de estas funciones base facilita el proceso de multiplexión-demultiplexión, ya que se puede realizar utilizando una transformada discreta de Fourier inversa en el emisor y una transformada de Fourier directa en el receptor como se verá más adelante. Esta posibilidad además de garantizar la ortogonalidad facilita el diseño ya que permite aplicar el algoritmo FFT (Transformada rápida de Fourier), ver Sección 5.2.

Por otra parte la señal OFDM se puede adaptar a las condiciones del canal mediante la elección de los valores de sus principales parámetros:

- El número de subportadoras (tamaño de la FFT).
- El patrón de pilotos utilizado.
- La duración del símbolo OFDM o T_u .
- El tiempo de guarda.

En los siguientes apartados veremos esto con más detalle.

5.1. Inserción de Pilotos

Varias celdas dentro de los símbolos OFDM son moduladas con información de referencia cuyo valor transmitido es conocido por el receptor, estas celdas se conocen como pilotos. Los pilotos son símbolos conocidos que insertamos en determinadas posiciones de la señal OFDM, con un

nivel de potencia mayor que el del resto de la señal y que una vez en el receptor nos permiten conocer una serie de características de la transmisión. El motivo de que se envíe más potencia es para conseguir una mejor relación señal a ruido en los pilotos minimizando el efecto del ruido y así poder realizar una mejor estimación [22]. En los símbolos OFDM de datos del estándar DVB-T2 se encontrarán dos tipos de pilotos, pilotos continuos y pilotos dispersos. Los pilotos continuos ayudan a corregir el problema del ruido de fase mientras que los pilotos dispersos se emplean principalmente para la estimación del canal.

Antes de comenzar a hablar de los pilotos en sí tenemos que definir lo que dentro del estándar se conoce como *secuencia de referencia*. La secuencia de referencia es un array de bits creado conforme a una regla conocida y que se utiliza para modular los valores de todos los pilotos que aparecen en el estándar.

5.1.1. Secuencia de referencia

Los pilotos son modulados de acuerdo a una secuencia de referencia, $r_{l,k}$, donde l y k son los índices del símbolo OFDM y de la portadora dentro de ese símbolo respectivamente. La secuencia de referencia se deriva de otras dos secuencias, una a nivel de bit conocida como secuencia binaria pseudo-aleatoria (PRBS: Pseudo Random Binary Sequence) con salida w_k y otra a nivel de trama conocida como secuencia PN con salida pn_l . Como se ve en la Ecuación 5.6 la salida de la secuencia PRBS se invierte o no se invierte acorde a la secuencia PN. La secuencia PRBS está asociada a las portadoras de tal forma que la primera salida de la secuencia, w_0 coincide con la primera portadora. Un nuevo valor de la secuencia PRBS es generado para cada portadora, sea o no piloto. Por otro lado, la secuencia PN se genera por cada símbolo OFDM, es decir, cada nuevo símbolo OFDM corresponde con un nuevo valor de esta secuencia. Esto mismo se puede ver en la Figura 5.3 donde las secuencias PN y PRBS se muestran como registros de desplazamiento que se mueven con cada portadora (PRBS) o con cada símbolo OFDM (PN) mientras que se resetean, es decir, se vuelve a comenzar desde el principio de la secuencia con cada símbolo OFDM (PRBS) o con cada trama T2 (PN). Para más información se recomienda ver [2].

$$r_{l,k} = w_k \oplus pn_l \quad (5.6)$$

La generación de la secuencia PRBS viene determinada por el polinomio de la Ecuación 5.7

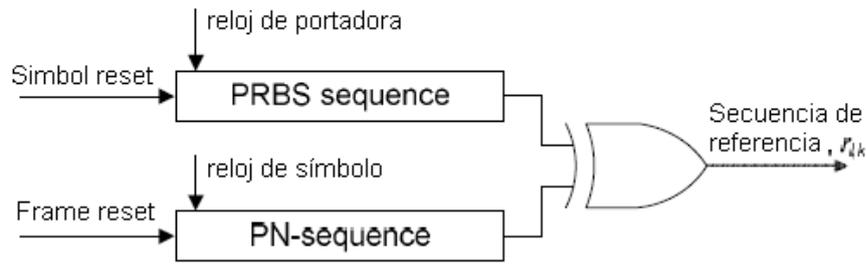


Figura 5.3: Formación de la secuencia de referencia a partir de las secuencias PRBS y PN.

como se puede ver en la Figura 5.4

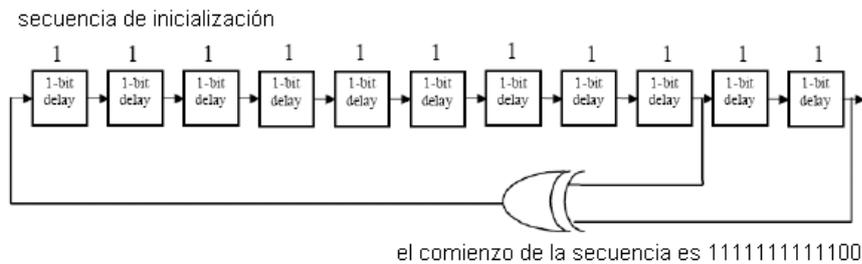


Figura 5.4: Generación de la secuencia PRBS

$$X^{11} + X^2 + 1 \tag{5.7}$$

La secuencia PN viene definida en [2] en una tabla donde aparecen los valores, en hexadecimal, correspondientes a los bits que forman la secuencia. Dicha tabla se puede ver en la Figura 5.5

```

4DC2AF7BD8C3C9A1E76C9A090AF1C3114F07FCA2808E9462E9AD7B712D6F4AC8A59BB069CC50BF1149927E6B
B1C9FC8C18BB949B30CD09DDDD749E704F57B41DEC7E7B176E12C5657432B51B0B812DF0E14887E24D80C97F09
374AD76270E58FE1774B2781D8D3821E393F2EA0FFD4D24DE20C05D0BA1703D10E52D61E013D837AA62D007CC
2FD76D23A3E125BDE8A9A7C02A98B70251C556F6341EBDECB801AAD5D9FB8CBEA80BB619096527A8C475B3D8
DB28AF8543A00EC3480DFF1E2CDA9F985B523B879007AA5D0CE58D21B18631006617F6F769EB947F924EA5161E
C2C0488B63ED7993BA8EF4E552FA32FC3F1BDB19923902BCBBE5DDABB824126E08459CA6CFA0267E5294A98C6
32569791E60EF659AEE9518CDF08D87833690C1B79183ED127E53360CD86514859A28B5494F51AA4882419A25A2
D01A5F47AA27301E79A5370CCB3E197F
    
```

Figura 5.5: Descripción hexadecimal de la secuencia PN.

5.1.2. Pilotos continuos

Los pilotos continuos (CP: continual pilots) se sitúan en todos los símbolos OFDM. Su principal función es eliminar el ruido de fase. En nuestro proyecto hemos incluido los pilotos continuos exactamente de la forma que se dice en el estándar aunque no los hemos usado en recepción.

Las localizaciones de los pilotos continuos vienen dadas por grupos. Cada uno de esos grupos tiene un número quedando de la forma CP_x . Los grupos de CP que se eligen para cada símbolo OFDM dependerán del tamaño de la FFT. La Tabla 5.1 indica que grupos de CPs son usados para cada tamaño de FFT. En [2] se ofrece un anexo con las posiciones de los pilotos para cada CP. Si alguna localización de un piloto continuo coincide con la de un piloto disperso el piloto continuo se sobrescribirá por el piloto disperso.

Tamaño FFT	Grupos CP usados
1K	CP_1
2K	CP_1, CP_2
4K	CP_1, CP_2, CP_3
8K	CP_1, CP_2, CP_3, CP_4
16K	$CP_1, CP_2, CP_3, CP_4, CP_5$
32K	$CP_1, CP_2, CP_3, CP_4, CP_5, CP_6$

Tabla 5.1: *Grupos de pilotos continuos usados para cada tamaño de FFT.*

Las amplitudes de los pilotos continuos son de un nivel mayor que el que tienen el resto de portadoras de datos como ya comentamos. En la Tabla 5.2 podemos ver los niveles de potencia a los que se envían estos pilotos dados por la variable A_{CP} que indica la amplitud de los pilotos continuos.

Tamaño FFT	1K	2K	4K	8K	16K	32K
A_{CP}	4/3	4/3	$(4\sqrt{2})/3$	8/3	8/3	8/3

Tabla 5.2: *Amplitudes de los pilotos continuos según el tamaño de FFT.*

Como hemos dicho, la secuencia de referencia, $r_{l,k}$, modula los pilotos. El valor de modulación de los pilotos continuos viene dado por las Ecuaciones 5.8 y 5.9.

$$\text{Re}\{C_{m,l,k}\} = 2A_{CP}(1/2 - r_{l,k}) \quad (5.8)$$

$$\text{Im}\{C_{m,l,k}\} = 0 \quad (5.9)$$

Como hemos dicho, los pilotos continuos están diseñados principalmente para eliminar los

efectos del ruido de fase. Todos los receptores utilizan uno o varios osciladores locales para convertir una frecuencia de entrada a una frecuencia intermedia antes de demodular la señal. Tanto el mezclador usado para convertir la señal, como el oscilador local, producen una distorsión de la señal y limitan la capacidad del receptor para recuperar la señal original introduciendo ruido de fase [20]. En nuestro caso, para las simulaciones no hemos incluido este efecto y por tanto no hemos utilizado los pilotos continuos en el receptor.

5.1.3. Pilotos dispersos

Los pilotos dispersos (SP: scattered pilots) aparecen en todas las tramas de datos del estándar OFDM. Su principal misión es estimar el canal para poder recuperar la señal en canales con desvanecimientos y multitrayecto. Los pilotos dispersos son transmitidos con información conocida por el receptor y aparecen en distintas posiciones de la señal tanto en tiempo como en frecuencia, esto nos permitirá interpolar el canal a través del cual fueron transmitidos y gracias a eso recuperar la señal, el proceso lo veremos con más detalle a continuación.

La localización de los pilotos dispersos viene determinada por la Ecuación 5.10, si la ecuación se cumple entonces la portadora representada por su posición k en el símbolo OFDM l será un piloto disperso.

$$k \bmod (D_x \cdot D_y) = D_x (l \bmod D_y) \quad (5.10)$$

En la Tabla 5.3 podemos ver lo que representan las variables D_x y D_y que aparecen en la Ecuación 5.10. De dicha tabla se desprende que existen 8 patrones de pilotos diferentes en los cuales los pilotos dispersos tienen una distribución diferente.

Patrón de Pilotos	Separación de portadoras llevando pilotos (D_x)	Número de símbolos formando una secuencia de pilotos dispersos (D_y)
PP1	3	4
PP2	6	2
PP3	6	4
PP4	12	2
PP5	12	4
PP6	24	2
PP7	24	4
PP8	6	16

Tabla 5.3: *Parámetros que definen los patrones de pilotos dispersos.*

En la Tabla 5.3 se muestran las diferentes separaciones entre portadoras con pilotos dispersos, D_x , y el número de símbolos OFDM que hacen falta para que el patrón de pilotos se repita, D_y . Hace falta añadir que si por ejemplo D_x es igual a 3, como sucede en el patrón PP1, se tiene un piloto cada 3 portadoras, pero eso no quiere decir que siempre se tenga en la tercera ya que existe un patrón diagonal que se repite cada D_y símbolos OFDM formando una rejilla en dos dimensiones, tiempo y frecuencia. Esto se puede ver en la Figura 5.6 donde está representado el patrón de pilotos 1 con $D_x = 3$ y $D_y = 4$.

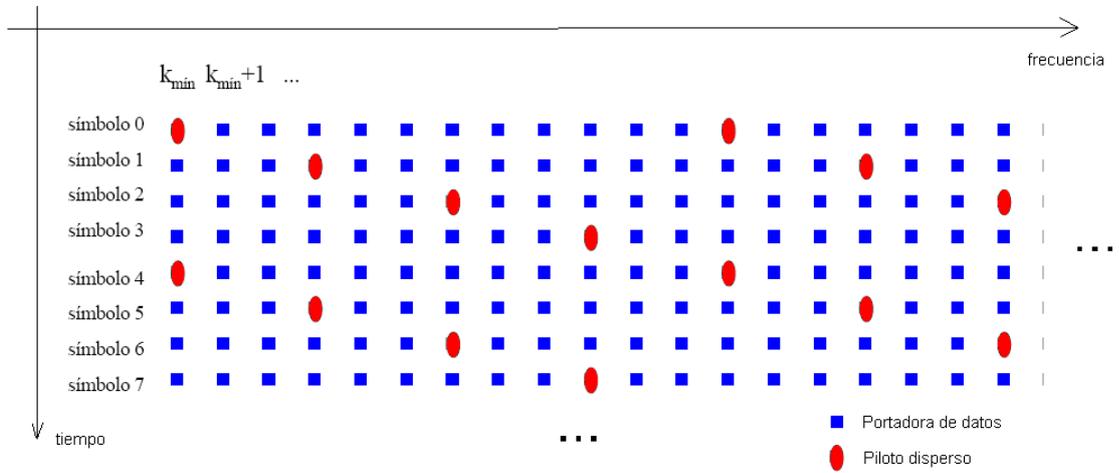


Figura 5.6: Situación de los pilotos dispersos en la trama.

Las amplitudes de los pilotos dispersos A_{sp} dependen del patrón de pilotos escogido según la Tabla 5.4. Como sabemos, se aumenta la potencia de los pilotos respecto a la potencia de la señal para disminuir el efecto del ruido sobre ellos, por eso se pone más potencia cuando tenemos un patrón con menos pilotos y menos potencia cuando tenemos un patrón con más pilotos. Esto se debe a que la potencia total transmitida debe permanecer constante, por eso, si ponemos más potencia en los pilotos tendremos menos potencia a repartir entre las portadoras de datos, lo cual sería también perjudicial. Supongamos que $K_{tot} \cdot E$ es la potencia total transmitida donde K_{tot} es el número de portadoras total que se usan en un símbolo OFDM y E es la potencia media de cada una. Entonces se tiene que cumplir la Ecuación 5.11 donde K_{data} es el número de portadoras con datos, E_{data} es la potencia media de dichas portadoras, $K_{pilotos}$ son las portadoras con pilotos y $E_{pilotos}$ es la potencia media de esas portadoras [22].

Patrón de Pilotos dispersos	Amplitud A_{SP}	Potencia aumentada equivalente (dB)
PP1, PP2	4/3	2.5
PP3, PP4	7/4	4.9
PP5, PP6, PP7, PP8	7/3	7.4

Tabla 5.4: Amplitudes de los pilotos dispersos.

$$K_{tot} \cdot E = K_{data} \cdot E_{data} + K_{pilotos} \cdot E_{pilotos} \quad (5.11)$$

Los pilotos dispersos son modulados por la secuencia de referencia $r_{l,k}$ tal y como dijimos en la Sección 5.1.1. El valor de modulación de los pilotos dispersos viene dado por la Ecuación 5.12 donde la variable A_{SP} viene definida en la Tabla 5.4.

$$Re\{c_{m,l,k}\} = 2A_{SP}(1/2 - r_{lk}) \quad (5.12)$$

Con los pilotos dispersos el receptor hace medidas del canal en cada uno de ellos y después interpola para hacer estimaciones de la respuesta del canal. DVB-T2 dispone de 8 patrones de pilotos con la intención de proveer de opciones eficientes para diferentes escenarios. Cada patrón soporta variaciones en el tiempo y en la frecuencia hasta el límite de Nyquist que corresponda como veremos en la Sección 5.4. El patrón número 8 es un caso especial que está pensado para el uso de una técnica especial de decisión-feedback que queda fuera de los objetivos del proyecto.

5.1.4. Pilotos de Borde

En DVB-T2 existen todavía otro tipo de pilotos que aparecen en las tramas de datos, estos pilotos se denominan pilotos de borde (EP: edge pilots). Estos pilotos se sitúan siempre en la primera portadora útil y en la última, la amplitud y modulación es la misma que la de los pilotos dispersos y su objetivo es asegurarnos de tener siempre una estimación de canal al principio y al final para facilitar que la posterior interpolación del canal sea adecuada hasta el límite del espectro.

5.2. FFT directa e inversa

Después de la inserción de pilotos, la señal está lista para pasar por el siguiente módulo del estándar, la realización de la señal OFDM mediante el algoritmo de la FFT. Como vimos en la Sección 5 la señal queda de la forma que se puede ver en la Ecuación 5.3. Esa señal se puede expresar también de otra manera como se aparece en la Ecuación 5.13.

$$s(t) = \text{Re} \left\{ \exp(j2\pi f_c \cdot t) \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left[\sum_{k=0}^{N-1} c_{l,k} \cdot e^{j2\pi \frac{k}{T} t} \right] \Pi_T(t - lT) \right\} \quad (5.13)$$

La Ecuación 5.13 se puede escribir según los parámetros del estándar DVB-T2. Si llamamos m al número de tramas T2 y sabiendo que estas pueden ir desde 0 a ∞ nos quedaría la Ecuación 5.14.

$$s(t) = \text{Re} \left\{ \exp(j2\pi f_c \cdot t) \sum_{m=0}^{\infty} \left[\frac{5}{\sqrt{27 \cdot K_{total}}} \sum_{l=0}^{L_F-1} \sum_{K_{max}}^{k=K_{min}} c_{m,l,k} \times \Psi_{m,l,k}(t) \right] \right\} \quad (5.14)$$

donde

$$\Psi_{m,l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi \frac{k'}{T_u}(t - \Delta - lT_s - mT_F)} & \text{para } mT_F + lT_S \leq t \leq mT_F + (l+1)T_S \\ 0, & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (5.15)$$

Los parámetros de las Ecuaciones 5.14 y 5.15 se explican a continuación.

- k es el número de subportadora.
- l es el número de símbolo OFDM.
- m es el número de trama T2.
- K_{Total} es el número de subportadoras transmitidas y se puede ver en la Tabla 5.6.
- L_F número de símbolos OFDM que tiene cada trama.
- T_S es la duración del símbolo OFDM, $T_S = T_u + \Delta$
- T_u es la duración del símbolo activo
- Δ es la duración del intervalo de guarda (ver Sección 5.3).

- f_c es la frecuencia central de la señal RF.
- k' es el índice de la subportadora relativo a la frecuencia central, $k'=k-(K_{max}+K_{min})/2$;
- $c_{m,l,k}$ es el valor complejo de modulación para la portadora k del símbolo OFDM número l en la trama T2 número m .
- T_F es la duración de la trama completa (super trama). $T_F = L_F \cdot T_S$
- $5/\sqrt{27 \times K_{Total}}$ es el factor de normalización que corrige, aproximadamente, el aumento de potencia media causada por la inserción de pilotos con potencia aumentada.

Definiendo la señal equivalente paso bajo de forma que $s(t) = Re [e^{j2\pi f_c t} \cdot S_{PB}(t)]$ podemos escribir la Ecuación 5.14 como 5.16.

$$s_{PB}(t) = \sum_{m=0}^{\infty} \left[\frac{5}{\sqrt{27 \cdot K_{total}}} \sum_{l=0}^{L_F-1} \sum_{k=K_{min}}^{K_{max}} c_{m,l,k} \times \Psi_{m,l,k}(t) \right] \quad (5.16)$$

También podemos definir la transformada de Fourier discreta (DFT: Discrete Fourier Transformation) como se muestra en la Ecuación 5.17 y por lo tanto la Ecuación 5.16 quedaría como podemos ver en la Ecuación 5.18

$$DFT^{-1} = \sum_{k=K_{min}}^{k=K_{max}} c_{m,l,k} \times e^{j2\pi \frac{k'}{T_u} (t - \Delta - lT_s - mT_F)} \quad (5.17)$$

$$s_{PB}(t) = \sum_{m=0}^{\infty} \left[\frac{5}{\sqrt{27 \cdot K_{total}}} \sum_{l=0}^{L_F-1} DFT^{-1} \{c_{m,l,k}\} \right] \quad (5.18)$$

Por eso lo que hacemos es la DFT inversa, con el número de puntos que hayamos elegido para la transmisión (este número de puntos es lo que se ha llamado en este proyecto *tamaño de FFT*), de la señal $c_{m,l,k}$ que consta de la señal modulada y los pilotos. Esta señal la consideramos en frecuencia y al hacer la DFT inversa la pasamos al tiempo. Una vez en el tiempo normalizamos la señal con el termino $5/\sqrt{27 \times K_{Total}}$ y la enviamos a través del canal.

En la recepción el proceso es el mismo pero usando una DFT directa para pasar del tiempo a la frecuencia y así volver a tener las portadoras en frecuencia con información y pilotos.

El poder formar la señal OFDM mediante la DFT es una gran ventaja ya que nos permite utilizar el algoritmo de la FFT y así mejorar el tiempo de las simulaciones.

En la Tabla 5.5 podemos ver el valor de los periodos elementales en función del ancho de banda que se utilice para transmitir los canales de DVB-T2. Este periodo elemental se va a utilizar luego en la Tabla 5.6 para conocer otros parámetros como la duración del símbolo OFDM activo. De esta manera podemos calcular todos los parámetros sea cual sea el ancho de banda que estemos utilizando. Lo más habitual es utilizar canales de 8MHz para la difusión de televisión y estos son los canales que se han simulado en el proyecto. Por lo tanto el valor del periodo elemental T usado es $7/64\mu s$.

Ancho de Banda	1,7 MHz	5 MHz	6 MHz	7 MHz	8 MHz	10 MHz
Periodo Elemental T	71/131 μs	7/40 μs	7/48 μs	1/8 μs	7/64 μs	7/80 μs

Tabla 5.5: Periodo elemental en función del ancho de banda.

En la Tabla 5.6 podemos ver los valores de los parámetros más importantes de la señal OFDM en función del periodo elemental. También se muestra el valor absoluto para el caso concreto de utilizar canales de 8MHz de ancho de banda.

Parámetro	1K	2K	4K	8K	16K	32K
Numero de subportadoras K_{Total}	853	1705	3409	6817	13633	27265
Primera portadora K_{min}	0	0	0	0	0	0
Última portadora K_{max}	852	1704	3408	6816	13632	27264
Duración de T_u	1024T	2048T	4096T	8192T	16384T	32768T
Duración de T_u en μs	112	224	448	896	1792	3584
Espacio entre portadoras $1/T_u$ (Hz)	8929	4464	2232	1116	558	279
Espacio entre portadoras K_{min} y K_{max} ($K_{Total} - 1$)/ T_u (Hz)	7,61MHz	7,61MHz	7,61MHz	7,61MHz	7,61MHz	7,61MHz

Tabla 5.6: Parámetros de la señal OFDM.

De los parámetros de la Tabla 5.6 deducimos que cuanto mayor sea el tamaño de la FFT mayor será el número de portadoras que tendremos en nuestro símbolo OFDM pero también estarán más juntos ya que el ancho de banda que ocupa cada símbolo OFDM es siempre el mismo independientemente de el tamaño de FFT usado. Esto nos permitirá enviar más información por símbolo OFDM aunque la misma información por segundo ya que la duración de cada símbolo aumenta en proporción. Además si hablamos en términos de pilotos e interpolación del canal, podemos decir que tendremos más pilotos y por lo tanto estarán más juntos entre sí, esto nos permitirá, en principio, realizar una mejor interpolación del canal. También podemos ver que no

ocupamos todas las portadoras que tenemos disponibles sino que sólo introducimos información y pilotos hasta la portadora K_{max} dejando así una frecuencia de guarda entre símbolos OFDM además del intervalo de guarda que dejaremos en el tiempo (ver Sección 5.3).

Para ilustrar estos conceptos vamos a mostrar como quedaría el espectro de la señal OFDM. En la Figura 5.7 se muestra el espectro de la señal OFDM paso bajo. Como se dice en la Tabla 5.6 el ancho de banda que ocupan las portadoras útiles es de 7,61MHz. Por lo tanto en la figura las portadoras útiles llegan hasta $7,61\text{MHz}/2 = 3,80\text{MHz}$. El resto de espacio hasta 4MHz no se utiliza para enviar ni información ni pilotos.

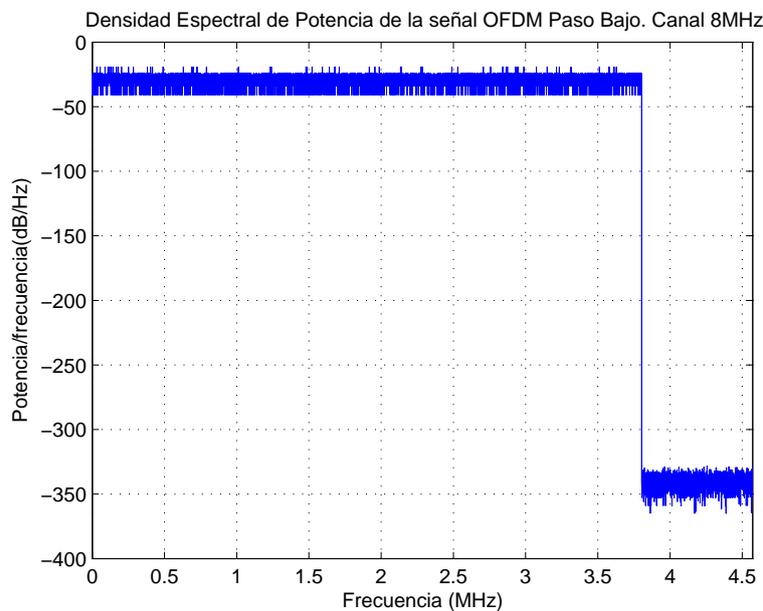


Figura 5.7: Espectro de la señal OFDM paso bajo para canal de 8MHz.

Aunque no es el objetivo de este proyecto tratar con canales con efecto Doppler es conveniente al menos comentar que un tamaño de FFT mayor será más vulnerable ante canales con variaciones temporales rápidas como las que se producen en escenarios móviles, por lo tanto los mayores tamaños de FFT no deben ser usados con terminales móviles, sino que serán usados para recepción mediante antenas fijas normalmente en los tejados.

Los resultados de las simulaciones cambiando el tamaño de la FFT se pueden ver en las Secciones 7.4.1 y 7.5.1 de resultados.

5.3. Intervalos de guarda

Para el envío de la señal OFDM es necesario introducir un intervalo de guarda, también conocido como prefijo cíclico, entre los símbolos para evitar que éstos interfieran unos con otros debido a los efectos de los canales multitrayecto. Se definen 7 fracciones de intervalos de guarda de la forma Δ/T_u . En la Tabla 5.7 aparece la duración absoluta del intervalo de guarda Δ , expresado en múltiplos del periodo elemental T para cada combinación de tamaño de FFT. También podemos observar que ciertas combinaciones no deben ser usadas y están marcadas con NA (No Aplica). (Recordemos que T_u es la duración del símbolo activo).

Tamaño FFT	Fracción de Intervalo de guarda (Δ/T_u)						
	1/128	1/32	1/16	19/256	1/8	19/128	1/4
32K	256T	1024T	2048T	2432T	4096T	4864T	NA
16K	128T	512T	1024T	1216T	2048T	2432T	4096T
8K	64T	256T	512T	608T	1024T	1216T	2048T
4K	NA	128T	256T	NA	512T	NA	1024T
2K	NA	64T	128T	NA	256T	NA	512T
1K	NA	NA	64T	NA	128T	NA	256T

Tabla 5.7: Duración del Intervalo de Guarda en Términos del Periodo Elemental.

DVB-T2 ofrece una amplia gama de intervalos de guarda para poder cubrir las necesidades de los difusores de televisión. La elección del intervalo de guarda adecuado no siempre es sencilla y está claro que cuanto menor sea el intervalo elegido mayor capacidad tendrá nuestro sistema. Lo más fácil es tratar el intervalo como un límite de la longitud del canal que puede ser tolerada por el sistema. Si asumimos que la longitud del canal para un determinado escenario es conocida, es fácil elegir el intervalo de guarda a utilizar, tendría que ser el intervalo de guarda que coincida con la longitud del canal o la supere. De esta forma evitaríamos las interferencias entre símbolos.

Este método es demasiado sencillo porque habría que tener en cuenta otros factores. Para empezar, no es fácil determinar la longitud del canal. Normalmente la longitud del canal viene determinada por las reflexiones naturales de la señal transmitida por los objetos del entorno. Predecir todos los ecos de un área montañosa es en principio posible con suficientes datos del terreno y potencia de computación. Si hablamos de un terreno llano los cálculos son más fáciles pero sabemos que el entorno puede cambiar, por ejemplo, si se construye un edificio, en cuyo caso el intervalo de guarda necesario sería mayor de lo que se esperaba.

Por otro lado, a veces podríamos forzar este límite dado por la longitud del canal, por ejemplo

en el caso de que el porcentaje de potencia de señal que cayese fuera de la ventana formada por el intervalo de guarda fuera pequeño.

En la Tabla 5.5 se ve que el periodo elemental T era $7/64\mu s$ para los canales de 8MHz de ancho de banda que se han utilizado en las simulaciones. En la Tabla 5.7 se encuentra el valor del intervalo de guarda en función del periodo elemental T , de dicha tabla se desprende que el intervalo de guarda más pequeño se produce cuando tenemos una fracción de intervalo de guarda de $1/128$ y un tamaño de FFT de $8K$. En ese caso concreto el valor del intervalo de guarda es $64T$, por lo tanto $64 \cdot (7/64)\mu s = 7\mu s$. También tenemos la suerte de conocer la longitud de los canales multitrayecto que hemos modelado para hacer las simulaciones. La longitud máxima del canal Ricean y del canal Rayleigh modelado es la misma e igual a $5,422\mu s$. Por lo tanto se tiene que el intervalo de guarda más pequeño es mayor que la máxima longitud de los canales modelados y por lo tanto no existirá interferencia entre símbolos.

Para finalizar con la descripción del intervalo de guarda, mostramos la Tabla 5.8 donde se pueden ver todas las combinaciones posibles que se pueden dar entre los tres parámetros más importantes de la señal OFDM que son: *Tamaño de FFT*, *Patrón de Pilotos* e *Intervalo de guarda*. Si alguna combinación no es posible aparece NA (No Aplica).

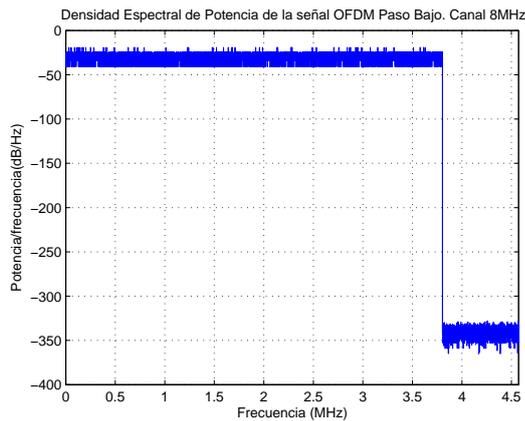
Tamaño FFT	Intervalo de guarda						
	1/28	1/32	1/16	19/256	1/8	19/128	1/4
32K	PP7	PP4, PP6	PP2, PP8, PP4	PP2, PP8, PP4	PP2, PP8	PP2, PP8	NA
16K	PP7	PP7, PP4, PP6	PP2, PP8, PP4, PP5	PP2, PP8, PP4, PP5	PP2, PP3, PP8	PP2, PP3, PP8	PP1 PP8
8K	PP7	PP7, PP4	PP7, PP4	PP8, PP4, PP5	PP8, PP4, PP5	PP2, PP3, PP8	PP1, PP8
4K, 2K	NA	PP7, PP4,	PP8, PP4, PP5	PP8, PP4, PP5	PP2, PP3, PP8	PP2, PP3, PP8	PP1, PP8
1K	NA	NA	PP4, PP5	NA	PP2, PP3	NA	PP1

Tabla 5.8: *Patrones de pilotos que pueden ser usados según la combinación de tamaño de FFT y intervalo de guarda.*

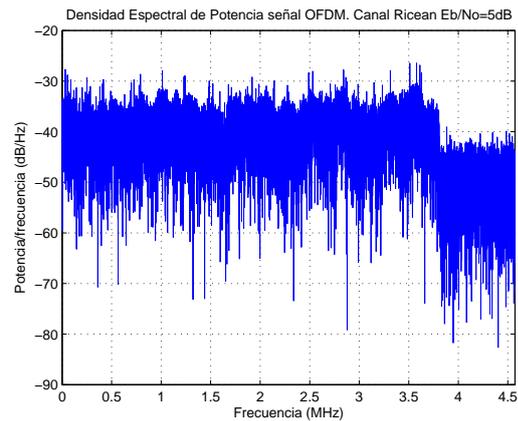
5.4. Estima del canal y ecualización

Las amplitudes de las subportadoras que se reciben después de hacer la FFT en el receptor (ver Sección 5.2) no son, en general, las mismas que las que se envían ya que se ven afectadas

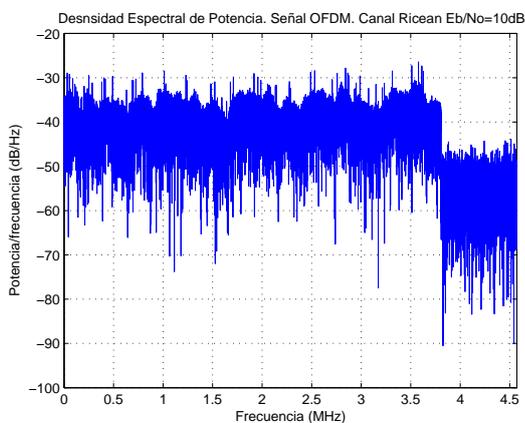
por el canal por el que pasan en su camino desde el transmisor. Esto se puede ver representado por la Figura 5.8 donde aparece como cambia el espectro después de pasar por un canal Ricean. En estos espectros podemos ver los desvanecimientos que se producen y lo diferente que llega la señal en frecuencia.



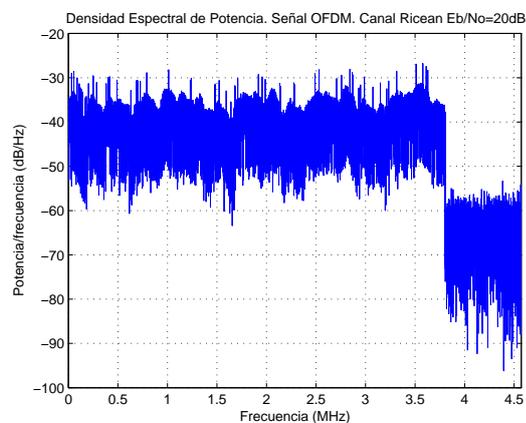
(a) Espectro original



(b) Canal Ricean Eb/No=5dB



(c) Canal Ricean Eb/No=10dB



(d) Canal Ricean Eb/No=20dB

Figura 5.8: Espectro de la señal OFDM paso bajo. Ancho de banda 8MHz. Canal Rice

Además, también podemos ver este mismo efecto mediante las Figuras 5.9 y 5.10 donde aparecen las amplitudes de las portadoras. La Figura 5.9 es particularmente representativa de la señal OFDM. En ella se muestran la información de las portadoras en frecuencia, antes de hacer la transformada de Fourier inversa. Como podemos ver, la información a enviar no es más que los símbolos de la modulación que estemos usando, en este caso la información está modulada con una constelación rotada 64-QAM, (ver Secciones 3.4 y 3.5), también aparecen los pilotos,

tanto continuos como dispersos, que tienen más potencia que la información modulada y por último podemos ver que aparece un punto en el 0 que representa las portadoras que no han sido moduladas con información, es decir, las frecuencias de guarda. En la Figura 5.10(a) vemos lo que queda cuando la información pasa el canal. Apenas podemos distinguir nada de lo que aparece en la figura debido a que el canal distorsiona mucho la señal. En la Figura 5.10(b) vemos lo que obtenemos después de aplicar las técnicas de estimación del canal obteniendo así una señal en la que ya podemos distinguir los símbolos modulados recibidos y donde los códigos de canal tendrán que eliminar los errores que puedan aparecer.

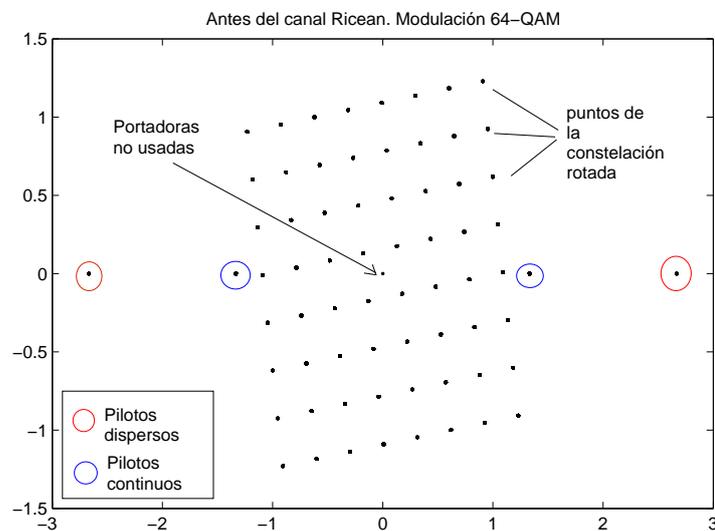


Figura 5.9: Amplitud de las portadoras enviadas. Modulación 64-QAM.

Después de ilustrar la necesidad de las técnicas de estimación de canal vamos a proceder a describir dichas técnicas.

Considerando la extensión del canal, que puede ser descrita como la duración de la respuesta al impulso desde la primera componente significativa hasta la última o como la duración más corta que puede ser elegida para que al menos un porcentaje X de la energía esté incluida, donde X suele ser el 99,9%. Sabiendo que esta longitud del canal no supera el intervalo de guarda, como se explicó en la Sección 5.3, la amplitud de las portadoras en el receptor viene dada por la Ecuación 5.19

$$Y_{k,l} = H_{k,l}X_{k,l} + N_{k,l} \quad (5.19)$$

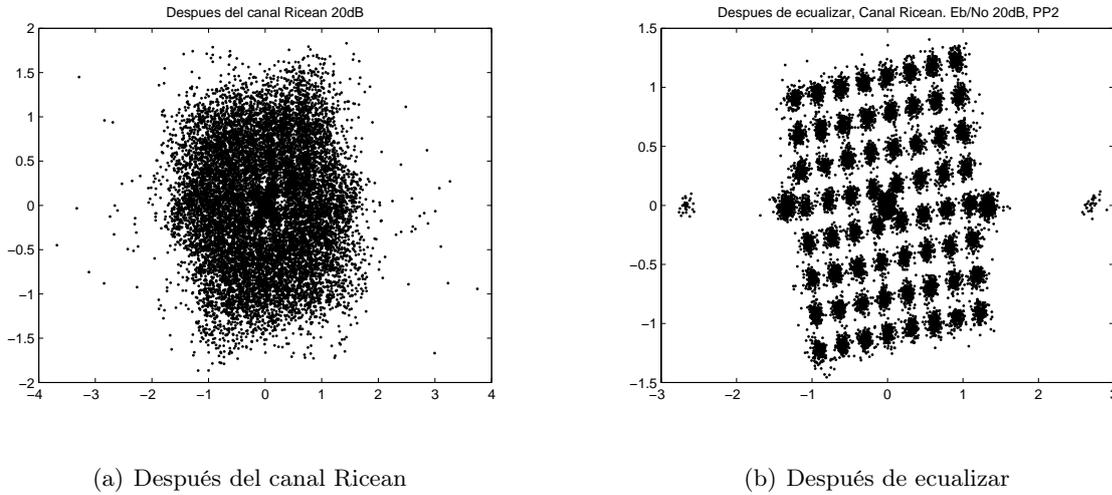


Figura 5.10: Amplitud de las portadoras OFDM al paso por el canal Ricean con $E_b/N_0=20\text{dB}$. Modulación 64-QAM.

donde:

- $X_{k,l}$ representa la información modulada en forma de constelación compleja aplicada a la portadora k del símbolo OFDM l .
- $Y_{k,l}$ representa la amplitud de la portadora recibida que corresponde a la emisión $X_{k,l}$.
- $H_{k,l}$ representa la respuesta en frecuencia del canal durante el símbolo l y durante la muestra en frecuencia k . Sería lo mismo decir $H_{k,l}=H_l(f_k)$
- $N_{k,l}$ representa el ruido aditivo en el receptor.

Se podría dar una explicación un poco más profunda. La señal recibida es la señal transmitida convolucionada con la respuesta al impulso del canal. La adición del intervalo de guarda o prefijo cíclico hace que la convolución lineal pueda ser considerada como una convolución periódica (con periodo la duración completa del símbolo OFDM, T_s). La convolución periódica en el tiempo corresponde con una multiplicación de las transformadas de Fourier discretas respectivas en frecuencia (propiedad de convolución) [23].

5.4.1. Ecualización

El receptor necesita conocer $H_{k,l}$ para poder interpretar de forma correcta $Y_{k,l}$, es decir, necesitamos conocer el canal para poder invertir su efecto sobre las muestras recibidas con el

objetivo de extraer su información de forma correcta. Este proceso se conoce como ecualización. La forma que se ha usado en este proyecto es una de las formas más simples de ecualizar y se denomina *zero-forcing* y consiste en dividir la señal recibida $Y_{k,l}$ entre el valor de canal estimado $H'(K)$ como se puede ver en la Ecuación 5.20. Este sencillo proceso tiene un inconveniente, cuando el canal tiene desvanecimientos muy grandes el valor del canal y por lo tanto del canal estimado será muy pequeño, y por lo tanto el último término de la Ecuación 5.20, que representa al ruido dividido entre la estimación del canal, se haría muy grande siendo este un efecto perjudicial. Este efecto se conoce como *noise enhancement*.

$$\frac{Y_{k,l}}{H'(K)} = \frac{H_{k,l}X_{k,l} + N_{k,l}}{H'(K)} = \frac{H_{k,l}X_{k,l}}{H'(K)} + \frac{N_{k,l}}{H'(K)} \approx X_{k,l} + \frac{N_{k,l}}{H'(K)} \quad (5.20)$$

5.4.2. Interpolación

Para poder ecualizar necesitamos tener una estimación del canal, que se denominó $H'(K)$. Para conseguirla realizaremos un proceso denominado interpolación que estará basado en la información transmitida que era conocida y que denominamos pilotos. Estos pilotos se verán afectados por el canal del mismo modo que el resto de la información que enviamos.

La interpolación se puede hacer en tiempo y en frecuencia. Las variaciones en el tiempo se producen por causas como el efecto Doppler, mientras que las variaciones en frecuencia son síntomas de la selectividad del canal, causada a su vez por los diferentes caminos que producen diferentes retardos en la señal. En nuestro caso el canal va a ser invariante en el tiempo ya que estamos en un entorno fijo, que no cambia en el tiempo, o al menos, las variaciones en el tiempo serán muy lentas, como en el caso que comentamos en la Sección 5.3 de la construcción de un edificio. Para receptores móviles el caso sería distinto y sí que sería necesaria la interpolación temporal. La interpolación que utilizaremos será exclusivamente en frecuencia.

El primer paso es obtener una estimación del canal, para ello utilizamos un estimador simple como es el criterio de mínimos cuadrados que minimiza el error entre medidas. Las estimaciones consistirán en las observaciones del receptor en las posiciones de los pilotos. Si llamamos $P_{l,k}$ a los pilotos tendríamos la Ecuación 5.21 donde el termino de error de la estimación $\Delta H_{k,l}$ es despreciable.

$$H'(K) = \frac{Y_{k,l}}{X_{k,l}} = \frac{H_{k,l}X_{k,l} + N_{k,l}}{X_{k,l}} = \frac{H_{k,l}X_{k,l}}{X_{k,l}} + \frac{N_{k,l}}{X_{k,l}} = H_{k,l} + \Delta H_{k,l} \quad (5.21)$$

Es necesario determinar qué pilotos utilizamos para hacer esta estimación en frecuencia. Lo que vamos a hacer es tomar los pilotos correspondientes a tantos símbolos OFDM como sea el valor de D_y en el patrón de pilotos utilizado. Utilizar todos los pilotos de esos D_y símbolos OFDM para tener estimadores del canal cada D_x portadoras, después interpolaremos para conocer el canal en el resto de portadoras frecuenciales que no son pilotos y por último, con ese canal resultado de la interpolación, haremos la ecualización. Como ya explicamos en la Sección 5.1.3, D_x es la separación entre las portadoras llevando pilotos en el patrón diagonal y D_y es el número de símbolos que forman una secuencia de pilotos dispersos completa. Vamos a explicar esto mismo con el patrón de pilotos 1. El patrón de pilotos 1 (PP1) tiene, según la Tabla 5.3 $D_x = 3$ y $D_y = 4$. Lo que haremos será coger todos los pilotos dispersos, que están en cada conjunto de 4 símbolos OFDM, unirlos y con ellos tendremos pilotos por cada 3 portadoras, sin necesidad de poner realmente pilotos cada 3 portadoras en cada símbolo ya que no sería eficiente. Con esos pilotos obtendríamos una estimación del canal cada 3 portadoras gracias a la Ecuación 5.21 y posteriormente se interpolarán los valores intermedios para tener una estimación del canal en todas las portadoras, estimación que usaremos para ecualizar los 4 símbolos OFDM. Ese proceso se repetirá para el siguiente grupo de 4 símbolos OFDM. La figura 5.11 ilustra lo explicado.

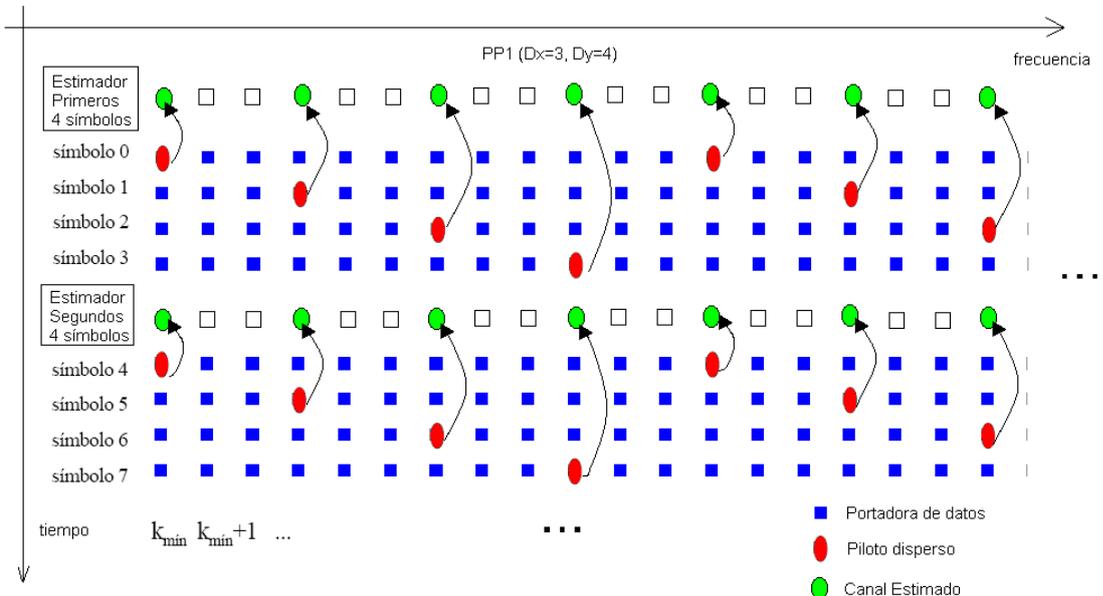


Figura 5.11: Uso de los pilotos dispersos para el proceso de interpolación.

Ahora sólo queda obtener, a partir de las estimaciones del canal que tenemos en las posiciones

de los pilotos, el valor del canal en todas las portadoras mediante interpolación. Así mismo eliminaremos parte del efecto del ruido mediante filtrado.

El algoritmo para la interpolación que vamos a utilizar se basa en los siguientes pasos:

1. Colocamos las estimaciones del canal que hemos obtenido en las posiciones donde tenemos pilotos. El número de estas estimaciones será K_{max}/D_x .

$$H'(D_x k) = [H'(0) H'(D_x \cdot 1) H'(D_x \cdot 2) \dots H'(D_x \cdot (k_{max} - 1))] \quad (5.22)$$

2. Se realiza la DFT inversa de la señal de la Ecuación 5.22 para obtener la respuesta impulsiva en el dominio del tiempo.

$$h'_t = DFT^{-1}[H'(D_x k)] \quad (5.23)$$

3. Se realiza un relleno de ceros hasta que la longitud de la respuesta impulsiva es K_{max} .

$$h' = [h'_t 0] \quad (5.24)$$

4. Una vez tenemos el canal estimado en el tiempo comprobamos que la longitud de esta estimación es mayor que la longitud real del canal. Todo eso que sobra es ruido que de no ser eliminado se añadiría a la hora de ecualizar, por eso filtramos la estimación quedándonos con la parte que corresponde al canal y añadimos ceros en el resto de la señal hasta completar la longitud de K_{max} .
5. Se vuelve al dominio de la frecuencia mediante una DFT y así se tiene la estimación de la respuesta en frecuencia del canal muestreada en las posiciones de las subportadoras.

$$H' = DFT[h'] \quad (5.25)$$

La interpolación mediante DFT está ligada al teorema de muestreo o de Nyquist que postula que una señal puede ser muestreada y reconstruida posteriormente siempre que sea de banda limitada y el muestreo se realice a una frecuencia doble de la mayor frecuencia de esa señal [23]. Estos son los límites teóricos, siempre se pueden *forzar* esos límites si, por ejemplo, la energía de la señal de banda limitada es muy pequeña en las frecuencias más altas, en cuyo caso podemos muestrear con una frecuencia ligeramente menor a la de Nyquist sin que los resultados empeoren excesivamente. En nuestro caso, se puede decir que lo que se trata como una señal de banda

limitada en frecuencia es nuestro canal en el tiempo, que de hecho está limitado por su longitud. Esa señal se ha muestreado en frecuencia a una velocidad dada por $D_x \cdot f_u$, donde la separación entre cada portadora es $f_u = 1/T_u$ Hz. Como se sabe, T_u es el tiempo que dura la parte útil de un símbolo OFDM, es decir, sin contar el tiempo de guarda, y se puede consultar en la Tabla 5.6. Para recuperar la señal *filtramos en el tiempo* con un filtro paso bajo ideal que llegará hasta la máxima longitud del canal en el tiempo. Este filtrado es una convolución en frecuencia del tren de deltas (pilotos) que tenemos en frecuencia por la transformada de Fourier del filtro paso bajo, es decir, una señal *sinc*. La suma de todas esas sincs en frecuencia nos dará la estimación completa del canal en frecuencia que podremos utilizar para ecualizar.

Según el criterio de Nyquist, podemos decir que esta interpolación nos servirá para canales cuya longitud máxima (τ_{max}) sea menor a $T_u/2 \cdot D_x$, Ecuación 5.26, donde sabemos que la longitud máxima de los canales que vamos a modelar (ver Sección 6) es de $5,42\mu s$.

$$D_x \leq \frac{T_u}{2 \cdot \tau_{max}} = \frac{T_u}{2 \cdot 5,42\mu s} \quad (5.26)$$

De la Ecuación 5.26 podemos extraer la separación máxima que debemos tener entre portadoras con pilotos en los símbolos OFDM ($D_x max$), el cálculo para cada valor de T_u se muestra en la Tabla 5.9

Tamaño FFT	1K	2K	4K	8K	16K	32K
$D_x max$	10	20	41	82	165	330

Tabla 5.9: Separación máxima que necesitamos para poder interpolar correctamente los canales F1 y P1 (ver Sección 6) usados para probar las prestaciones del sistema.

La interpolación mediante DFT nos permite tener una menor carga computacional que otros procesos de interpolación ya que, como ya hemos comentado en este proyecto (ver Sección 5.2) se puede usar el algoritmo de la FFT.

Unos ejemplos de la interpolación realizada mediante este método se pueden ver en la Figura 5.12, donde interpolamos el canal Ricean F1 con el patrón de pilotos PP2 que tiene $D_x=6$ (según la tabla 5.3) y el tamaño de la FFT es 2K, y otro en la Figura 5.13 donde podemos ver el resultado de la interpolación de el canal Rayleigh P1 con PP3 ($D_x=6$ según la Tabla 5.3) y 16K de tamaño de FFT. En ambas figuras, los puntos representados con una x son la estima del canal que proporciona cada piloto. En la última figura, al tener un tamaño de FFT mucho mayor podemos ver como aparecen muchos más puntos representando los pilotos.

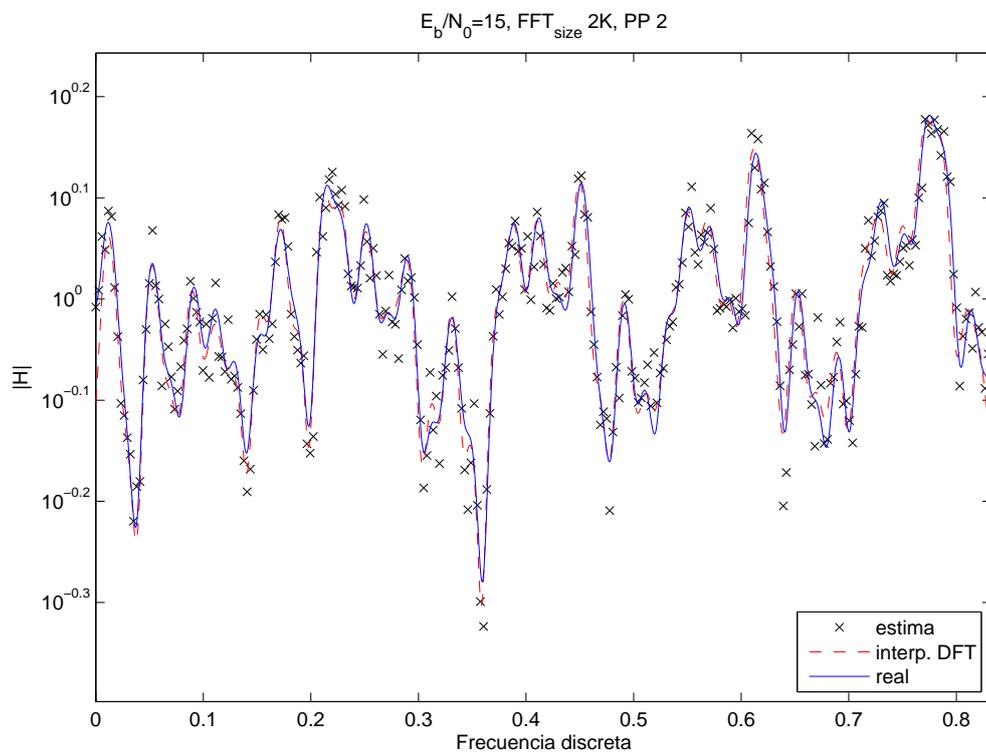


Figura 5.12: Muestra de la interpolación de un canal Ricean mediante el método descrito en la Sección 5.4.2.

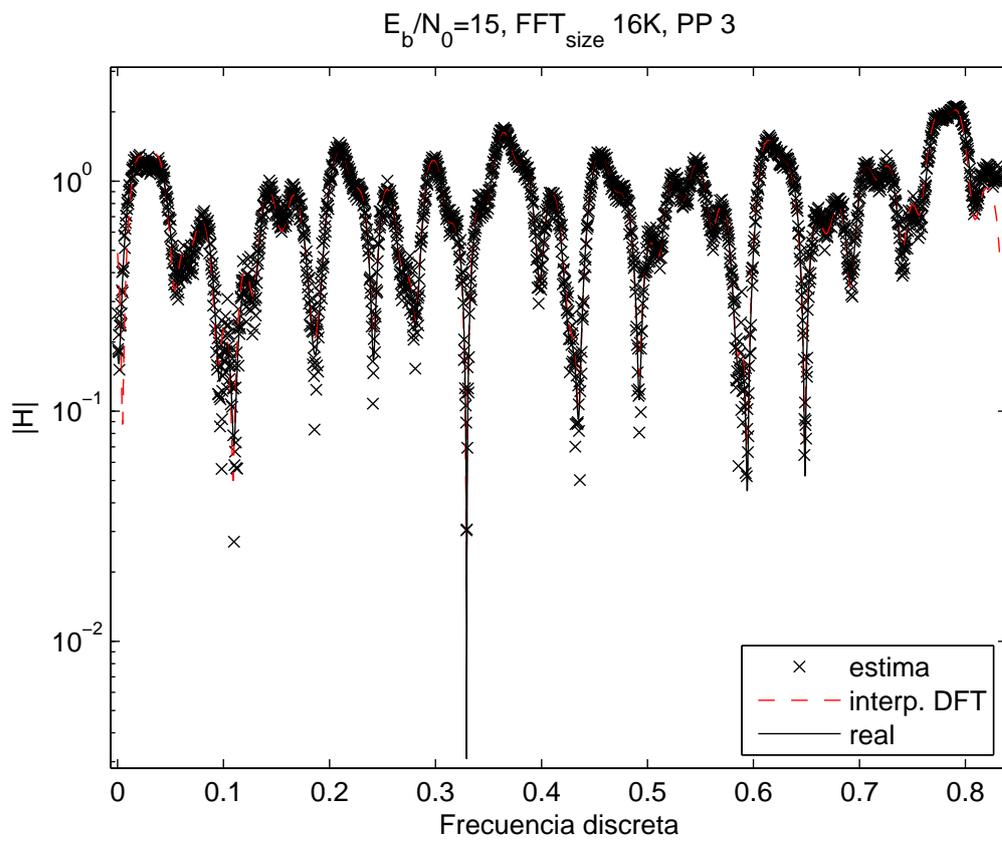


Figura 5.13: Muestra de la interpolación de un canal Rayleigh mediante el método descrito en la Sección 5.4.2.

MODELOS DE CANAL

El funcionamiento del sistema ha sido probado en condiciones de ruido aditivo y Gaussiano (AWGN: Additive White Gaussian Noise) y también con dos canales multitrayecto. Un canal Ricean (F1) para estudiar las prestaciones de receptores fijos y un canal Rayleigh (P1) para estudiar las prestaciones en receptores portables (no móviles). La descripción de estos canales ya aparecía en el estándar DVB-T [1].

El modelo de canal ha sido generado a partir de las ecuaciones que aparecen a continuación donde $x(t)$ y $y(t)$ son las señales de entrada y de salida respectivamente.

a) Canal Ricean para recepción fija (F1).

$$y(t) = \frac{\rho_0 x(t) + \sum_{i=1}^N \rho_i e^{-j\theta_i x(t-\tau_i)}}{\sqrt{\sum_{i=0}^N \rho_i^2}} \quad (6.1)$$

- El primer termino representa un rayo de visión directa (LOS: Line Of Sight)
- N es el número de ecos, igual a 20 en este modelo.
- θ_i es la variación de fase del camino i-ésimo que aparece en la Tabla 6.1.
- ρ_i es la atenuación del camino i-ésimo que aparece en la Tabla 6.1.
- τ_i es el retardo relativo al camino i-ésimo que aparece en la Tabla 6.1.

El factor Ricean K (el cociente de la potencia del camino directo sobre los rayos reflejados) viene dado por la Ecuación 6.2. En las simulaciones el valor de K usado es 10dB (Ecuación 6.3).

$$K = \frac{\rho_0^2}{\sum_{i=1}^N \rho_i^2} \quad (6.2)$$

$$\rho_o = \sqrt{10 \sum_{i=1}^N \rho_i^2} \quad (6.3)$$

b) Canal Rayleigh para recepción portable (P1). El canal Rayleigh se define mediante la Ecuación 6.4 que tiene los mismos parámetros que la Ecuación 6.1 pero sin rayo directo.

$$y(t) = k \sum_{i=1}^N \rho_i e^{-j\theta_i x(t-\tau_i)} \quad (6.4)$$

- donde k lo definimos en la Ecuación 6.5.

$$k = \frac{1}{\sqrt{\sum_{i=0}^N \rho_i^2}} \quad (6.5)$$

- θ_i , ρ_i y τ_i representan lo mismo que para el canal F1 y también se pueden consultar en la Tabla 6.1.

Rayo nº i	ρ_i	τ_i (μs)	θ_i (rad)
1	0.057662	1.003019	4.855121
2	0.176809	5.422091	3.419109
3	0.407163	0.518650	5.864470
4	0.303585	2.751772	2.215894
5	0.258782	0.602895	3.758058
6	0.061831	1.016585	5.430202
7	0.150340	0.143556	3.952093
8	0.051534	0.153832	1.093586
9	0.185074	3.324866	5.430202
10	0.400967	1.935570	0.154459
11	0.295723	0.429948	5.928383
12	0.350825	3.228872	3.053023
13	0.262909	0.848831	0.628578
14	0.225894	0.073883	2.128544
15	0.170996	0.203952	1.099463
16	0.149723	0.194207	3.462951
17	0.240140	0.924450	3.664773
18	0.116587	1.381320	2.833799
19	0.221155	0.640512	3.334290
20	0.259730	1.368671	0.393889

Tabla 6.1: *Potencia, fase y retardo relativos al número del rayo para los canales F1 y P1.*

Ambos canales tienen una longitud de respuesta al impulso de $5.42 \mu s$. Para poder implementar los canales F1 y P1, la respuesta al impulso se ha muestreado debiendo elegirse una frecuencia de muestreo suficientemente grande para discriminar entre los diferentes retardos τ_i . Como frecuencia de muestreo hemos utilizado el periodo elemental de la señal OFDM que aparece en la Tabla 5.6 y que en el caso de canales de 8MHz es de 9,14MHz.

La Figura 6.1 representa los canales F1 y P1 en el tiempo mientras que la Figura 6.2 los representa en la frecuencia.

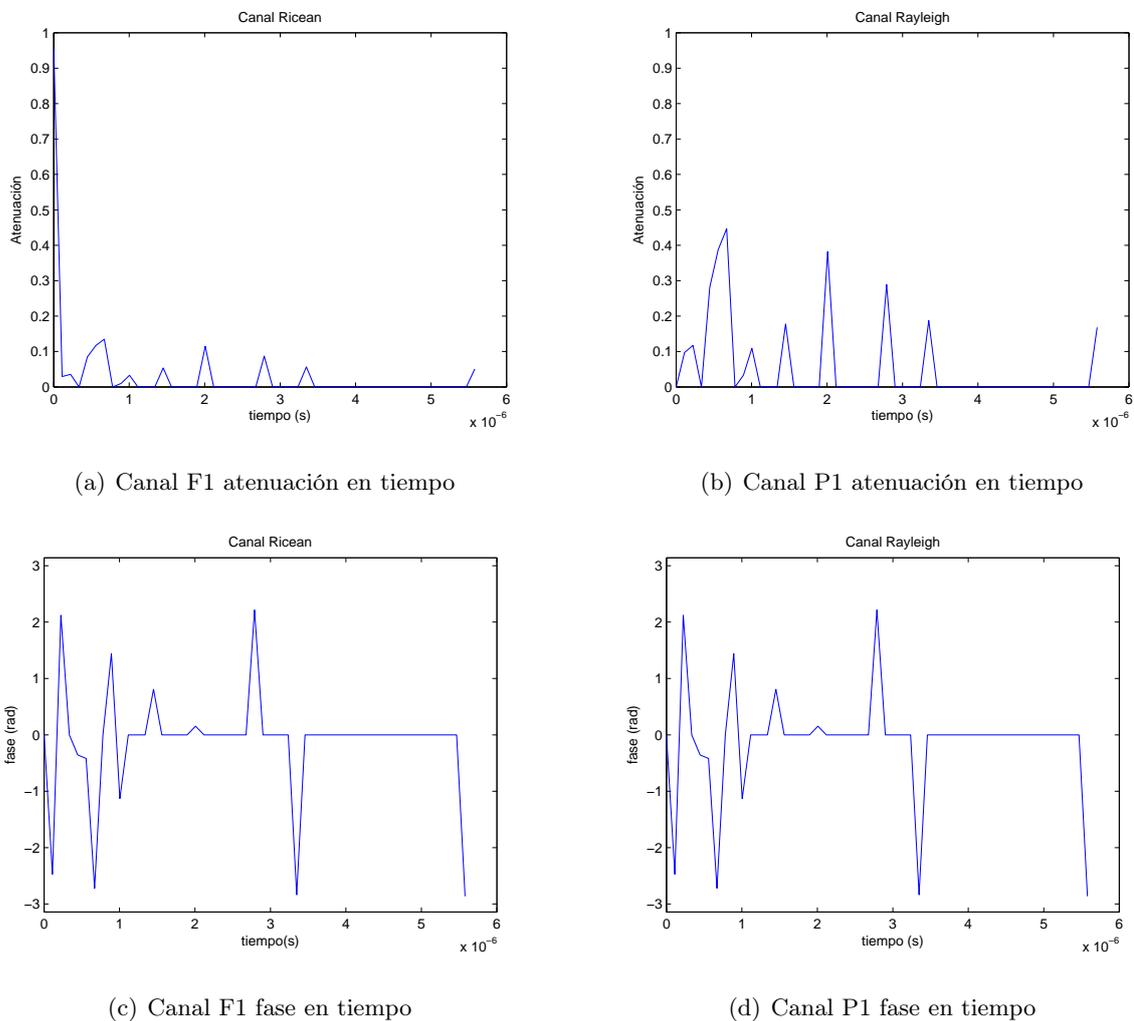
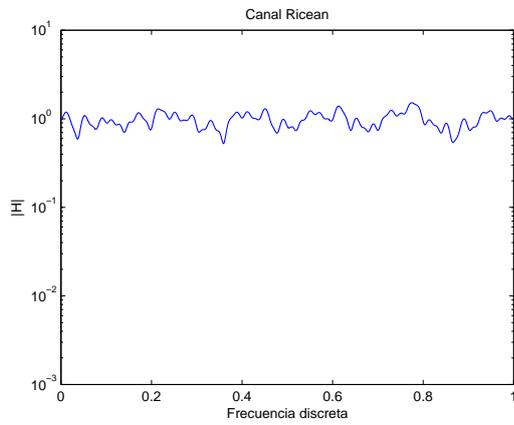
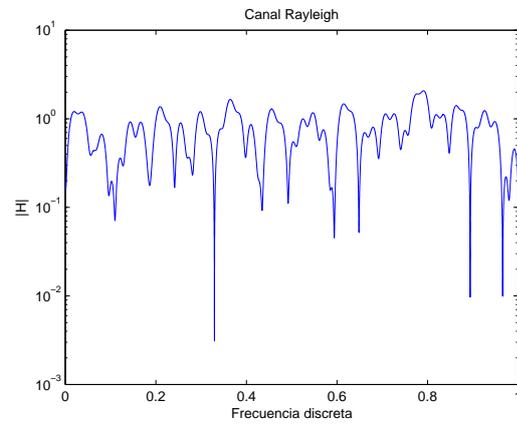


Figura 6.1: Representación del canal F1 y P1 en tiempo.

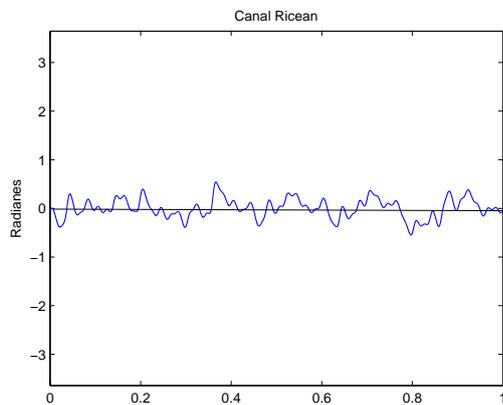
En las representaciones gráficas de los canales P1 y F1 cabe destacar como en la Figura 6.1 *a)* se puede ver el primer pulso que representa el rayo directo mientras que en *b)* no aparece dicho pulso. También podemos observar en la Figura 6.2 *a)* y *b)* como la selectividad en frecuencia del



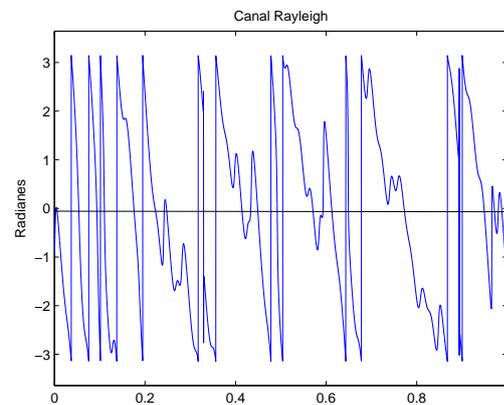
(a) Canal F1 atenuación en frecuencia



(b) Canal P1 atenuación en frecuencia



(c) Canal F1 fase en frecuencia



(d) Canal P1 fase en frecuencia

Figura 6.2: Representación del canal F1 y P1 frecuencia.

canal F1 ofrece una respuesta más plana mientras que para el canal P1 tiene unos desvanecimientos muy profundos en frecuencia que nos van a hacer que sea muy difícil trabajar con este canal.

RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES

En este capítulo vamos a mostrar los resultados del funcionamiento del sistema DVB-T2 y la influencia que sobre estos resultados tienen muchos de sus parámetros. Para estas pruebas se usarán los canales AWGN, F1 y P1 que vimos en la Sección 6.

La mayoría de estos resultados muestran las curvas de BER vs Eb/No . La tasa de error de bit (BER: Bit Error Rate) representa el cociente entre el número de bits erróneos respecto del total transmitido. La Eb/No representa el cociente entre la energía de bit y la energía de error y normalmente se suele dar en dB . La relación entre la Eb/No y la relación señal a ruido (SNR: Signal to Noise Ratio) es lineal y se muestra en la Ecuación 7.1 donde todos los parámetros están en dB .

$$SNR = \frac{Eb}{No} + N_{bits/simb} + LDPC_{ratio} + \frac{K_{datos}}{TamañoFFT} + \frac{T_u}{T_u + T_g} \quad (7.1)$$

Los parámetros de la Ecuación 7.1 son los siguientes.

- $N_{bits/simb}$ es el número de bits por símbolo de la modulación
- K_{datos} Numero de portadoras dedicadas a datos, se pueden consultar en la Tabla 4.1.
- Tamaño de FFT que nos dará el número total de portadoras en cada símbolo OFDM.
- El *ratio del LDPC* es el cociente entre los bits de paridad y los bits de información (Tabla 3.1).
- T_u es la parte del símbolo OFDM con datos que podemos encontrar en la Tabla 5.6)

- T_g es el intervalo de guarda (ver Tabla 5.7).

Lo que hacemos es diferenciar entre energía de señal y la energía de bits, pero de los bits sólo contamos los bits de información ya que son los que vamos a utilizar para el cómputo de la BER, por lo tanto todos los posibles añadidos ya sea por la codificación de canal, ya sea por los pilotos de OFDM o por el intervalo de guarda, deben de ser tenidos en cuenta para esa diferencia. Hay que explicar que los bits de paridad introducidos por el código BCH no se cuentan porque el cociente entre dichos bits y los bits de información que codifica es despreciable.

7.1. Función del código BCH

Como comentamos en las Secciones 3.1.1 y 3.1.2 los códigos BCH se utilizan en el estándar con el objetivo principal de eliminar el efecto indeseable que aparece en los códigos LDPC conocido como suelo de error. Este efecto producido porque la BER no cae tan rápido para señales de potencia baja como para las de potencia mayor a partir de un cierto nivel de SNR se puede observar en la Figura 7.1, en la que una simulación se ha realizado sólo con códigos LDPC, donde aparece el efecto del suelo de error, y otra simulación se ha hecho con los mismos parámetros pero con una codificación compuesta por LDPC+BCH en la que se aprecia que el efecto del suelo de error ha sido eliminado. Por lo tanto podemos concluir que el BCH realiza satisfactoriamente la misión para la que ha sido incluido en el estándar DVB-T2.

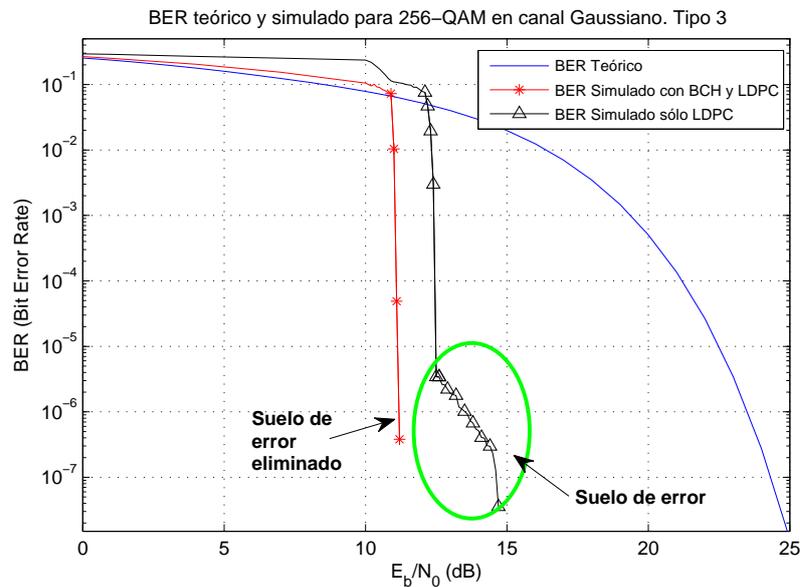


Figura 7.1: Eliminación del suelo de error mediante BCH. 256-QAM y LDPC 2/3

Para el resto de simulaciones hemos optado por utilizar sólo el código LDPC como codificación del canal debido a que los resultados, exceptuando el efecto del suelo de error, apenas cambian y el coste computacional del código BCH es muy alto.

7.2. Tasa de transmisión máxima

En Europa los canales de TV de 8Mhz requieren 20Mbps para transmitir vídeo digital de alta calidad. Este canal se puede dividir en 5 subcanales cada uno de ellos de transmitiendo a 4Mbps con menos calidad. Por lo tanto tendremos que llegar a transmitir por lo menos 4Mbps para transmisiones de canales de televisión de calidad baja y en el caso de querer alta definición deberemos llegar por lo menos a 20Mbps. La tasa de transmisión **máxima** que podemos alcanzar se deriva de la Ecuación 7.4. Donde tendremos los siguiente parámetros:

- Tamaño de FFT que será importante para el cálculo de algunos de los parámetro que aparecen en la Ecuación 7.4, elegiremos 32K.
- K_{datos} es el número de portadoras utilizadas para datos, para 32K y patrón de pilotos 7 son 26836 (ver Tabla 4.1). De esta forma ya tenemos en cuenta las que no podemos usar debido a los pilotos.

- $N_{bits/simb}$ es el número de bits por símbolo de la modulación con más bits por símbolo que en el caso del estándar es la 256-QAM con 8 *bits/simb*
- El *ratio del LDPC* es el cociente entre los bits de paridad y los bits de información que en el mejor caso sería 5/6 ver Tabla 3.1.
- T_s es la duración del símbolo OFDM y comprende tanto la parte útil T_u que sería 32768T para 32K (ver Tabla 5.6) como el intervalo de guarda menor T_g que sería 1/128 (ver Tabla 5.7).

$$tasa = \frac{Bits}{Tiempo} = \frac{K_{datos} \cdot N_{bits/simb} \cdot RatioLDPC}{T_s = (T_u + T_g)} \quad (7.2)$$

$$tasa = \frac{26836 \cdot 8 \cdot 5/6}{3584 \cdot 10^{-6} + 2,8 \cdot 10^{-5}} = 49,53Mbps \quad (7.3)$$

Es decir, tenemos una tasa de transmisión máxima bastante alta para un sistema de estas características que nos permitirá cumplir los objetivos que se marcó el estándar como son los de enviar televisión de alta definición. Es cierto que no podremos conseguir esta tasa para todos los canales, pero si podremos lograrlo para canal Gaussiano y para un canal Ricean lo cual nos asegura la posibilidad de transmisiones de alta velocidad cuando el dispositivo es fijo.

7.3. Canal Gaussiano

En este apartado se va a mostrar en las Figuras 7.2, 7.3, 7.4 y 7.5 los resultados de las distintas simulaciones para cada una de las 4 modulaciones del estándar en canal Gaussiano. Aunque el canal AWGN no sea el canal que tengamos en la realidad, es un canal muy sencillo de simular y que nos permite sacar muchas conclusiones acerca del funcionamiento de nuestro sistema y por lo tanto es una herramienta muy útil para poder evaluar algunas prestaciones del mismo.

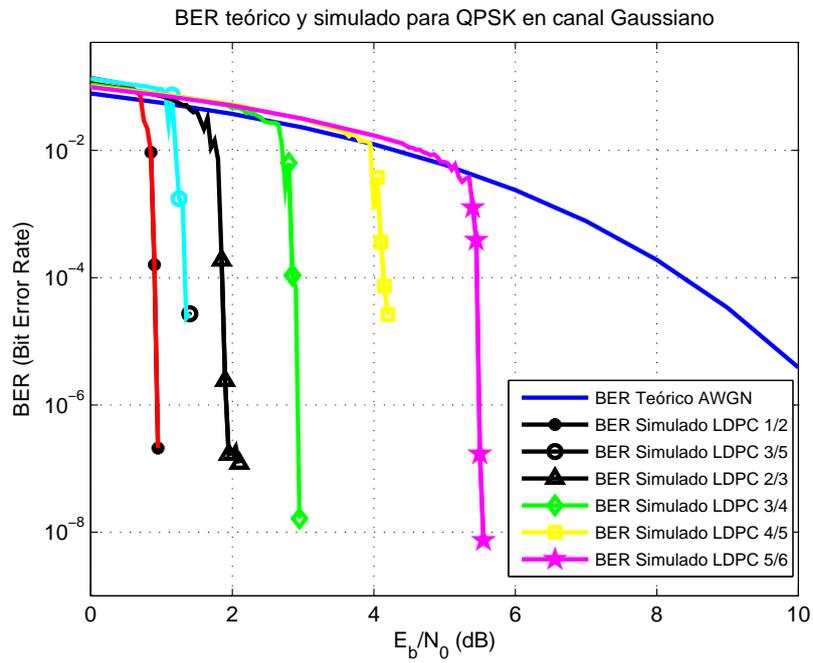


Figura 7.2: Canal Gaussiano. QPSK.

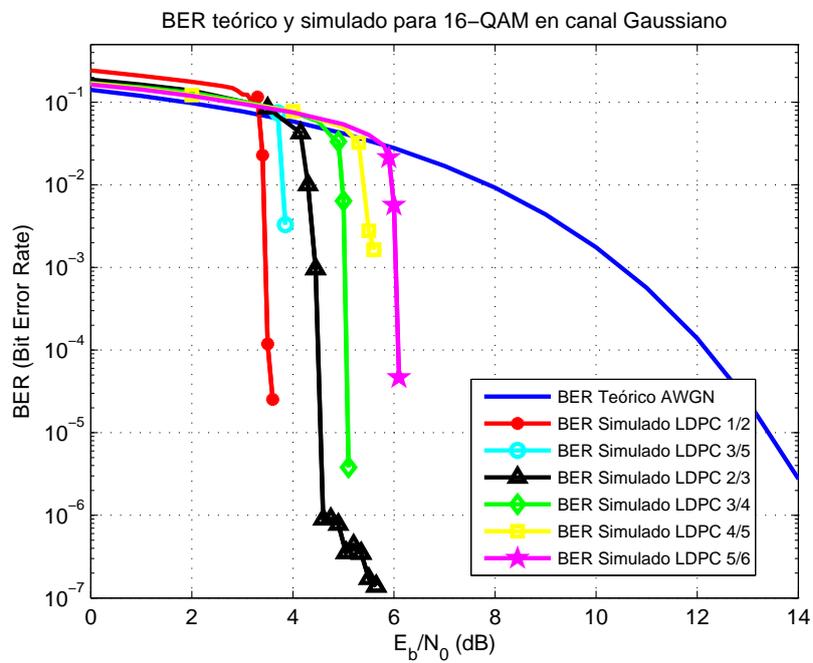


Figura 7.3: Canal Gaussiano. 16-QAM

En todas las modulaciones podemos observar como el efecto de la codificación de canal, en

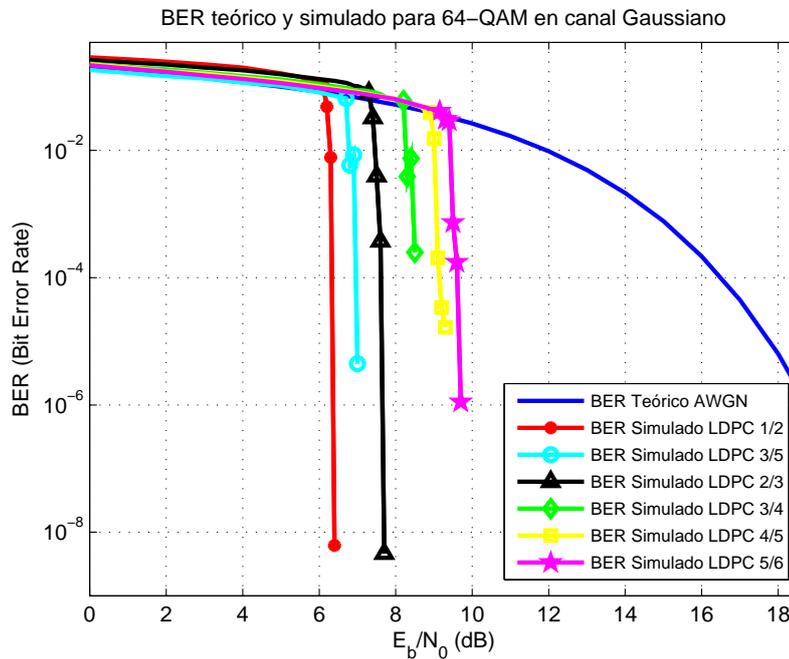


Figura 7.4: Canal Gaussiano. 64-QAM

este caso sólo el código LDPC, hace que a partir de un determinado nivel de E_b/N_0 el cociente de error baje casi de forma vertical respecto al comportamiento teórico que se puede esperar de un canal Gaussiano para cada modulación. A partir de ese nivel de E_b/N_0 se puede decir que las comunicaciones serán casi sin errores.

Otra idea que podemos extraer de ver las Figuras 7.2 y 7.3 es que las mejoras en la codificación son directamente proporcionales al tamaño del código LDPC que implementemos. En todas las pruebas que hemos hecho a lo largo de este proyecto, siempre hemos obtenido mejores resultados con un código LDPC con un cociente de 1/2, entre los bits totales y los bits de paridad, que con un código LDPC con cociente 3/5, a su vez este es mejor que 2/3 y así sucesivamente.

Algo similar a esto pasa con las modulaciones. Las modulaciones con menos puntos en su constelación funcionan mejor que las que tienen más puntos. Esto se debe al simple hecho de que es más difícil equivocarse cuando puedes elegir entre menos puntos que además están más separados y tienen menos puntos a su alrededor. Por contra, las modulaciones con menos puntos en sus constelaciones nos ofrecen una menor tasa de transmisión ya que en cada punto envían menos bits y por tanto menos información.

Para las siguientes simulaciones hemos elegido la modulación de 64-QAM y una codificación

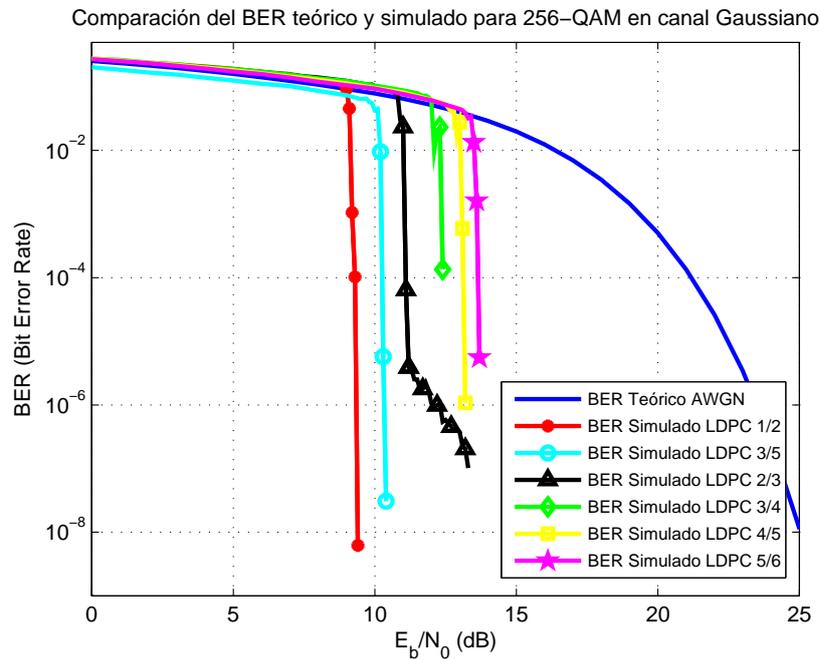


Figura 7.5: Canal Gaussiano. 256-QAM

LDPC con ratio 2/3 como representativa de una transmisión DVB-T2 normal.

7.4. Canal Ricean

Sabiendo que el funcionamiento del código LDPC mejora linealmente con el número de bits de paridad añadidos, el principal interés de estas simulaciones es ver como se comporta el módulo de OFDM ante un canal con multitrayecto como es el Ricean y cuales son las diferencias apreciables que obtenemos al cambiar los parámetros de la señal OFDM.

7.4.1. Diferentes tamaños de FFT

Los tamaños de FFT que usemos determinarán parámetros tan fundamentales como el número de pilotos por símbolo OFDM, esto modificará la distancia máxima necesaria para poder determinar un canal (como vimos en la Tabla 5.9 de la Sección 5.4.2). Ya sabemos que todos los canales ocupan el mismo ancho de banda, que en este proyecto son 8MHz, la diferencia es que las portadoras estarán más juntas unas de otras cuanto mayor sea el tamaño de la FFT. Los resultados de la simulación para diferentes tamaños de FFT en un canal Ricean (F1) se pueden ver en la Figura 7.6.

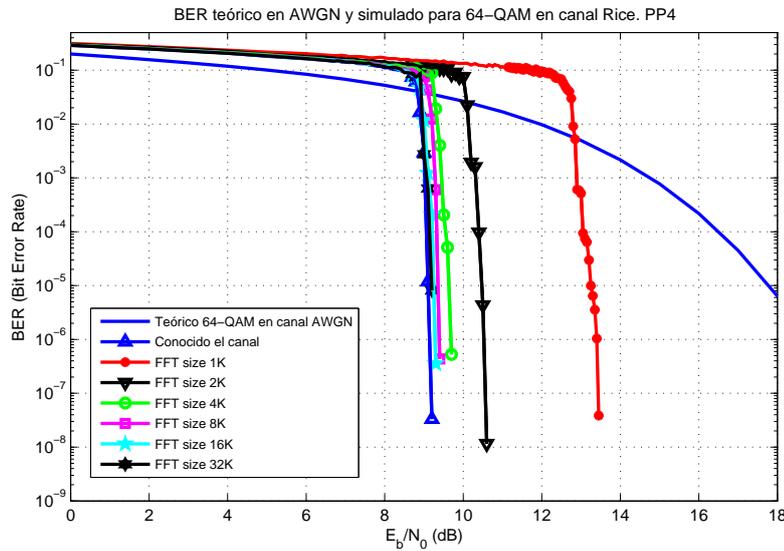


Figura 7.6: Comparación de los tamaños de FFT para canal F1 y modulación 64-QAM. Código LDPC 2/3.

Los resultados que podemos observar son que el comportamiento del sistema es mejor cuanto mayor es el tamaño de FFT usado. Uno de los principales motivos para esto es que cuanto mayor es el tamaño de la FFT mayor es el número de portadoras en el mismo ancho de banda, por lo tanto los pilotos están más juntos y la estimación del canal mejora con lo que las prestaciones también aumentan. En la gráfica se incluyen los resultados cuando en lugar de estimar el canal directamente suponemos que lo conocemos y por lo tanto usamos el canal real para la ecualización, es lo que en la gráfica aparece como *conocido el canal*. Es importante notar que con los tamaños de FFT de 16K y de 32K el comportamiento es tan bueno que es prácticamente indistinguible de los resultados que se obtienen cuando se *conoce el canal*.

Como podemos ver, con un canal Ricean perdemos algunos dB respecto a lo que obteníamos con canal Gaussiano, es decir, ahora necesitamos más potencia para llegar al mismo nivel de error. Sin embargo lo que se pierde es poco, tan sólo 1 dB para la mayoría de los tamaños de FFT, para 1K y 2K se pierde un poco más, 5.5dB y 2.5dB respectivamente. También se observa que a pesar de todo las prestaciones son mucho mejores que las que se obtendrían teóricamente con un canal Gaussiano que no tuviera codificación de canal, por lo tanto podemos seguir diciendo que el sistema funciona muy bien para este canal y aunque con los tamaños de FFT mayores funciona mejor, las prestaciones son buenas para todos los tamaños.

En la Figura 7.6 el caso de 1K es especial ya que es el único en el que no se cumple el límite de Nyquist para la interpolación del canal. Como podemos ver en la Tabla 5.3 el patrón de pilotos PP4, que es el que se utiliza en la simulación, tiene una distancia $D_x=12$. La distancia mínima permitida según el teorema de Nyquist para 1K viene en la Tabla 5.9 y es de 10. Por lo tanto tenemos ligeramente menos pilotos de los que deberíamos para estimar correctamente. Aun así la diferencia es pequeña y los resultados, aunque son peores, se pueden considerar como buenos.

7.4.2. Patrones de Pilotos

Otra de las características a estudiar es como mejoran o empeoran las prestaciones del sistema cuando utilizamos los diferentes patrones de pilotos que se pueden implementar. Dejando a un lado el patrón de pilotos 8, que está pensado para un tipo de recepción especial, se quiere comprobar los cambios que se derivan de la elección de los diferentes patrones y ver cual de ellos funciona mejor. Los patrones de pilotos están directamente relacionados con la interpolación del canal como vimos en la Sección 5.4.

En las Figuras 7.7 y 7.8 aparecen representados los diferentes comportamientos del sistema para cada patrón de pilotos en el canal Ricean. La diferencia entre ambas figuras es el tamaño de la FFT que es 16K en la primera y 2K en la segunda.

En la Figura 7.7 con tamaño de FFT de 16K, podemos ver que los resultados obtenidos para cada uno de los patrones de pilotos nos dan lugar a curvas prácticamente similares, que en el caso de diferir, lo hacen en apenas décimas de dB, estas diferencias son en la práctica despreciables y podemos volver a hablar de un gran resultado para todos los patrones de pilotos en el canal P1. El motivo por el que los resultados son tan parejos es que todos los patrones de pilotos para 16K ofrecen una distancia entre portadoras con pilotos D_x menor que 165 (ver Tabla 5.9) que sería la distancia máxima permitida para poder interpolar bien el canal F1. Por eso se han presentado también los resultados para tamaño de FFT de 2K. En esta segunda gráfica (Figura 7.8) sí se aprecian un poco más las diferencias entre los diferentes patrones de pilotos ya que la distancia máxima ahora para poder interpolar correctamente el canal F1 es de $D_x = 20$. En esa gráfica podemos ver que el único patrón de pilotos que no cumple con la premisa de tener $D_x \leq 20$ es el patrón 7 que tiene $D_x = 24$, (al patrón de pilotos 6 también le ocurre esto pero no es posible elegir dicho patrón con un tamaño de FFT de 2K, ver Tablas 4.1 o 5.8) y podemos ver que sus resultados son un poco peores que los del resto de patrones de pilotos, sin embargo, aunque

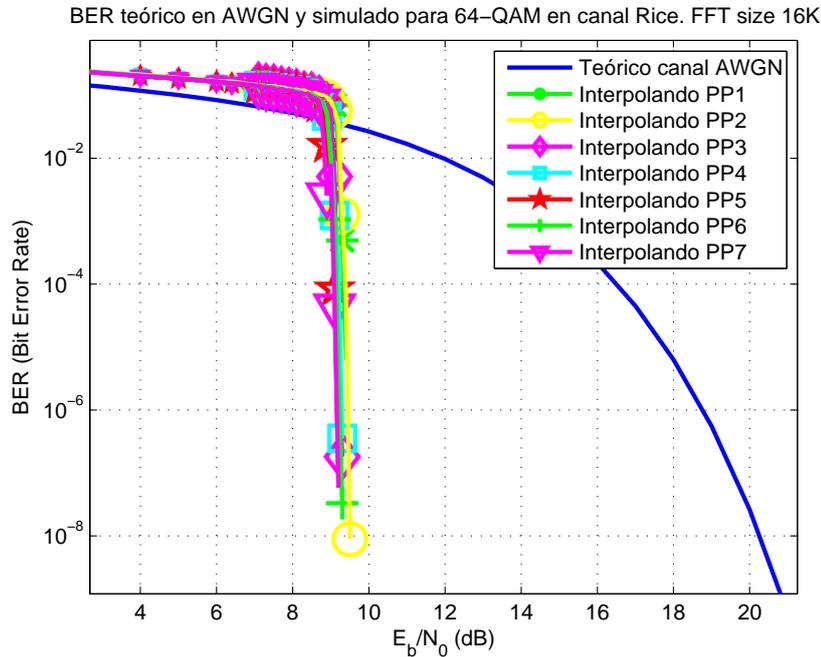


Figura 7.7: Diferentes Patrones de Pilotos. Canal F1 y modulación 64-QAM. Código LDPC 2/3. Tamaño FFT 16K.

necesita más potencia, es capaz de funcionar también gracias a la codificación de canal. El resto de patrones de pilotos ofrecen resultados cercanos a aquellos obtenidos cuando conocemos el canal o cuando se usa como prueba una señal OFDM que tiene pilotos en todas sus portadoras, ambos resultados aparecen en la gráfica y nos sirven como límites para saber cual sería el mejor resultado que podríamos alcanzar.

7.4.3. Límite de tasa de envío.

En este apartado se pretende transmitir a la tasa máxima del estándar en el canal Ricean para probar que dicha tasa calculada en la Sección 7.2 se puede alcanzar. Para ello tenemos que establecer los parámetros que nos permiten transmitir más bits por segundo. Estos parámetros son, como se vio, 32K de tamaño de FFT, modulación de 256-QAM, un patrón de pilotos que introduzca pocos pilotos y una codificación que introduzca pocos bits de paridad. En la Figura 7.9 podemos ver diferentes curvas para la modulación de 256-QAM. Primero probamos con un patrón de pilotos que introduzca muchos pilotos como es el PP2 y con dos codificaciones de LDPC de 4/5 y 5/6. Viendo que estas simulaciones funcionan y podemos alcanzar valores de BER bajos

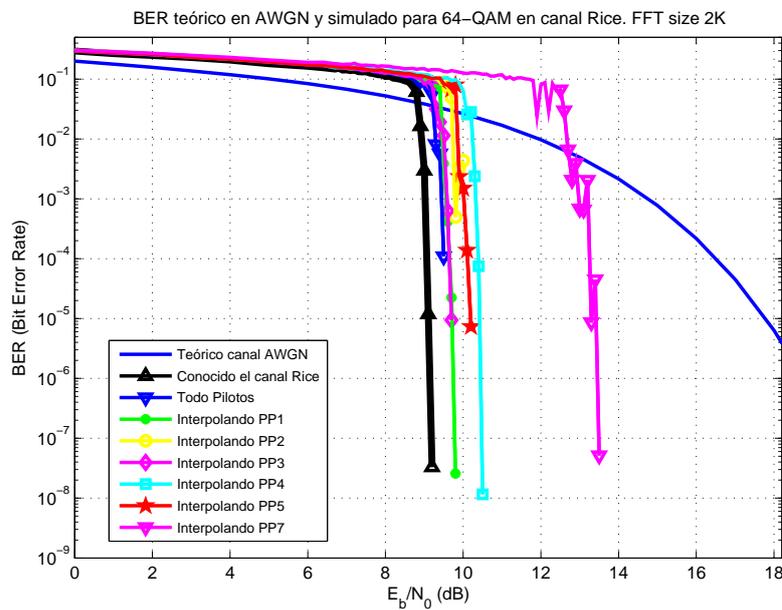


Figura 7.8: Diferentes Patrones de Pilotos. Canal F1 y modulación 64-QAM. Código LDPC 2/3. Tamaño FFT 2K.

realizamos otra simulación, esta vez con los parámetros que nos permiten tener mayor tasa de transmisión, LDPC 5/6 y patrón de pilotos PP7. Esta última curva también consigue alcanzar valores de BER bajos por lo que podemos establecer que es posible realizar transmisiones de calidad a una tasa de 49.53Mbps. (ver Sección 7.2).

En la Figura 7.9 también podemos observar otro efecto y es que cuando tenemos un patrón con menos pilotos el resultado sale ligeramente mejor que cuando tenemos más pilotos. Para empezar, se ha de decir que la diferencia es de tan solo décimas de dB y por tanto despreciable. Por lo demás, la causa a la que se achaca este resultado es que cuando tenemos valores de pilotos muy por encima del mínimo necesario para estimar el canal, en nuestro caso para el canal F1 basta con que la distancia entre portadoras con piloto en un símbolo OFDM, D_x , sea menor que 330 (ver Tabla 5.9). Se tiene $D_x=6$ y $D_x=24$ para PP2 y PP7 respectivamente, ambas bastante menores que 330 y que por tanto interpolarán muy bien el canal. Llegados a este punto, puede ocurrir que un patrón de pilotos que tenga menos pilotos funcione mejor ya que la señal se verá menos afectada por el ruido que una con menos pilotos ya que el ruido distorsiona la medida de cada piloto.

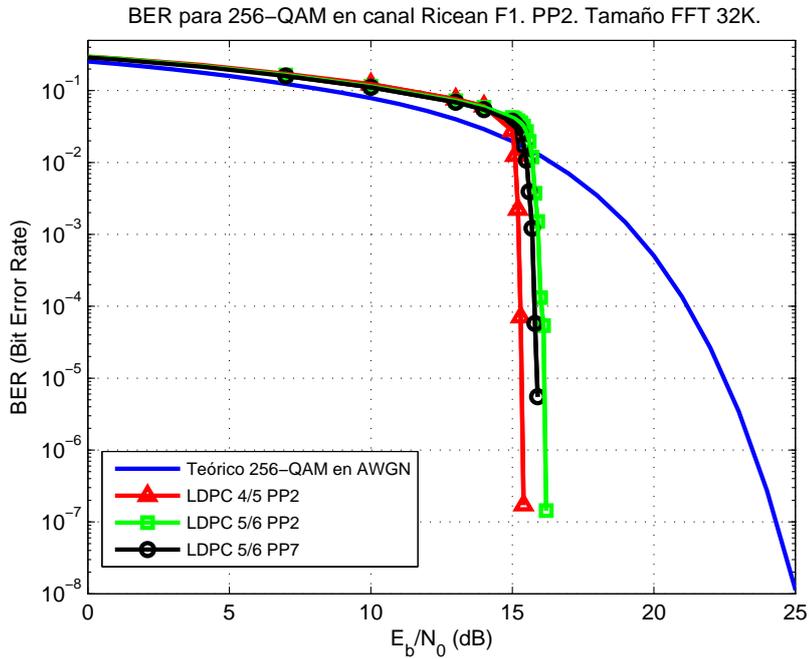


Figura 7.9: Prueba de máxima transmisión por canal Ricean F1.

7.4.4. Entrelazado en canales Ricean

En el estándar DVB-T2 aparecen hasta 4 tipos de entrelazados diferentes, de bit, de celdas, en el tiempo y en la frecuencia. En esta sección se quiere saber como de importantes son estos entrelazados cuando nos encontramos en un canal Ricean. Recordemos que los objetivos del entrelazado son proteger a la codificación de canal frente a los errores de ráfaga. En este caso, como tenemos un canal que no es muy selectivo en frecuencia, no vamos a tener excesiva afluencia de este tipo de errores. La Figura 7.10 representa la comparación de los resultados obtenidos en un canal Ricean con una transmisión DVB-T2 normal y con otra en la que se han suprimido todos los entrelazados.

En la Figura 7.10 podemos ver que las diferencias que existen entre las dos curvas son mínimas, si bien es cierto que cuando tenemos entrelazados los resultados son ligeramente mejores, estos no suponen una ganancia significativa.

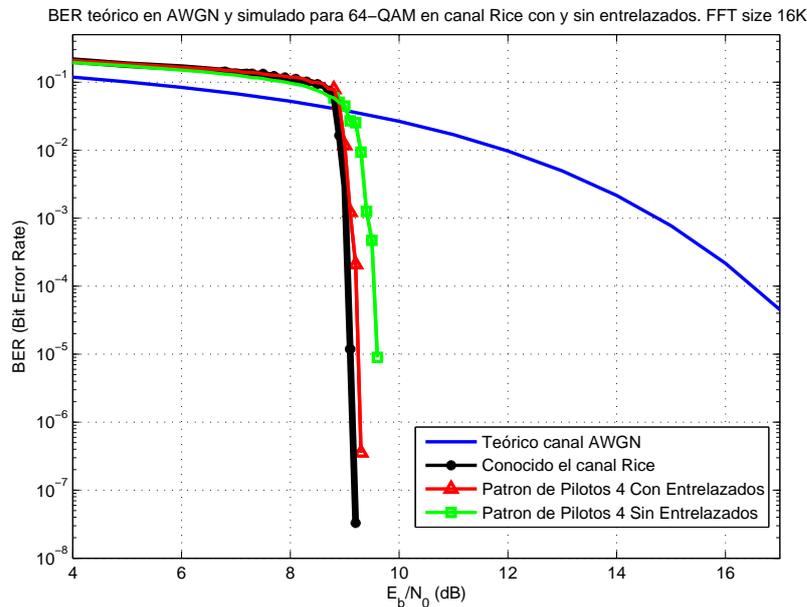


Figura 7.10: Comparación entre los resultados con y sin entrelazados en canal Ricean.

7.5. Canal Rayleigh

El canal Rayleigh utilizado P1, es un canal fuertemente selectivo en frecuencia, pensado para la recepción en dispositivos portables que no tienen visión directa con la antena transmisora y su recepción dependerá de los rebotes del multitrayecto, presumiblemente simulan entornos dentro de edificios.

7.5.1. Encontrando los parámetros adecuados

Vamos a comenzar realizando una primera prueba con los mismos parámetros que teníamos hasta ahora, una transmisión con una modulación de 64-QAM y LDPC con ratio 2/3. Lo primero que se va a probar es cuales son las diferencias cuando trabajamos con diferentes tamaños de FFT. Los resultados aparecen en la Figura 7.11.

Como podemos ver en la Figura 7.11 solamente cuando conocemos el canal llegamos a tener resultados mejores que la curva teórica para canales Rayleigh. Aunque en teoría, la interpolación del canal se podría hacer bien, el resto de curvas no alcanzan valores de BER en los que se pueda realizar una transmisión de calidad. Esto puede ser debido a que los desvanecimientos en frecuencia que tenemos son muy profundos, esto provoca que a la hora de hacer la ecualización,

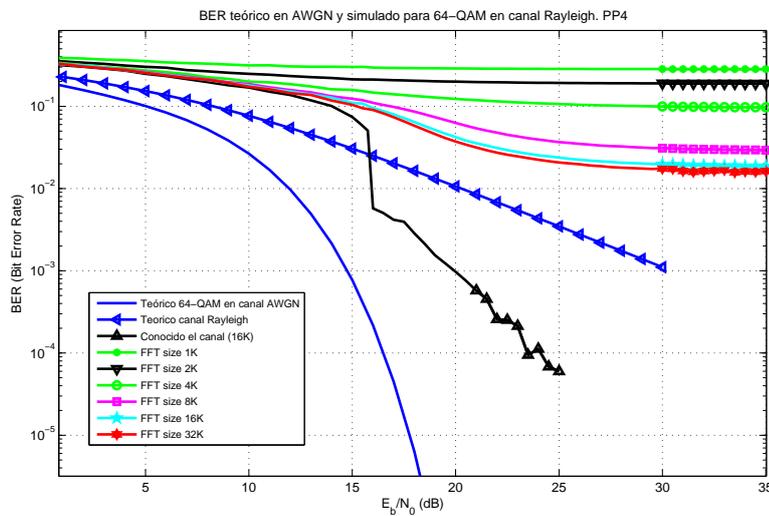


Figura 7.11: Todos los tamaños de FFT para 64-QAM y LDPC 2/3 en canal Rayleigh.

aparezca un efecto de aumento del ruido por el hecho de dividir entre valores de canal muy pequeños.

Lo que se probó fue bajar el número de puntos de la constelación ya que una modulación con 256 o 64 puntos es, de por sí, muy difícil de decodificar correctamente. La Figura 7.12 muestra la simulación realizada con canal Rayleigh y la modulación 16-QAM. De nuevo se puede observar que no somos capaces de alcanzar valores de BER aptos para que se realice una comunicación con garantías de calidad. Solamente la curva que representa cuando conocemos el canal alcanza valores por debajo del canal Rayleigh teórico. Ni siquiera la curva que representa la simulación de una secuencia OFDM con todas las portadoras convertidas en pilotos logra alcanzar niveles de BER adecuados.

El siguiente paso es volver a bajar los puntos de la modulación, por lo tanto probamos con la modulación QPSK. Los resultados de esta simulación se pueden ver en la Figura 7.13. En dicha figura podemos ver como al menos con el patrón de pilotos 1 podemos alcanzar valores de BER en los que podemos tener una comunicación adecuada. Estos valores se consiguen para una E_b/N_0 alta, es decir, necesitamos enviar mucha potencia para conseguir establecer las comunicaciones.

7.5.2. Efectos del cambio de codificación

Otro parámetro que podemos cambiar para conseguir una mejora en el las comunicaciones a través de este canal es la codificación. Podemos usar una codificación con un ratio de 1/2 para

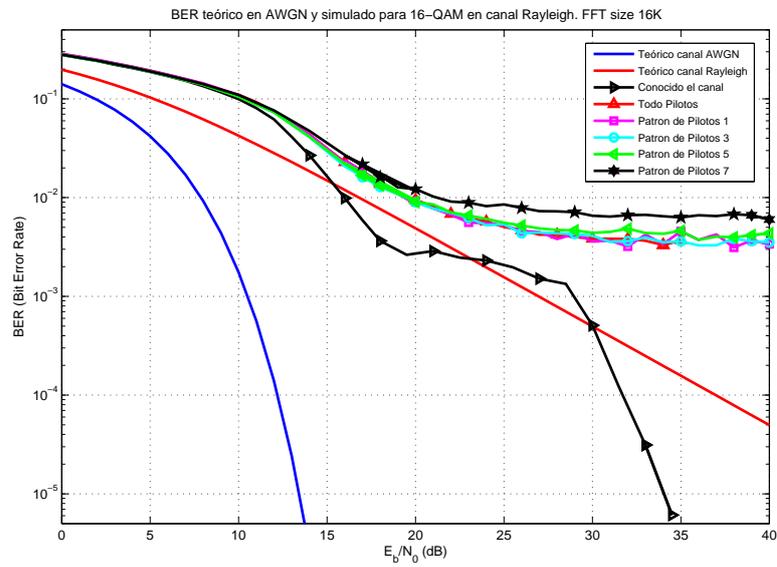


Figura 7.12: Todos los patrones de pilotos para 16-QAM y LDPC 2/3 en canal Rayleigh.

ver como cambia el comportamiento del sistema. Este cambio se puede ver en la Figura 7.14. Se observa en dicha figura que la codificación de LDPC 1/2 mejora las prestaciones en unos 3 dB.

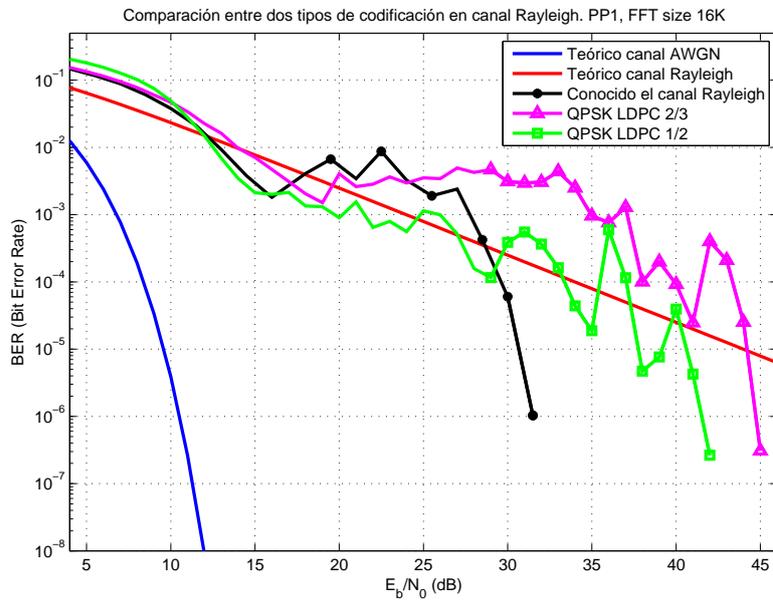


Figura 7.14: Diferencias entre LDPC 1/2 y LDPC 2/3 para QPSK en canal Rayleigh.

La tasa máxima que podemos enviar a través de este canal se conseguiría con un tamaño de

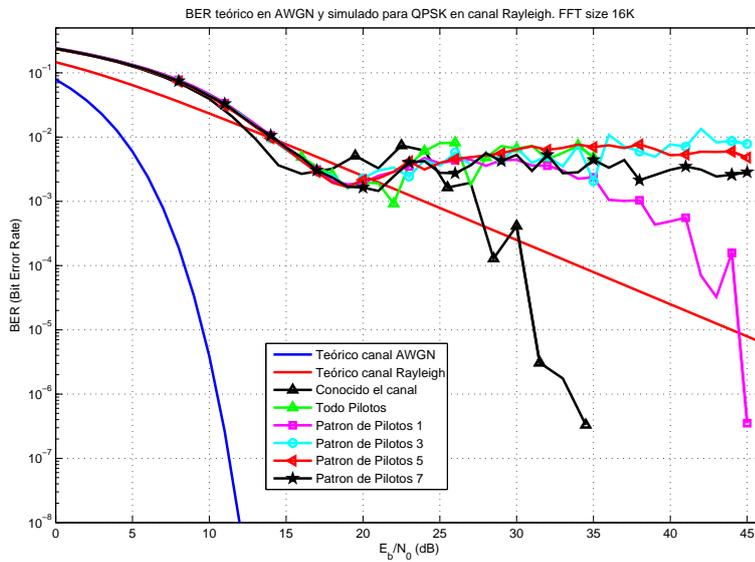


Figura 7.13: Todos los patrones de pilotos para QPSK y LDPC 2/3 en canal Rayleigh.

FFT de 32K, QPSK y ratio del LDPC 2/3. El patrón de pilotos utilizado sería el 2 (el patrón de pilotos 1 no puede ser usado para un tamaño de FFT de 32K, ver Tablas 5.8 y 4.1). Aplicando estos parámetros a la Ecuación 7.4 tenemos la Ecuación 7.5.

$$tasa = \frac{Bits}{Tiempo} = \frac{K_{datos} \cdot N_{bits/simb} \cdot RatioLDPC}{T_s = (T_u + T_g)} \quad (7.4)$$

$$tasa = \frac{24886 \cdot 2 \cdot 2/3}{3584 \cdot 10^{-6} + 2,8 \cdot 10^{-5}} = 9,18Mbps \quad (7.5)$$

Por lo tanto podemos decir que las comunicaciones empeoran mucho con el canal Rayleigh P1 pero el sistema es capaz de enviar más de 4Mbps con lo cual sería suficiente para enviar un canal de televisión da baja calidad.

7.5.3. Efectos de los entrelazados

Durante el análisis del canal Ricean F1 ya se vio como los diferentes entrelazados mejoraban las prestaciones del sistema. Sin embargo, la mejora era demasiado pequeña como para ser un mecanismo eficiente, ya que la realización de los entrelazados requiere un consumo de memoria y de tiempo de procesamiento que tiene que ser tenido en cuenta a la hora de diseñar un receptor que funcione correctamente. Ahora repetimos la prueba de quitar esos entrelazados para ver

cuales son los cambios que se producen en el canal Rayleigh y los resultados aparecen en la Figura 7.15. Ahora, cuando se tiene un canal con desvanecimientos muy grandes, podemos ver como el papel del entrelazado es fundamental para posibilitar el funcionamiento del sistema. Cuando se eliminan los entrelazados, el sistema no es capaz de llegar a niveles de BER adecuados para establecer una comunicación, sin embargo, con ellos, sí que alcanzamos estos niveles. Este resultado justifica la existencia de los entrelazados en el sistema DVB-T2.

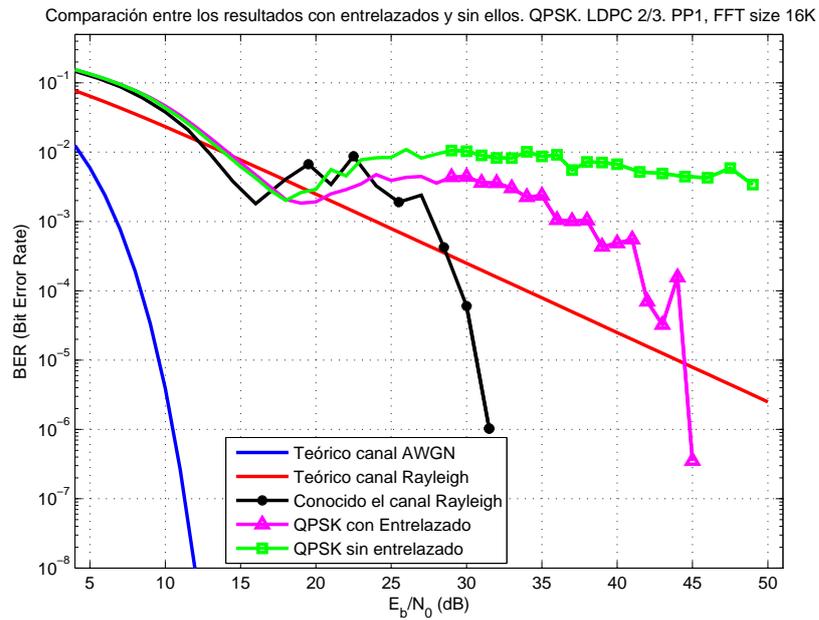


Figura 7.15: Simulación con y sin entrelazados para QPSK en canal Rayleigh.

CONCLUSIONES

El estándar DVB-T2 es un estándar moderno que ha superado a su predecesor, DVB-T, adaptándose a los nuevos requisitos que un sistema de radiodifusión terrestre necesita cumplir para poder dar el salto a la televisión de alta definición. DVB-T2 es un sistema que utiliza las últimas técnicas para la transmisión de información consiguiendo grandes mejoras respecto a su predecesor.

A la hora de probar el estándar por los dos canales proporcionados F1 y P1 hemos obtenido grandes diferencias.

- En el canal Ricean para equipos fijos y visión directa (F1) los resultados han sido parecidos a los obtenidos para el canal AWGN y por lo tanto muy buenos. Los efectos de la codificación son claramente perceptibles en este canal como lo demuestran las caídas prácticamente verticales de las curvas de BER para todas las modulaciones, demostrando así que podemos llegar a la tasa de transmisión más alta (49.53Mbps Sección 7.2) lo que nos asegurará una recepción de calidad y unas posibilidades de transmitir mucha información, requisitos estos necesarios para la transmisión de televisión de alta definición.
- En el canal Rayleigh para equipos portables sin rayo directo (P1) los resultados no han sido tan buenos como se esperaba. Sólo hemos conseguido alcanzar condiciones aceptables de transmisión para la modulación con menos puntos en su constelación, en este caso la QPSK, y sólo con el patrón de pilotos que más pilotos introduce en los símbolos OFDM, el patrón de pilotos 1. Por lo tanto no podemos decir que el sistema sea adecuado para las transmisiones para equipos portables sin visión directa. Sin embargo, el sistema es capaz de

alcanzar tasas de transmisión suficiente para enviar un canal de televisión de baja calidad lo cual puede ser suficiente para lo que se necesita en un equipo portable. También es necesario decir que el canal Rayleigh utilizado es muy selectivo en frecuencia y que entre el canal Rican utilizado (con un factor $K=10\text{dB}$) y el canal Rayleigh hay mucha distancia. Con esto queremos decir que existen muchos escenarios intermedios que, sin ser tan restrictivos como el canal P1 usado aquí para las pruebas, pueden ofrecer mejores resultados.

En cuanto a los requisitos objetivo del estándar DVB-T2 se puede concluir que:

- Las transmisiones permiten utilizar la infraestructura existente así como las antenas que ya se usaban en DVB-T. Además los requisitos de interferencias y frecuencias de guarda se cumplen al ser los mismos en el nuevo estándar que en el antiguo. Sin embargo será necesario el uso de nuevos decodificadores preparados para funcionar con los nuevos parámetros que este estándar implementa. Esto puede dificultar un poco la rápida introducción del estándar, sin embargo, el bajo coste de estos equipos permitirá que sea una barrera superable ya que la diferencia de calidad, así como los nuevos servicios que se podrán implementar sobre esta plataforma merecerán el gasto.
- El objetivo de tener usuarios con receptores portables es posible aunque con transmisiones de menos calidad que las que se pueden ofrecer en equipos fijos. Se podría ofrecer una calidad mayor a este tipo de usuarios, dados los resultados que se han obtenido en este proyecto, sobre todo si las condiciones no son tan duras como las impuestas por el canal P1 utilizado. Respecto a un posible uso de receptores móviles, aparece como objetivo secundario del estándar aunque no por ello lo han dejado de lado. Una prueba de ello son los tamaños de FFT más bajos del estándar, como por ejemplo 1K o 2K, que funcionan mejor para terminales móviles. En principio la transmisión será factible aunque es un caso que debería de ser estudiado en profundidad. Además habría que ver como mejoran los resultados si se utiliza la tecnología MISO (con múltiples antenas de transmisión).
- DVB-T2 proporciona un incremento de la capacidad de transmisión, como se ha visto para el canal Rican F1 podemos alcanzar tasas de transmisión entorno a los 49Mbps con lo que podemos competir con otras plataformas como la televisión por satélite.
- El hecho de que pueda dividir los servicios ofreciendo distintas características permiten que se adapte al tipo de receptor y al canal que dicho receptor ocupa. Gracias a tener un

sistema con modulaciones tan distintas como QPSK y 256 QAM y con tamaños de FFT que van desde 1K hasta 32K en combinación con 8 patrones de pilotos distintos hacen que podamos transmitir a diferentes tasas dependiendo de las condiciones que nos encontremos y de las necesidades del servicio que necesitemos transmitir. Por eso uno de los apartados más logrados de este nuevo estándar y que más debemos destacar es su flexibilidad.

POSIBLES LÍNEAS DE TRABAJO FUTURO

Como líneas de investigación futuras se propone, utilizando de base este proyecto fin de carrera, continuar la implementación del estándar con las técnicas opcionales para su funcionamiento y que no han sido implementadas en el presente trabajo, en particular:

- El modo de transmisión de múltiples entradas y una única salida (MISO: Multiple Inputs, Single Output). En este modo la salida puede ser dividida en una segunda señal para ser alimentada a una segunda antena, típicamente en otro lugar transmisor. Mediante esta técnica se consiguen mejorar notablemente los resultados y sería bueno comprobar si dicha mejora permite la utilización de canales Rayleigh.
- Implementar todos los esquemas de tramas que aparecen en el estándar y probar las diferencias de rendimiento entre ellos.
- Reducción del efecto de la potencia de pico en la señal OFDM (PAPR: Peak to Average Power Ratio reduction). El estándar propone dos métodos para reducir el PAPR que pueden ser utilizados por separado o juntos, uno es la técnica de reserva de portadoras y la otra es la extensión de la constelación activa. Ambos métodos están explicados en [2]. Sería conveniente comprobar, mediante su implementación, si realmente se ve reducida la potencia de pico y como afecta eso a las capacidades de transmisión.
- Utilizar un receptor que tenga en cuenta el aumento de la diversidad de la modulación

aportada por la rotación de la constelación y cuantificar las mejoras de ese proceso en la transmisión de la señal por los diferentes canales.

- Como posible ampliación se podría probar el rendimiento del sistema con un receptor móvil en un entorno con variaciones en el tiempo y efecto Doppler. Aunque en principio DVB-T2 no está pensado para dispositivos móviles sino portables sería muy interesante saber si funcionaría y cuales serían los límites que tendrían estas comunicaciones.
- Sería conveniente analizar los efectos del ruido de fase y los problemas motivados por el sincronismo imperfecto en tiempo y frecuencia. Estos efectos van a hacer que los modos en los que tenemos más portadoras (16K y 32K) ya no sean los que mejores prestaciones ofrecen ya que se verían más afectados por los mencionados problemas.

APÉNDICES

GLOSARIO DE DEFINICIONES Y SÍMBOLOS

A.1. Definiciones

- **AWGN:** (Additive White Gaussian Noise), ruido blanco aditivo y Gaussiano.
- **BCH:** (Bose, Ray-Chaudhuri, Hocquenghem codes), códigos de corrección de errores de Bose, Ray-Chaudhuri y Hocquenghem.
- **Belief propagation:** Algoritmo iterativo de paso de mensajes para el código LDPC.
- **BER:** (Bit Error Ratio), cociente entre el número de errores sobre el total de bits transmitidos.
- **Berlekamp:** Es el algoritmo usado para la decodificación del código BCH cuando el síndrome es distinto de cero.
- **BICM:** (Bit Interleaving Coding and Modulation), entrelazado de bit codificación y modulación.
- **Bloque FEC:** Formado por una palabra código.
- **Bloque TI:** Conjunto de bloques FEC que se entrelazarán en el tiempo.
- **Canal F1:** Canal Ricean para receptores fijos.

- **Canal P1:** Canal Rayleigh para receptores portables.
- **CP:** Grupo de pilotos continuos.
- **DFT:** (Discrete Fourier Transformation), transformada de Fourier Discreta.
- **DVB:** Consorcio DVB (Digital Video Broadcasting). <http://www.dvb.org/> es un consorcio formado por 270 difusores, operadores de red, desarrolladores software, fabricantes y reguladores en más de 35 países.
- **DVB-T:** (Digital Video Broadcasting Terrestrial), difusión digital de vídeo terrestre.
- **DVB-T2:** (Digital Video Broadcasting Terrestrial version 2), difusión digital de vídeo terrestre versión 2.
- **DVB-S2:** (Digital Video Broadcasting by Satellite version 2), difusión digital de vídeo por satélite versión 2.
- **Eb/No:** Cociente entre la energía de bit y la potencia de ruido.
- **FEC:** (Forward Error Correction), corrección de errores sin retorno.
- **FFT:** (Fast Fourier Transformation), algoritmo rápido para la realización de la transformada de Fourier.
- **HDTV:** (High Definition TV), Televisión de alta definición.
- **IDFT:** (Inverse Discrete Fourier Transformation), transformada de Fourier discreta inversa.
- **IFFT:** (Inverse Fast Fourier Transformation), algoritmo rápido para la realización de la transformada de inversa de Fourier.
- **LDPC:** (Low Density Parity Check), códigos de corrección de errores que usan una matriz de baja densidad de chequeo de paridad.
- **LLR:** (Log-Likelihood Ratio), cociente de log-verosimilitud nos aporta información blanda sobre la probabilidad de cada bit de ser 0 o 1.
- **LOS:** Line of Sight, línea de visión directa.
- **MCM:** (Multi Carrier Modulation), modulación multiportadora.

- **MISO:** (Multiple Input Single Output), multiples entradas y una única salida, este termino denomina la forma de transmisión en la que se usan dos antenas para transmitir la información.
- **Modo A:** Modo de funcionamiento del sistema DVB-T2 en el que sólo se transmite un PLP.
- **Noise enhancement:** Efecto perjudicial que se produce cuando los desvanecimientos del canal son muy grandes. En este caso la estimación del canal daría un valor muy pequeño que al dividir al ruido haría que este se amplificase.
- **OFDM:** (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), multiplexión ortogonal por división en frecuencia.
- **PAPR:** (Peack to Average Power Ratio), es el efecto que aparece al incluir los pilotos con mayor potencia de la que tiene el resto de la señal.
- **Pilotos:** Señales conocidas por el emisor y el receptor que cumplen diversas funciones dentro de un símbolo OFDM.
- **Pilotos de borde:** Pilotos como los dispersos que se usan para asegurarnos que tendremos un piloto en la primera y la última portadora.
- **Pilotos continuos:** Pilotos en posiciones fijas del símbolo OFDM utilizados para eliminar el error de fase.
- **Pilotos dispersos:** Pilotos utilizados para interpolar el canal.
- **PLP:** (Phisical Layer Pipe), tubería de capa física.
- **PN:** array de bits pseudo-aleatorios que se usan para generar la secuencia de referencia.
- **PP:** Patrón de Pilotos.
- **PRBS:** (Pseudo Random Binary Sequence), array de bits pseudo-aleatorios que se usan para generar la secuencia de referencia.
- **Puncturing:** técnica que consiste en acortar los bits de paridad de la palabra código y que se usa en algunos algoritmos de codificación de canal.

- **QPSK:** (Quadrature Phase Shift Keying), modulación por desplazamiento de fase.
- **QAM:** (Quadrature Amplitude Modulation), modulación por amplitud en cuadratura.
- **RF:** Radio Frecuencia.
- **Secuencia de referencia:** Array de bits conocido como secuencia de referencia que se usa para modular la amplitud de los diferentes tipos de pilotos.
- **SNR:** (Signal to Noise Ratio), es la relación señal a ruido que nos da el valor del cociente entre la potencia de la señal y el ruido.
- **Shortening:** Técnica que consiste en acortar la parte de información de la palabra código y que se usa en algunos algoritmos de codificación de canal.
- **Tamaño FFT:** Número de puntos que tendrá la transformada de Fourier.
- **Trama Entrelazada:** Bloque TI después de ser entrelazado.
- **Trama T2:** Bloque de datos más grande usado en la arquitectura de tramas del sistema.
- **TDT:** Televisión Digital Terrestre.
- **Zero forcing:** Es la técnica de ecualización usada en este proyecto que consiste en dividir, en frecuencia, la estimación, obtenida al interpolar las muestras del canal, entre la información recibida.

A.2. Símbolos

- N_{bch} : Longitud en bits de la palabra código codificada en BCH.
- K_{bch} : Longitud de los bits de información de la palabra codificada en BCH.
- N_{ldpc} : Longitud en bits de la palabra código codificada en LDPC.
- K_{ldpc} : Longitud de los bits de información de la palabra codificada mediante LDPC.
- m : orden del campo de Galois para BCH.
- d_{min} : distancia mínima que puede existir entre 2 palabras código BCH.

- t : Capacidad de corrección del código BCH.
- $M = (m_{K_{bch}-1}, m_{K_{bch}-2}, \dots, m_1, m_0)$: Bits de información originales que entran al codificador de BCH.
- $g(x)$: polinomio generador del código BCH.
- $d(x)$: Resto de la división entre $X^{N_{bch}-K_{bch}}m(x)$ y el polinomio generador $g(x)$.
- $I = (i_0, i_1, \dots, i_{N_{bch}-1})$: Bits de entrada para el código LDPC.
- $R = (r_{N_{bch}-1}, r_{N_{bch}-2}, \dots, r_1, r_0)$: palabra recibida por el código BCH en el receptor.
- LLR: log-likelihood ratio. Cociente de probabilidades que aporta información blanda sobre el bit recibido.
- $\Lambda = (\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{64800})$: bits que salen del codificador de LDPC.
- $U = (u_0, u_1, \dots, u_{64800})$: bits que salen del entrelazado de paridad.
- Q_{ldpc} : parámetro que determina el funcionamiento del entrelazado de paridad.
- t_c : parámetro que determina el *giro* en el entrelazado de columnas a filas con giro.
- $N_{bits/simbolo}$: Número de bits por símbolo de cada modulación.
- $N_{subtramas}$: Número de subtramas que salen del demultiplexor de bits a celdas.
- v_i : Bits que salen del bloque de entrelazado y entran en el demultiplexor.
- $b_{subtrama,j}$: Bits que salen del bloque demultiplexor.
- f_q : factor de normalización que se utiliza según la modulación utilizada.
- z_q : puntos de la constelación.
- R_{RQD} : Fasor por el que se multiplican los símbolos de la constelación para realizar la rotación.
- $F = (f_0, f_1, \dots, f_{N_{cells}-1})$: Símbolos de la constelación.
- $G = (g_0, g_1, \dots, g_{N_{cells}-1})$: Señal ya rotada.

- $H(0)$ y $H(p)$: función de permutación para el algoritmo del entrelazado en frecuencia.
- R y R' : vectores de permutación para el algoritmo del entrelazado en frecuencia.
- N_{data} : Número de portadoras disponibles para datos en cada símbolo OFDM.
- $N_{simbOFDM}$: Número de símbolos OFDM que salen del entrelazado en frecuencia.
- $N_{T2frame}$: Número de tramas T2 que entran al entrelazado en frecuencia.
- $N_{bloqueFEC}$: Número de bloques FEC que forman una trama TI y por lo tanto una trama T2.
- $N_{subportadoras}$: Número de portadoras en un símbolo OFDM.
- l : representa el número del símbolo OFDM.
- k : representa el número de subportadora.
- m : representa el número de tramas T2.
- Ψ_k : Función ortogonal en frecuencia que se modula con los símbolos de información para formar la secuencia OFDM.
- $r_{l,k}$: Array de bits conocido como secuencia de referencia que se usa para modular la amplitud de los diferentes tipos de pilotos.
- w_k : Bits que forman la salida de la secuencia PRBS.
- pn_l : Bits que forman la salida de la secuencia PN.
- A_{CP} : Amplitud de los pilotos continuos.
- A_{SP} : Amplitud de los pilotos dispersos.
- D_x : Separación entre portadoras llevando pilotos en una secuencia pilotos dispersos.
- D_y : Número de símbolos OFDM que forman una secuencia de pilotos dispersos.
- K_{tot} : Número de portadoras total que se usan en un símbolo OFDM
- E : Potencia media de cada portadora

- K_{data} : Número de portadoras con datos
- E_{data} : Potencia media de las portadoras con datos
- $K_{pilotos}$: Portadoras con pilotos
- $E_{pilotos}$: Energía media de las portadoras con pilotos.
- K_{Total} : Número de subportadoras transmitidas y se puede ver en la Tabla 5.6.
- K_{min} : Posición de la primera portadora de datos.
- K_{max} : Posición de la última portadora de datos.
- L_F : Número de símbolos OFDM que tiene cada trama.
- T_S : Duración del símbolo OFDM, $T_S = T_u + \Delta$
- T_u : Duración del símbolo activo
- Δ : Duración del intervalo de guarda (ver Sección 5.3).
- f_c : Frecuencia central de la señal RF.
- k' : Índice de la subportadora relativo a la frecuencia central, $k' = k - (K_{max} + K_{min})/2$;
- $c_{m,l,k}$: Valor complejo de modulación para la portadora k del símbolo OFDM número l en la trama T2 número m .
- T_F : Duración de la trama. $T_F = L_F \cdot T_S$
- $5/\sqrt{27 \times K_{Total}}$: es el factor de normalización que corrige, aproximadamente, el aumento de potencia media causada por la inserción de pilotos con potencia aumentada.
- $X_{k,l}$: Representa la información modulada en forma de constelación compleja aplicada a la portadora k del símbolo OFDM l .
- $Y_{k,l}$: Representa la amplitud de la portadora recibida que corresponde a la emisión $X_{k,l}$.
- $H_{k,l}$: Representa la respuesta en frecuencia del canal durante el símbolo l y durante la muestra en frecuencia k . Sería lo mismo decir $H_{k,l} = H_l(f_k)$
- $N_{k,l}$: Representa el ruido aditivo en el receptor.

- $H'(k)$: Estimación del canal en el lugar de la portadora K .
- $\Delta H'(k)$ Error de estimación del canal.

Bibliografía

- [1] ETSI, Digital Video Broadcasting (DVB): Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television, Standard, EN 300 744 (V1.5.4), January 2004. <http://www.dvb.org/>.
- [2] DVB BlueBook A122 Rev.5, 2009 <http://www.dvb.org/>.
- [3] ETSI, “Digital video broadcasting (dvb): Second generation framing structure, channel coding and modulation for broadcasting, interactive services, news gathering and other broadband satellite applications,” June 2004, <http://www.dvb.org>,
- [4] DVB-T2 Fact Sheet. <http://www.dvb.org/>.
- [5] S. R. Theodore, *Wireless communications: Principles and Practice*, 2nd ed. New Jersey, USA: Prentice Hall, 2001.
- [6] T. Jokela, “Performance analysis of substituting dvb-s2 ldpc code for dvb-t error control coding system,” 31 2008-April 2 2008, pp. 1–5.
- [7] S. Lin and D. J. C. Jr., *Error Control Coding*, 2nd ed. New Jersey, USA: Pearson Prentice Hall, 2004.
- [8] P. Sweeney, *Error control coding : from theory to practice*, 1st ed. John Wiley and Sons, 2002.
- [9] R. H. Morelos-Zaragoza, *The Art of Error Correcting Coding*. John Wiley & Sons, 2006.
- [10] G. C. Clark, *Error-Correction Coding for Digital Communications*, 1st ed. New York, USA: Plenum Press, 1981.

-
- [11] R. Gallager, “Low-density parity-check codes,” *Information Theory, IRE Transactions on*, vol. 8, no. 1, pp. 21–28, January 1962.
- [12] S. Verdü and S. W. McLaughlin, Eds., *Information theory: 50 years of discovery*. Piscataway, NJ, USA: IEEE Press, 2000.
- [13] E. Biglieri, *Coding for wireless channels*, 1st ed. New York, USA: Springer, 2005.
- [14] J. Hagenauer, E. Offer, and L. Papke, “Iterative decoding of binary block and convolutional codes,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 42, pp. 429–445, 1996.
- [15] K. S. Kim and K. Hyun, “General log-likelihood ratio expression and its implementation algorithm for gray-coded qam signals,” *ETRI Journal*, vol. 28, no. 3, pp. 291–300, June 2006.
- [16] T. Richardson, “Error floors of ldpc codes,” October 2003.
- [17] C. Abdel Nour and C. Douillard, “Rotated qam constellations to improve bicm performance for dvb-t2,” Aug. 2008, pp. 354–359.
- [18] J. Boutros and E. Viterbo, “Signal space diversity: a power- and bandwidth-efficient diversity technique for the rayleigh fading channel,” *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 44, no. 4, pp. 1453–1467, Jul 1998.
- [19] R. Chang and R. Gibby, “A theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme,” *Communication Technology, IEEE Transactions on*, vol. 16, no. 4, pp. 529–540, August 1968.
- [20] A. G. Armada, “Contribución al desarrollo de técnicas de prototipado rápido de sistemas de comunicaciones.” Ph.D. dissertation, Universidad Politécnica de Madrid. Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación., 1998.
- [21] J. A. C. Bingham, “Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come,” *IEEE Communications Magazine*, pp. 5–14, May 1990.
- [22] M. M. Al-Quzwini, “Pilot-symbol-aided channel estimation with boosted pilots for mc-cdma systems,” Aug. 2008, pp. 795–799.

- [23] A. V. Oppenheim, A. S. Willsky, and S. H. Nawab, *Signals & systems*, 2nd ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice-Hall, Inc., 1996.