

Trabajo Fin de Grado Grado en Ingeniería de las Tecnologías de Telecomunicación

Comunicaciones MIMO OFDM sobre Fibra Óptica

Autor: Virgilio Medel Cortés

Tutor: Vicente Baena Lecuyer

**Dep. Ingeniería Electrónica
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla**

Sevilla, 2015



Trabajo Fin de Grado
Grado en Ingeniería de las Tecnologías de
Telecomunicación

Comunicaciones MIMO OFDM sobre Fibra Óptica

Autor:

Virgilio Medel Cortés

Tutor:

Vicente Baena Lecuyer

Profesor Titular

Dep. Ingeniería Electrónica
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2015

Trabajo Fin de Grado: Comunicaciones MIMO OFDM sobre Fibra Óptica

Autor: Virgilio Medel Cortés
Tutor: Vicente Baena Lecuyer

El tribunal nombrado para juzgar el trabajo arriba indicado, compuesto por los siguientes profesores:

Presidente:

Vocal/es:

Secretario:

acuerdan otorgarle la calificación de:

El Secretario del Tribunal

Fecha:

Resumen

El objetivo de este trabajo consiste en el desarrollo de un modelo de comunicaciones *Multiple Input Multiple Output*, MIMO, con *Modulación por División de Frecuencia Ortogonal*, OFDM, sobre fibra óptica. El empleo de este modelo surge como necesidad de satisfacer la gran demanda de datos que tiene que soportar hoy en día el núcleo principal de la red. Debido a este aumento constante de solicitudes de nuevos servicios por parte de los usuarios, se ha hecho necesario el desarrollo de nuevas tecnologías que sean capaces de soportar una cantidad ingente de tráfico de datos, ya que, con el paso del tiempo la tecnología que se emplea actualmente empezará a quedarse obsoleta y no podrá dar respuesta a las necesidades de mercado. Es por ello que diferentes organismos gubernamentales de los países más desarrollados han fomentado el desarrollo de nuevos modelos de comunicaciones. Nuestro modelo aquí empleado es uno de los muchos modelos desarrollados recientemente.

En nuestro estudio, antes de realizar ningún tipo de simulación, haremos un desarrollo teórico de la tecnología aquí empleada, detallando las dos tecnologías principales que caracterizan a este sistema. Estas dos herramientas están relacionadas con la modulación en el caso de OFDM y con técnicas de diversidad en el caso de MIMO. Cada una de ellas aportará una serie de ventajas al modelo. Seguidamente, haremos una simulación y un análisis de las características principales del canal con la ayuda de las gráficas que relacionan la probabilidad de error de bit con la relación potencia de señal a potencia de ruido. Los resultados obtenidos nos servirán para saber si el uso de este modelo responde a todas las expectativas que se han puesto sobre él en un principio, o si por el contrario, estas estaban infundadas.

Abstract

The objective of this work is the development of a communication model *Multiple Input Multiple Output*, MIMO and *Modulation Orthogonal Frequency Division*, OFDM, over fiber optics. The employment of this model arises as need to satisfy the great demand of information that has to support nowadays the principal core network. Due to this constant increase of requests of new services on the part of users, there has become necessary the development of new technologies that are capable of supporting an enormous quantity of traffic of information, since with the passage of time the technology that is used nowadays will start remaining obsolete and will not be able to give response to the needs of market. That is why different government agencies in more developed countries have encouraged the development of new models of communications. Our model used here is one of many recently developed models.

In our study, before making any kind of simulation, we develop a theoretical technology used here, detailing the two main technologies that characterize this system. These two tools are associated with the modulation in the case of OFDM and diversity techniques in the case of MIMO. Each one provide a number of advantages to the model. Next, we will simulate and analysis the main characteristics of the channel with the aid of graphs which relates the bit error rate with the signal power to noise power. The results will help us to know whether the use of this model meets all the expectations that have been placed on it at first, or whether on the contrary, these were unfounded.

Índice Abreviado

<i>Resumen</i>	I
<i>Abstract</i>	III
<i>Índice Abreviado</i>	V
1. Introducción	1
1.1. Evolución de la red	3
1.2. Futuro de las comunicaciones ópticas	5
1.3. Objetivo del Trabajo Fin de Grado	8
2. OFDM	9
2.1. Introducción a OFDM	9
2.2. Perspectiva historica de OFDM	11
2.3. Sistema OFDM	14
3. Comunicaciones Ópticas	27
3.1. Introducción	27
3.2. The Capacity Crunch	29
3.3. Multiplexación espacial	31
3.4. El futuro de OFDM en comunicaciones ópticas	35
4. Modelado del sistema	39
4.1. Introducción	39
4.2. El transmisor	42
4.3. El receptor	51
4.4. El canal	58
5. Simulaciones	71
5.1. Simulaciones	71

6. Conclusiones y trabajos futuros	87
6.1. Conclusión	87
Apéndice A. Canal AWGN	91
Apéndice B. Canal MIMO	99
<i>Índice de Figuras</i>	109
<i>Índice de Códigos</i>	111
<i>Bibliografía</i>	113

Índice

<i>Resumen</i>	I
<i>Abstract</i>	III
<i>Índice Abreviado</i>	V
1. Introducción	1
1.1. Evolución de la red	3
1.2. Futuro de las comunicaciones ópticas	5
1.3. Objetivo del Trabajo Fin de Grado	8
2. OFDM	9
2.1. Introducción a OFDM	9
2.2. Perspectiva histórica de OFDM	11
2.3. Sistema OFDM	14
2.3.1. Formulación matemática de una señal OFDM	15
2.3.2. Transformada discreta de Fourier de una señal OFDM	16
2.3.3. Prefijo cíclico para una señal OFDM	19
2.3.4. Eficiencia espectral de una señal OFDM	21
2.3.5. PAPR de una señal OFDM	23
2.3.6. Sensibilidad al desplazamiento en frecuencia y ruido de fase	25
3. Comunicaciones Ópticas	27
3.1. Introducción	27
3.2. The Capacity Crunch	29
3.3. Multiplexación espacial	31
3.3.1. MIMO-OFDM para comunicaciones ópticas	33
3.4. El futuro de OFDM en comunicaciones ópticas	35
3.4.1. Ventajas y desventajas de OFDM en aplicaciones ópticas	35
3.4.2. Coste de la implementación de OFDM	35

4. Modelado del sistema	39
4.1. Introducción	39
4.2. El transmisor	42
4.2.1. Datos	42
4.2.2. Codificador FEC	43
4.2.3. Interleaver	45
4.2.4. Mapper	46
4.2.5. Aplicación de OFDM	47
Canal AWGN	47
Canal MIMO	50
4.3. El receptor	51
4.3.1. Datos	52
4.3.2. Decodificador FEC	52
4.3.3. Deinterleaver	53
4.3.4. Demapper	54
4.3.5. Aplicación de OFDM	56
Canal AWGN	57
Canal MIMO	57
4.4. El canal	58
4.4.1. Canal AWGN	59
4.4.2. Canal MIMO	61
5. Simulaciones	71
5.1. Simulaciones	71
6. Conclusiones y trabajos futuros	87
6.1. Conclusión	87
Apéndice A. Canal AWGN	91
Apéndice B. Canal MIMO	99
<i>Índice de Figuras</i>	109
<i>Índice de Códigos</i>	111
<i>Bibliografía</i>	113

1 Introducción

En este apartado vamos a tratar de justificar el porqué se ha elegido este tema para desarrollar un trabajo fin de grado, para ello haremos una descripción inicial en la cual podamos enmarcar este estudio, relacionaremos los avances tecnológicos con la teoría implícita que existe detrás de ellos e introduciremos las figuras de mérito de la cual se harán uso en el desarrollo de este trabajo.

Desde los orígenes de los sistemas de comunicaciones de fibra óptica, siempre se ha discutido que la capacidad ofrecida a los abonados aumentaría exponencialmente a un tasa constante de crecimiento, cercana al 40% por año. Esta capacidad debe poder soportar del mismo modo las distintas aplicaciones existentes como los servicios de mensajería de texto, de compartición de imágenes, el uso compartido de archivos de vídeo y un largo etc. Todas estos servicios hacen uso de una plataforma comúnmente conocido como Internet. Hoy en día, el crecimiento se cuantifica en términos de la capacidad global de Internet.

Por tanto, la escalabilidad y la sostenibilidad de la red de información se están convirtiendo en un tema crítico para la próxima era de datos. El principal motivo del incesante aumento del tráfico en Internet es el uso de aplicaciones de vídeos de alta definición. De hecho, se ha anunciado en varios estudios independientes que en un futuro cercano el consumo de energía del núcleo de la red aumentará de tal forma que predominará el consumo de energía de toda la red, haciendo que la energía y por lo tanto la capacidad de la red no puedan dar abasto, este hecho se conoce en la literatura inglesa como "*capacity-crunch*". Debido a este fenómeno, se está fomentando en todo el mundo el desarrollo de tecnologías que permitan transmitir una gran cantidad de datos reduciendo todo lo posible el consumo

energético necesario para ello, sin perder por ello la fiabilidad que exigimos a un sistema de tales características.

Durante los últimos 20 años, la capacidad proporcionada por los sistemas de fibra óptica ha estado creciendo de manera exponencial, gracias principalmente al uso de *multiplexado compacto por división en longitudes de onda*, DWDM. Como resultado del empleo de esta tecnología, la capacidad ofrecida por la fibra ha aumentado hasta llegar a tasas de varios terabits por segundo. Asociado a este notable crecimiento, existe también una importante reducción en el coste por bit transmitido y en el consumo de energía por bit empleado. Debido a que la capacidad de transmisión de fibras ópticas era aparentemente ilimitada, el crecimiento exponencial de la demanda se vio como una lucrativa oportunidad de negocio. Sin embargo, recientes estudios han llegado a la conclusión de que la capacidad de los sistemas de fibra óptica convencional no es tan ilimitada como se había pensado en un principio, y de hecho se advierte que el final podría estar cerca. Los científicos e ingenieros están ahora luchando para exprimir la capacidad de la fibra óptica utilizando para ello una gran variedad de técnicas.

1.1 Evolución de la red

Como es bien sabido, el desarrollo de una red de comunicaciones depende de múltiples factores como pueden ser la tecnología existente, la finalidad de la red, el tráfico que debe soportar, los recursos disponibles para su implantación y un largo etc.

En las comunicaciones ópticas es bastante conocido la existencia de tres ventanas de comunicaciones, determinadas por las curvas de atenuación del material con el que esté fabricado la fibra. Existen asimismo dos fenómenos fundamentales que atenúan la señal en fibras: el scattering, y la absorción. La primera tiene una dependencia potencial inversa con la longitud de onda, mientras que la segunda presenta máximos en la zona ultravioleta e infrarroja media del espectro. Entre una y otra configuran unas zonas o ventanas en las que se dan las mejores condiciones para transmisión por fibra óptica. La primera ventana de comunicaciones ópticas comprendía desde $770nm$ hasta $910nm$ y era la que se utilizó en las primeras aplicaciones, allá por los años 70. Las dos ventanas que se emplean en la actualidad son la segunda ventana, a $1310nm$, y la tercera ventana a $1550nm$. La segunda ventana, además, coincide con la zona de mínima dispersión, mientras que la tercera ventana es la que produce mínima atenuación.

Durante la evolución de la red, es interesante destacar que la relación entre la capacidad en el núcleo de la red y en la red de acceso se ha mantenido cerca de 1.000 durante todo este período, es decir, cuando en el acceso de la red se demandaba una capacidad de un mega, en el núcleo de la red se requería un capacidad de un giga aproximadamente. Esta relación existente implica desarrollar una ingeniería de compensación entre el impacto de los errores, lo que favorece muchos enlaces separados, y el costo, lo que favorece un menor número de enlaces de mayor capacidad. Las previsiones de la demanda sugieren que los consumidores demandarán una mayor cantidad de ancho de banda en el futuro, prueba de ello es el creciente despliegue de la fibra óptica en la red de acceso. Este hecho sugiere que se requerirá la capacidad de cambiar los regímenes de bit de varios Tbit/s en el núcleo de la red, con capacidades máximas de unos órdenes de magnitud mayor que en el bucle de abonado.

Se observó un rápido progreso, en cuanto a la tecnología se refiere, durante las décadas de los 80 y 90 en donde se pudo observar también como la demanda de los usuarios apenas crecía. Este freno de la demanda por parte

de los usuarios se debía en parte a la explotación de tecnologías paralelas que se estaban haciendo en dichos años como es el caso del ADSL. Sin embargo, una vez que la demanda de capacidad hubo agotado este sobredimensionamiento de la red, se reanudó el antiguo ritmo de crecimiento de las capacidades de la fibra. El aumento de capacidad de la fibra óptica se debe al empleo de modulaciones multiportadora. Estos esquemas se estudiaron por primera vez en la década de 1950 y han sido ampliamente utilizados para sistemas de comunicación susceptibles a las degradaciones de múltiples trayectos, tales como, sistemas de fibra multimodo y comunicaciones inalámbricas. La técnica fue introducida en los sistemas de fibra monomodo de larga distancia en 2002, y desde 2005 una serie de publicaciones de diversos grupos estimuló el interés en todo el mundo. Los avances obtenidos en sistemas de múltiples portadoras han sido rápidos, con informes de transmisión de 300 Gbit/s, 600 Gbit/s, 1 Tbit/s y superiores. En esta tecnología hay que tener muy en cuenta la precisión a la hora de conformar los pulsos, ya que de lo contrario tendremos que realizar pasos adicionales para asegurar la ortogonalidad de la señal.

1.2 Futuro de las comunicaciones ópticas

El crecimiento de las aplicaciones de banda ancha en Internet provocará una tremenda tensión en las redes de comunicación tradicionales. Aunque la capacidad del enlace se puede mejorar a través de la migración de la velocidad de transmisión de 40Gb/s o 100Gb/s o llenando más canales mediante la *multiplexación por división de longitud de onda*, WDM, este aumento simplista de la capacidad de transporte óptico funciona sólo cuando la transmisión de información se realiza entre una red simple de dos nodos de punto a punto. Sin embargo, para acomodar el patrón siempre cambiante de la demanda de ancho de banda, se requiere que las redes ópticas añadan, quiten y encaminen dinámicamente, los canales en los distintos nodos individuales. Este proceso se realiza preferiblemente en el dominio óptico para ahorrar costes innecesarios asociados con la conversión óptico a eléctrico y eléctrico a óptico. Esta forma de gestión de ancho de banda en el dominio óptico se puede lograr mediante la técnica denominada *multiplexor óptico reconfigurable add-drop*, ROADM. La tendencia hacia las redes reconfigurables con la velocidad de transporte más allá de 100Gb/s posee dos grandes retos para el diseño de la red. En primer lugar, la señal se ha vuelto extremadamente sensible a la dispersión cromática, a la *dispersión por modo de polarización*, PMD, efectos de filtrado en ROADM, y a la imperfección de los componentes optoelectrónicos. En segundo lugar, la red óptica actual es "inflexible" en comparación con su contraparte de radiofrecuencia, es más difícil de instalar, mantener y administrar y por lo tanto es bastante costoso de operar. En definitiva, un sistema de transmisión para una red de adaptación óptica, ágil y reconfigurable es esencial para satisfacer la alta capacidad demandada por los usuarios.

Los orígenes del fenómeno conocido como "*capacity-crunch*", radican en el hecho de que la demanda del usuario parece estar acercándose a los límites teóricos de la fibra óptica, que está establecido por la relación de compensación existente entre los límites de Shannon y el de las no linealidades. Fue Shannon quien predijo que la capacidad de información de un canal de comunicación sin memoria dado un ancho de banda fijo, es proporcional al ancho de banda del canal, y logarítmicamente proporcional a la relación de señal a ruido. Por otro lado, otros efectos tales como la dispersión cromática y la no linealidad inducen memoria en el canal provocando una grave distorsión de la señal. Esta distorsión no lineal adicional limita la potencia máxima que puede ser lanzada en una fibra óptica. En la mayoría de las circunstancias, la no linealidad limitante es el efecto Kerr debido a

la relación existente entre el índice de refracción y la intensidad de campo aplicado. Para llevar a cabo una predicción precisa de este comportamiento puede hacerse uso de la ecuación de Schrödinger no lineal.

Estas degradaciones provocadas por efectos tanto extrínsecos como intrínsecos de la propia fibra pueden ser fácilmente predichos y por tanto, ser compensados mediante el empleo de sofisticadas técnicas de procesamiento de señales. De hecho, se ha demostrado que si asumimos la capacidad para compensar las no linealidades en toda la línea de transmisión, entonces la capacidad de las comunicaciones del canal deberían aumentar con la potencia de la señal. Sin embargo, si la salida del canal de comunicación no se conoce, ya sea porque no hay suficiente potencia disponible para su procesamiento, o porque longitudes de onda individuales se propagan a lo largo de diferentes caminos, entonces las señales desconocidas deben ser considerados como fuentes de ruido. Este ruido adicional aumenta con la potencia de la señal y previene del aumento arbitrario de la relación señal a ruido, y por lo tanto impone una capacidad máxima en el canal de comunicación.

El límite de Shannon no lineal mencionado anteriormente da un límite fundamental en la tasa de información que podemos transmitir en la fibra, dando una capacidad máxima del orden de 50 Tbit/s en la banda C. Modificaciones en la figura de ruido del amplificador y la modulación pueden, en ciertas circunstancias, permitir que la densidad espectral de información, ISD, se incremente entre un 25-100%. Además de todo esto, se emplea también la regeneración óptica para producir aumentos de ISD. El límite de capacidad para la fibra monomodo convencional es por lo tanto poco probable que aumente de forma significativa más allá de los niveles actuales. Sin embargo, a menudo se asume que la demanda de ancho de banda continuará su crecimiento ininterrumpido. Es por ello, por lo que surgen los principales programas de investigación como EXAT y MODO-GAP que partiendo de las diversas técnicas conocidas hoy en día para optimizar la utilización de la capacidad de fibra, incluyendo la compensación de no linealidades entre canales, están investigando y desarrollando nuevas fibras ópticas. Estos programas clasifican a las fibras en dos grandes categorías, las que permiten la multiplexación espacial, como son las fibras multimodo y las fibras multinúcleo por un lado, y las destinadas a reducir radicalmente la atenuación y los coeficientes no lineales de las fibras por el otro.

En la actualidad las técnicas de modulación digital se pueden clasificar

en dos categorías. El primero es la modulación con una única portadora, en la que los datos son transportados en una sola portadora principal. Este es el formato de modulación con el que se ha venido trabajando en las últimas décadas en las comunicaciones ópticas. Es de destacar como este tipo de modulación ha experimentado un rápido avance en los últimos años y han surgido muchas nuevas variantes. La segunda categoría de técnica de modulación es la transmisión multiportadora, en la cual los datos son llevados a través de muchas subportadoras estrechamente espaciadas. Una clase especial de este tipo de sistema es la *multiplexación por división de frecuencia ortogonal*, OFDM, que ha ganado recientemente la atención en la comunidad de comunicación óptica, sobre todo después de haber sido propuesto como formato de transmisión de larga distancia en la detección coherente y detección directa.

Existe también otra tendencia que consiste en el empleo de tecnología ya existente y aplicarlo a la fibra para conseguir mayores tasas de transmisión, estamos hablando de por ejemplo emplear modulación multiportadora o utilizar varios transmisores y varios receptores para aumentar la capacidad, a esta forma de comunicación se le conoce también como comunicación MIMO, *multiple input multiple output*. El uso conjunto de una modulación multiportadora, como puede ser OFDM, junto con el empleo de MIMO, aumentan drásticamente la capacidad total del sistema pudiendo satisfacer la demanda creciente por parte de los usuarios. En este trabajo, nos centraremos en el empleo de estos sistemas, pero siempre es bueno conocer lo que se viene haciendo hasta ahora y las posibilidades de futuro que existen.

1.3 Objetivo del Trabajo Fin de Grado

El objetivo principal de este Trabajo Fin de Grado es el estudio, la simulación y el análisis de los resultados obtenidos mediante el uso de la técnica de modulación OFDM, empleados en un sistema MIMO de comunicaciones ópticas. Las secciones precedentes han servido como motivación de la elección de este trabajo, ya que como se ha podido deducir, la necesidad de un sistema de comunicaciones ópticas que pueda satisfacer la demanda creciente de servicios es vital para el futuro de las comunicaciones. Como ya se ha comentado en apartados anteriores, este sistema que planteamos desarrollar en este estudio, es sólo una de las posibles soluciones que la comunidad científica ha propuesto para dar solución a los más que posibles problemas que nos podemos encontrar en un futuro no muy lejano. La elección de esta solución para desarrollar este trabajo radica en que los conocimientos adquiridos durante los cuatro años del Grado en Ingeniería de Tecnologías de Telecomunicación se acercan más a ésta.

Comenzaremos este estudio con una introducción a la técnica de modulación OFDM, explicando porqué se ha elegido esta modulación y cuales son sus ventajas e inconvenientes. También analizaremos el código FEC empleados en este modelo y la codificación MIMO en caso de que haga falta utilizarla. Todo ello nos llevará a modelar el canal, que en nuestro caso se tratará de la fibra óptica, y que compararemos con un canal ideal AWGN. Analizaremos con especial cuidado la *dispersión por modo de polarización*, PMD, que se da lugar en la fibra y que es uno de los factores que limitan la capacidad.

Por último, se hará un análisis de los resultados obtenidos mediante las curvas que relaciona la potencia de la señal necesaria para transmitir y la probabilidad de error obtenidas, para diferentes situaciones posibles y variación de ciertos parámetros importantes como pueden ser la modulación empleada, la tasa de código utilizada o la relación señal a ruido del canal. La ventaja que plantea este tipo de simulación es evidente, ya que sólo tendremos que cambiar unos parámetros de configuración y podremos ver como se comportaría un modelo en una situación real.

2 OFDM

2.1 Introducción a OFDM

La multiplexación por división de frecuencia ortogonal pertenece a un conjunto más amplio conocido como modulación multiportadora, MCM, en el cual la información se transporta sobre subportadoras de tasas mucho menores. Este concepto de transmisión multiportadora es una forma muy atractiva y eficaz de aumentar la velocidad de transmisión de datos mediante el uso de muchas portadoras en paralelos, cada una con velocidad de datos relativamente lenta. Dos de las ventajas fundamentales que presenta esta técnica de modulación son su robustez frente a la dispersión del canal y su facilidad a la hora de estimar la fase y el canal en un entorno caracterizado por sufrir variaciones en el tiempo. Con el gran avance de tecnología de procesamiento digital de señal, OFDM ha triunfado en una amplia gama de aplicaciones en el dominio de radiofrecuencia como pueden ser las redes de radiodifusión de audio y vídeo digital, DAB/DVB y las redes inalámbricas de área local LAN. Sin embargo, OFDM también tiene sus desventajas intrínsecas, tales como la alta relación de potencia de pico promedio, PAPR y la alta sensibilidad a la sincronización en frecuencia y al ruido de fase. Por lo tanto, es esencial una adecuada comprensión de los conceptos básicos de OFDM para el estudio de sus aplicaciones en este campo emergente.

Esta técnica se caracteriza por dividir el flujo de símbolos entrantes al modulador en varios subflujos haciendo corresponder a cada subflujo una subportadora y uniéndolas todas en una única señal OFDM. De este modo se aumenta el tiempo de símbolo tantas veces como número de subflujos hayamos dividido la señal y junto a la incorporación de un intervalo de guarda entre símbolos se elimina por completo, en la mayoría de los casos, la interferencia entre símbolos (ISI) en recepción provocada por los ecos que

se producen en canales multitrayecto. La diferencia de OFDM con respecto a un esquema multiportadora convencional es que, al ser las subportadoras ortogonales entre sí, se alcanza una elevada eficiencia espectral, además de conseguir reducir el ancho de banda ocupado.

En este capítulo, se presenta una perspectiva histórica de OFDM y una breve discusión de porqué se requiere su uso en las comunicaciones ópticas. A continuación, ofreceremos una introducción a los fundamentos de OFDM, incluyendo su formulación matemática básica, la implementación de la transformada discreta de Fourier, el prefijo cíclico, la eficiencia espectral, y las características PAPR. Por otra parte, proporcionamos un análisis de los efectos negativos en la relación señal a ruido, SNR, cuando se produce un desplazamiento en frecuencia de la señal o se introduce un ruido de fase en sistemas OFDM.

2.2 Perspectiva histórica de OFDM

La idea de OFDM fue introducida por primera vez por Chang en un seminario en 1966. El término "OFDM", de hecho, apareció por primera vez en una patente separada de la suya en 1970. El campo de OFDM fue desarrollado con interés en aplicaciones militares, ya que, se carecía de aplicaciones de banda ancha para OFDM y de circuitos integrados para soportar el complejo cálculo requerido por OFDM. Sin embargo, la llegada de aplicaciones con tecnología digital de banda ancha y la maduración de la tecnología VLSI, para la aplicación de chips CMOS en la década de los 90, trajo a OFDM al centro de la atención de la comunidad científica. En 1995, OFDM fue adoptado por el estándar europeo DAB, asegurando así su importancia como tecnología de modulación y se anunciaba una nueva era de éxito con OFDM en una amplia gama de aplicaciones. Entre las normas más importantes en las que se incorporó la tecnología de modulación OFDM fueron el estándar europeo DVB, el de redes inalámbricas de área local (Wi-Fi; IEEE 802.11a / g), el de redes inalámbricas de área metropolitana (WiMAX; 802.16e), la tecnología ADSL, y la tecnología de comunicaciones móviles de cuarta generación (LTE).

A medida que se producía un aumento de la demanda a velocidades más altas, la comunidad científica aceptó el uso de algún tipo de técnica multiportadora como medio indispensable para satisfacer tales tasas de datos. De esta manera, los métodos de transmisión óptica multiportadora siguen atrayendo la atención de los investigadores por su versatilidad y flexibilidad para realizar los enlaces ópticos en software reconfigurable y en redes ópticas de la próxima era.

La aplicación de OFDM en comunicaciones ópticas se produjo mucho más tarde de lo que se hubiera podido esperar y de forma mucho más escasa en comparación con la parte de radiofrecuencia. Esto es debido en parte al empleo de la multiplexación por división de longitud de onda (WDM), considerada también como una forma de transmisión multiportadora. La aplicación de la modulación multiportadora dentro de cada canal óptico para mitigar la dispersión y obtener alta eficiencia espectral es una tendencia relativamente nueva en la comunidad de comunicaciones ópticas. El primer documento en OFDM óptico fue escrito por Pan y Green en 1996, en los años siguientes también hubo algunas investigaciones intermitentes sobre OFDM óptico. Mientras que algunos informes se centraron en la implementación simple de OFDM óptico modulando directamente la forma de

onda en intensidad de la señal óptica, otros exploraron la flexibilidad de la modulación combinada con el uso de la detección coherente. Estos dos métodos se conocen comúnmente como detección directa óptica (DDO-) y óptico coherente (CO-). Juntos, forman una clase importante de transmisión multiportadora óptica donde la forma de onda se genera electrónicamente y se demodula mediante el empleo de la transformada rápida de Fourier (FFT) en el dominio digital. Debido a que se genera la señal y se detecta con el uso de convertidores (DAC / ADC), el ancho de banda de la señal OFDM está limitada por la velocidad de muestreo de dichos convertidores DAC / ADC. Sin embargo, la ventaja fundamental de OFDM, a saber, su robustez frente a la dispersión de canal óptico no fue reconocido en comunicaciones ópticas hasta 2001, cuando Dixon propuso el uso de OFDM para combatir la dispersión modal en fibra multimodo (MMF). Debido a la semejanza existente entre el canal de fibra MMF y el canal inalámbrico en términos de desvanecimiento por multitrayecto, no es sorprendente que los esfuerzos se concentraran en aplicaciones de fibra MMF.

El aumento de interés en OFDM óptico es en gran parte atribuido a propuestas independientes para aplicaciones de larga distancia entre las que se incluye la detección directa OFDM (ODD-OFDM) y el OFDM coherente (CO-OFDM). Uno de los principales puntos fuertes de OFDM óptico es que puede ser adaptado para muchas aplicaciones diferentes. Por ejemplo, este tipo de transmisión multiportadora ha demostrado ser factible para aplicaciones tanto de corto alcance como de largo alcance. Típicamente para aplicaciones de red de acceso, corto alcance, se requiere una implementación muy rentable en lugar de una alta eficiencia espectral. Por otro lado, para aplicaciones de larga distancia de alta capacidad, se puede llegar a más de 1000 km con una alta eficiencia espectral. También ha habido algún estudio sobre el espacio libre de comunicación óptica mediante técnicas multiportadora.

A fin de obtener una alta eficiencia espectral y una gran capacidad, se han propuesto una serie de métodos de multiplexación. El método más sencillo a priori es multiplexar la señal multiportadora en dos polarizaciones ortogonales de la fibra monomodo (SMF), que permite la duplicación de la velocidad de datos a través de un método de ecualización de canal conocido como múltiple entrada múltiple salida (MIMO). MIMO es muy adecuado para los métodos de multiportadora tal como OFDM, en donde la interferencia lineal desde transmisores vecinos en la misma frecuencia se invierte por una multiplicación de matriz simple. Una extensión adicional de MIMO

es el uso de multiplexación por división de espacio (SDM), por lo que la señal viaja a partir de N transmisores a N receptores a través de un enlace de fibra óptica que puede soportar N modos. Recientemente, este tipo de fibra ha atraído mucho la atención, y la transmisión OFDM óptico está demostrando ser un formato de modulación muy eficaz para tales sistemas de SDM.

A pesar de que en los últimos años los sistemas ópticos coherentes monoportadoras se están comercializando a velocidades de hasta 100 Gb/s, no se han desarrollado este tipo de productos para OFDM óptico hasta el momento, y por tanto surge la pregunta sobre el futuro de este método en comparación con los sistemas monoportadoras. Con los métodos de detección coherentes y DSP, se ha demostrado que las deficiencias lineales pueden ser mitigadas junto con el ruido de fase, que pueden afectar gravemente a OFDM debido a sus longitudes de símbolo más largos. Sin embargo, otro efecto perjudicial es la no linealidad de la fibra que se exagera en sistemas multiportadora debido a la alta relación de pico a promedio (PAPR). Al igual que en los sistemas de una única portadora, tales efectos no lineales podrían ser compensados en los casos multiportadora, y que incluso se ha demostrado que para muy altas velocidades de datos, sistemas multiportadora podrían superar a los sistemas de una única portadora.

2.3 Sistema OFDM

Aunque muchos detalles de los sistemas OFDM son muy complejas, el concepto básico de OFDM es bastante simple. Los datos se transmiten en paralelo en un número de frecuencia diferente, y como resultado, el período de símbolo es mucho más largo que para un sistema en serie con la misma velocidad de datos total. Debido a que el periodo de símbolo es más largo, la ISI afecta a lo sumo a un símbolo, y la ecualización se simplifica. En la mayoría de las implementaciones de OFDM cualquier ISI residual se elimina mediante el uso de una forma de intervalo de guarda llamado prefijo cíclico.

Una de las características centrales que establecen OFDM a diferencia de la modulación monoportadora es su singularidad de procesamiento de señal. La técnica monoportadora se ha empleado en los sistemas de comunicación óptica durante las últimas tres décadas. Como resultado, el procesamiento de señales OFDM puede parecer poco familiar para un ingeniero a primera vista. Sin embargo, la tecnología OFDM ofrece una vía excepcional para la escalabilidad a velocidades de datos más altas. Una vez que se desarrollan los algoritmos y diseños de hardware para los productos de la actual generación, es muy probable que estos conjuntos de habilidades puedan ser incorporados para los dispositivos de generaciones futuras. A este respecto, OFDM es una tecnología a prueba de futuro, y, posteriormente, diversos aspectos de procesamiento de la señal OFDM merecen una lectura cuidadosa.

Para los sistemas ópticos convencionales de una única portadora, a medida que aumenta la velocidad de transmisión, el requisito para una óptima precisión del muestreo de temporización se vuelve cada vez más crítica. Saltos temporales excesivos pondrían el punto de muestreo lejos del óptimo, provocando un grave error. Por otra parte, para los sistemas OFDM óptico, un muestreo en tiempo con tanta precisión no es necesario. Mientras se selecciona una "ventana" apropiada de puntos de muestreo que contengan un símbolo OFDM no contaminada, es suficiente con eliminar la interferencia entre símbolo (ISI). Sin embargo, esta tolerancia a la imprecisión en el punto de muestreo tiene como contrapartida el requisito estricto de una ausencia de desplazamiento en frecuencia y de una reducción del ruido de fase en sistemas OFDM.

En esta sección, vamos a exponer diversos aspectos de procesamiento de la señal OFDM asociado con los fundamentos OFDM y los aspectos

matemáticos de OFDM, la implementación DFT, y del prefijo cíclico para OFDM. Tras la descripción del procesamiento de señales, vamos a discutir la eficiencia espectral de OFDM óptico. Por último, analizaremos algunos de los principales inconvenientes que presenta esta modulación.

2.3.1 Formulación matemática de una señal OFDM

En un sistema OFDM genérico, cualquier señal puede ser representada como:

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_{sc}} c_{ki} s_k(t - iT_s) \quad (2.1)$$

$$s_k(t) = \Pi(t) e^{j2\pi f_k t} \quad (2.2)$$

$$\Pi(t) = \begin{cases} 1 & (0 < t \leq T_s) \\ 0 & (t \leq 0, t > T_s) \end{cases} \quad (2.3)$$

en donde la c_{ik} es el i -ésimo símbolo de información en la k -ésima subportadora, la s_k es la forma de onda para la subportadora k -ésima, la N_{sc} es el número de subportadoras, la f_k es la frecuencia de la subportadora, la T_s es el período de símbolo, y la $\Pi(t)$ es la función conformadora de pulsos. Como detector óptimo para cada subportadora se podría utilizar un filtro que coincida con la forma de onda de la subportadora, o un correlador adaptado a la subportadora. Por lo tanto, la información del símbolo detectado c'_{ki} a la salida del correlador viene dada por:

$$c'_{ki} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} r(t - iT_s) s_k^* dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} r(t - iT_s) e^{-j2\pi f_k t} dt \quad (2.4)$$

en donde la $r(t)$ es la señal recibida en el dominio del tiempo. Normalmente en la modulación multiportadora se utilizan señales limitada en bandas no superpuestas y puede ser implementado con un gran número de osciladores y filtros, tanto en el transmisor como en el receptor final. La principal desventaja de esta implementación es que requiere un ancho de banda excesivo. Esto es porque para diseñar filtros y osciladores con una buena relación eficacia precio, la separación entre canales tiene que ser múltiplo de la velocidad de símbolos, reduciendo en gran medida la eficiencia espectral. OFDM se investigó empleando un conjunto de señales que solapaban en el espectro pero que aún así eran ortogonales en tiempo. Esta ortogonalidad se origina a partir de la correlación directa entre cualesquiera dos subportadoras, dada

por el siguiente desarrollo:

$$\begin{aligned}\delta_{kl} &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} s_k s_l^* dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi(f_k - f_l)t} dt \\ &= e^{j\pi(f_k - f_l)T_s} \frac{\sin \pi(f_k - f_l)T_s}{\pi(f_k - f_l)T_s}\end{aligned}\quad (2.5)$$

Se puede observar que si la siguiente condición se satisface:

$$f_k - f_l = m \frac{1}{T_s} \quad (2.6)$$

entonces las dos subportadoras son ortogonales entre sí. Esto significa que estos conjuntos de subportadoras ortogonales, con sus frecuencias espaciadas un múltiplo de la inversa del tiempo de símbolo, se pueden recuperar con los filtros adaptados en (2.4) sin interferencia entre portadoras (ICI), a pesar del fuerte solapamiento espectral de la señal.

2.3.2 Transformada discreta de Fourier de una señal OFDM

Un reto fundamental en OFDM es que se necesita un gran número de subportadoras para que el canal de transmisión afecta a cada subportadora como si fuese un canal plano. Esto lleva a una arquitectura extremadamente compleja que implica muchos osciladores y filtros, tanto en transmisor como en el receptor. Weinstein y Ebert fueron los primeros que dijeron que la modulación y demodulación OFDM podía ser implementado mediante el uso de la transformada inversa discreta de Fourier (IDFT) y de la transformada discreta de Fourier (DFT). Esto es evidente a partir de las fórmulas de la modulación OFDM (2.2) y de la demodulación OFDM (2.4). Vamos a omitir temporalmente el índice "i", y re-denotamos N_{sc} como N en la ecuación (2.2) para así enfocar nuestra atención en un símbolo OFDM, y asumimos que muestreamos $s(t)$ en cada intervalo de $\frac{T_s}{N}$, y la m -ésima muestra de $s(t)$ a partir de la expresión (2.2) se convierte en:

$$s_m = \sum_{k=1}^N c_k e^{j2\pi f_k \frac{(m-1)T_s}{N}} \quad (2.7)$$

Usando la condición de ortogonalidad de (2.6), y la convención establecida en el anterior párrafo tenemos:

$$f_k = \frac{k-1}{T_s} \quad (2.8)$$

y sustituyendo (2.8) en (2.7), tenemos:

$$s_m = \sum_{k=1}^N c_k e^{j2\pi f_k \frac{(m-1)T_s}{N}} = \sum_{k=1}^N c_k e^{j2\pi \frac{(k-1)(m-1)}{N}} = \mathcal{F}^{-1}\{c_k\} \quad (2.9)$$

donde \mathcal{F} representa la transformada de Fourier y $m \in [1, N]$. De manera similar, en el extremo receptor, se llega a la siguiente conclusión:

$$C'_k = \mathcal{F}\{r_m\} \quad (2.10)$$

siendo r_m la señal recibida muestreada en cada intervalo de $\frac{T_s}{N}$. De las ecuaciones (2.9) y (2.10) se deduce que el valor discreto de la señal de OFDM transmitida $s(t)$ es simplemente una sencilla IDFT de N puntos del símbolo de información c_k , y el símbolo de información recibido c'_k es una sencilla DFT de N puntos de la señal muestreada recibida. Vale la pena señalar que hay dos dispositivos críticos que hemos asumido para la aplicación de el par DFT/IDFT que son:

- Los DAC, necesarios para convertir el valor discreto de s_m a un valor analógico continuo de $s(t)$.
- Los ADC, necesarios para convertir la señal continua recibida $r(t)$ a una muestra discreta r_m .

Existen dos ventajas fundamentales en la aplicación del par DFT/IDFT en OFDM:

- En primer lugar, debido a la existencia de eficientes algoritmos de IFFT/FFT, el número de multiplicaciones complejas para la IFFT en (2.9) y FFT en (2.10) se reduce de N^2 a $\frac{N}{2} \log_2 N$, lo que implica que aumente casi de manera lineal con el número de subportadoras, N .
- En segundo lugar, un gran número de subportadoras ortogonales puede ser generadas y demoduladas sin recurrir a los bancos de filtros y de osciladores de RF mucho más complejo. Esto lleva a una arquitectura relativamente simple para la aplicación de OFDM cuando se requiere un gran número de subportadoras.

La arquitectura correspondiente se muestra en la Figura 5.1. En el extremo de transmisión, los bits de entrada de datos en serie, se convierten primero en muchos canales de datos paralelos, cada uno correspondiente a un mapeado de símbolos de información para las subportadoras dentro de un símbolo OFDM, y la señal en el dominio del tiempo discreto se obtiene utilizando la IDFT, a la que posteriormente se le inserta un intervalo de guarda y se convierte en una forma de onda en tiempo continuo a través del uso del DAC. El intervalo de guarda se inserta para evitar la más que posible ISI debido a la dispersión de canal. La señal en banda base puede ser convertida a una señal en RF en paso de banda de RF con el empleo de un IQ mezclador/modulador. En el extremo de recepción, la señal OFDM es primera convertida a banda base con un demodulador IQ, y se muestrea con un ADC para posteriormente demodular mediante la realización de la DFT y el procesamiento de señal en banda base para recuperar los datos.

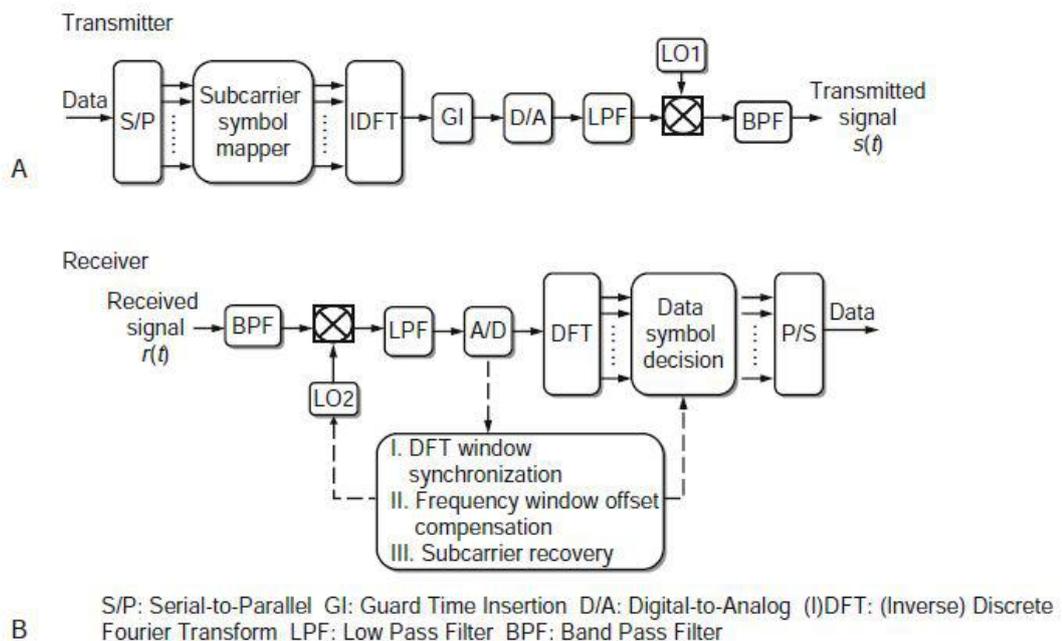


Figura 2.1 Diagrama para (a) Transmisor OFDM y (b) Receptor OFDM.

Vale la pena señalar que a partir de (2.7), la señal OFDM s_m es una función periódica de f_k con un período de $\frac{N}{T_s}$. Por tanto, cualquier conjunto de subportadoras discreta con sus componentes en frecuencia abarcando un período de $\frac{N}{T_s}$ son equivalentes. A saber, en las ecuaciones (2.7) y (2.8), la

frecuencia de la subportadora f_k y su índice k se pueden generalizar como:

$$f_k = \frac{k-1}{T_s}, k \in [k_{min} + 1, k_{min} + N] \quad (2.11)$$

siendo k_{min} un entero arbitrario. Sin embargo, sólo dos índices de subportadoras son ampliamente utilizados, que son $k \in [1, N]$ y $k \in [-\frac{N}{2} + 1, \frac{N}{2}]$.

2.3.3 Prefijo cíclico para una señal OFDM

Una de las técnicas que se emplean en OFDM es la inserción de un prefijo cíclico. Consideremos primero dos símbolos OFDM consecutivos que se someten a un canal dispersivo con una dispersión del retardo de t_d . Por simplicidad, supongamos que cada símbolo OFDM incluye sólo dos subportadoras con una dispersión del retardo rápido y otro lento en t_d , representado por una "subportadora rápida" y una "subportadora lenta", respectivamente. La figura 5.2a muestra que dentro de cada símbolo OFDM, las dos subportadoras, "subportadora rápida" y "subportadora lenta", están alineados en la transmisión. La figura 5.2b muestra las mismas señales OFDM en la recepción, donde la "subportadora lenta" se retrasa un tiempo t_d con respecto a la "subportadora rápida". Seleccionamos una ventana DFT que contiene un símbolo OFDM completo para la "subportadora rápida". Es evidente que, debido a la dispersión de canal, la "subportadora lenta" ha cruzado el límite del símbolo que conduce a la interferencia entre símbolos OFDM adyacentes, este fenómeno se conoce como interferencia entre símbolo (ISI). Además, debido a que la forma de onda de OFDM en la ventana DFT para la "subportadora lenta" es incompleta, la condición de ortogonalidad para las subportadoras (2.5) se pierde, lo que provoca como resultado una interferencia entre portadoras (ICI).

El uso del prefijo cíclico fue propuesto para resolver la dispersión del canal que inducía a los efectos de ISI y ICI. La figura 5.2c muestra la inserción de un prefijo cíclico mediante la extensión cíclica de la forma de onda OFDM en el intervalo de guarda, Δ_G . Como se muestra en la figura 5.2c, la forma de onda en el intervalo de guarda es esencialmente una copia idéntica de la señal que se observa en la ventana de la DFT, con un desplazamiento en el tiempo " t_s " hacia adelante. En la figura 5.2d muestra la señal OFDM con el intervalo de guarda en la recepción. Supongamos que la señal ha atravesado el mismo canal dispersivo, y la misma ventana DFT seleccionada contiene un símbolo OFDM completo para la forma de onda "subportadora rápida". Se puede observar a partir de la figura 5.2d, un símbolo OFDM completo

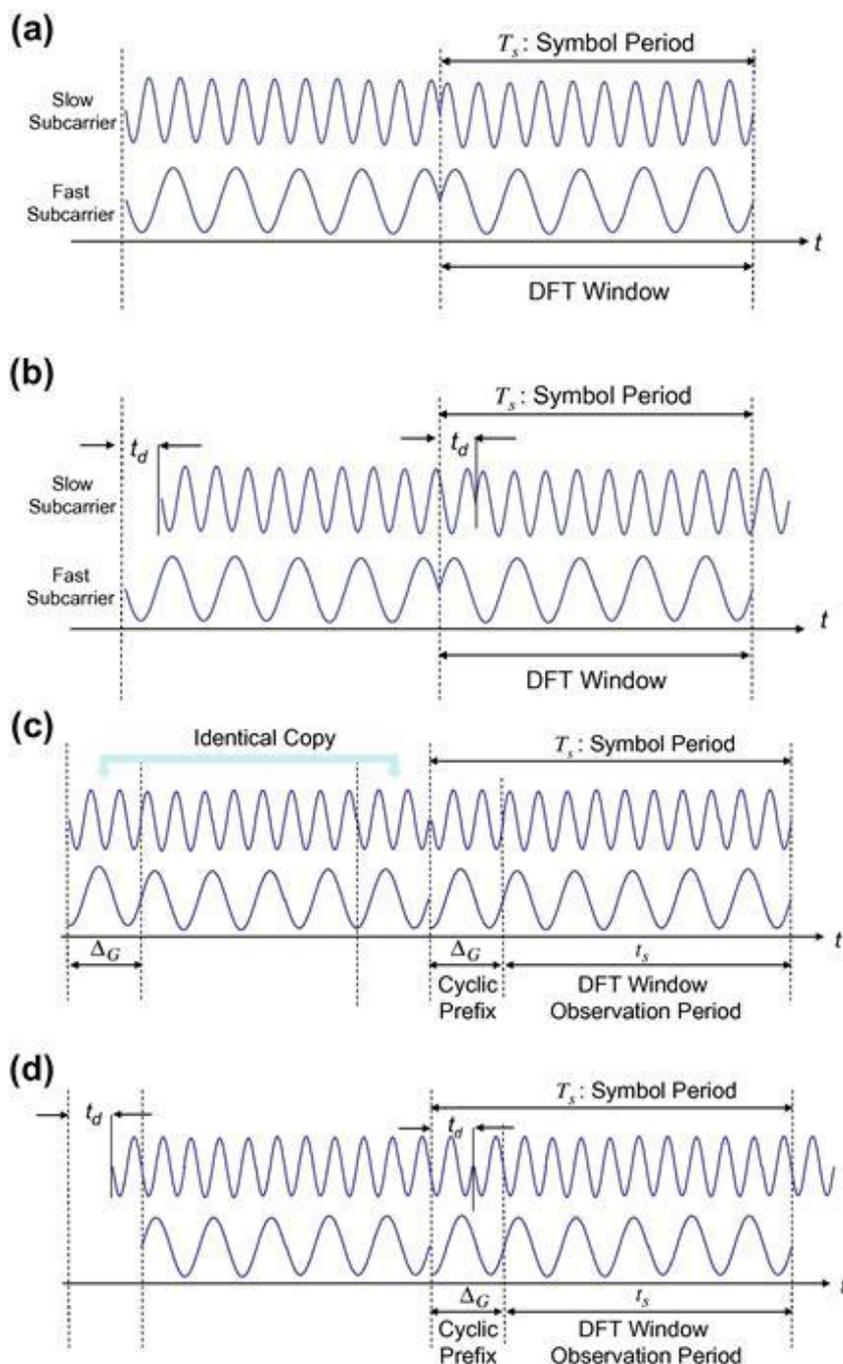


Figura 2.2 Señales OFDM (a) Sin prefijo cíclico en el transmisor (b) Sin prefijo cíclico en el receptor (c) Con prefijo cíclico en el transmisor y (d) Con prefijo cíclico en el receptor.

para la "subportadora lenta" que también se mantiene en la ventana de DFT, ya que, una porción del prefijo cíclico se ha movido hacia el interior de la ventana DFT para reemplazar la parte idéntica que se había desplazado hacia fuera. Como tal, el símbolo OFDM para una "subportadora lenta" es una copia casi idéntica de la forma de onda transmitida con un desplazamiento

de fase adicional. Este desfase se aborda a través de la estimación de canal y se eliminará posteriormente antes de la decisión de símbolos. En este punto, llegamos a la condición más importante para la transmisión de símbolos OFDM libres de ISI, dada por:

$$t_d < \Delta_G \quad (2.12)$$

Se puede observar que para recuperar el símbolo de información OFDM correctamente, hay dos procedimientos críticos que necesitan ser llevados a cabo:

1. La selección de una ventana de DFT apropiada, también llamado ventana de sincronización DFT
2. Estimación del desplazamiento de fase para cada subportadora, también conocido como estimación de canal o recuperación de la subportadora.

Ambos procedimientos se realizan mediante técnicas de procesamiento de señales y se estudian activamente en distintos temas de investigación.

Una manera elegante de describir el prefijo cíclico es mantener la misma expresión que en (2.2) para la señal transmitida $s(t)$, pero para extender la función de conformadora del pulso (2.3) al intervalo de guarda, dada por:

$$\Pi(t) = \begin{cases} 1 & (0 < -\Delta_G \leq t_s) \\ 0 & (-\Delta_G \leq 0, t > t_s) \end{cases} \quad (2.13)$$

El correspondiente símbolo OFDM en el dominio del tiempo se ilustra en la figura 5.3 que muestra un símbolo OFDM completo compuesto por un período de observación y un prefijo cíclico. La forma de onda dentro del período de observación será utilizada para recuperar los símbolos de información en el dominio de la frecuencia.

2.3.4 Eficiencia espectral de una señal OFDM

En sistemas de OFDM de detección directa OFDM (ODD-OFDM), el espectro óptico generalmente no es una réplica lineal del espectro de radiofrecuencia. Por lo tanto, la eficiencia espectral óptica depende del método específico de aplicación. Vamos a centrar nuestra atención en la eficiencia espectral óptica para sistemas OFDM coherentes (CO-OFDM). En los sistemas de

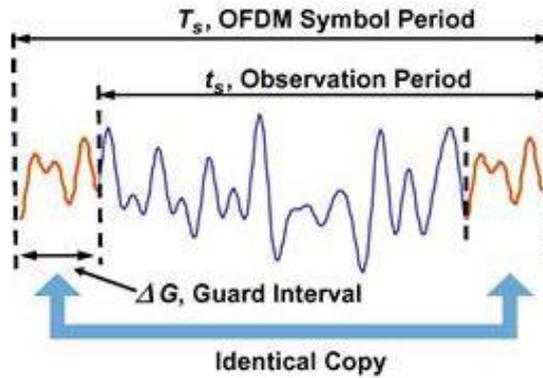


Figura 2.3 Señal OFDM en el dominio del tiempo.

CO-OFDM, las subportadoras N_{sc} se transmiten en cada periodo de símbolo OFDM de T_s . Así, la tasa de símbolos R total para sistemas de CO-OFDM está dado por:

$$R = \frac{N_{sc}}{T_s} \quad (2.14)$$

La figura 8.4a muestra el espectro de canales multiplexados por división de longitud de onda (WDM) cada uno con una modulación CO-OFDM, y la figura 8.4b muestra el zoom en el espectro óptico para cada canal de longitud de onda. Usamos el ancho de banda del primer nulo para indicar el límite de cada canal de longitud de onda. El ancho de banda OFDM, B_{OFDM} , por lo tanto viene dado por la siguiente expresión:

$$B_{OFDM} = \frac{2}{T_s} + \frac{N_{sc} - 1}{T_s} \quad (2.15)$$

en donde t_s es el período de observación (Figura 8.3). Suponiendo que se utiliza un gran número de subportadoras, la eficiencia de ancho de banda de OFDM η se encuentra como:

$$\eta = 2 \frac{R}{B_{OFDM}} = 2\alpha, \quad \alpha = \frac{t_s}{T_s} \quad (2.16)$$

El factor 2 se tiene en cuenta por las dos polarizaciones en la fibra. El uso de un valor típico de $8/9$ por α , sirve para obtener un factor de eficiencia espectral óptica de $\eta = 1.8 \text{Baud}/\text{Hz}$. La eficiencia espectral óptica se convierte en $3.6b/s/\text{Hz}$ si utilizamos la modulación QPSK para cada

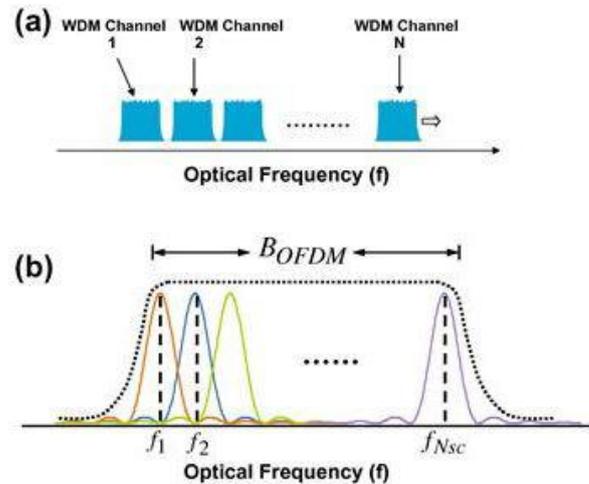


Figura 2.4 Espectros óptico para (a) N canales CO-OFDM multiplexados por división en longitud de onda y (b) ampliación de la señal OFDM para una longitud de onda.

subportadora. La eficiencia espectral se puede mejorar aún más mediante el uso de niveles superiores de la modulación QAM. Para implementar de manera práctica sistemas de CO-OFDM, la eficiencia espectral óptica se reduce debido a la necesidad de una banda de guarda suficiente entre los canales WDM, teniendo en cuenta las derivas de frecuencia del láser que suelen ser de alrededor de 2 GHz. Esta banda de guarda se puede evitar para garantizar la ortogonalidad a través de los canales WDM utilizando fuentes bloqueadoras de frecuencia.

2.3.5 PAPR de una señal OFDM

Al principio del capítulo se citó a la relación potencia promedio a potencia de pico, PAPR, como uno de los principales inconvenientes de la modulación OFDM. En los sistemas de radiofrecuencia, el principal problema reside en los amplificadores de potencia del extremo transmisor, donde la ganancia del amplificador saturará para una alta potencia de entrada. Una forma de evitar de manera relativa los "picos" en la señal OFDM es operar el amplificador de potencia en el llamado régimen de "back-off", en donde la potencia de la señal es mucho menor que la potencia de saturación del amplificador. Por desgracia, esto requiere un gran exceso de potencia de saturación para el amplificador de potencia, lo que conduce inevitablemente, a una baja eficiencia en la potencia. En los sistemas ópticos, el amplificador de potencia óptica es idealmente lineal, independientemente de la potencia

de la señal a la entrada debido a su lento tiempo de respuesta del orden de milisegundos. Sin embargo, la PAPR todavía representa un reto para las comunicaciones de fibra óptica debido a la no linealidad que presentan estas.

El origen de una alta PAPR en una señal OFDM se puede entender fácilmente debido a su naturaleza multiportadora. Como el prefijo cíclico es una copia desplazada en el tiempo de una parte de la señal OFDM en el período de observación, nos centraremos en la forma de onda dentro del período de observación. La forma de onda en el dominio del tiempo en transmisión para un símbolo OFDM puede ser escrito como:

$$s(t) = \sum_{k=1}^{N_{sc}} c_k e^{j2\pi f_k t} \quad f_k = \frac{k-1}{T_s} \quad (2.17)$$

El PAPR de la señal OFDM se define como:

$$PAPR = \frac{\max\{|s(t)|^2\}}{E\{|s(t)|^2\}}, \quad t \in [0, T_s] \quad (2.18)$$

Es obvio que la PAPR de una señal OFDM es excesivamente alto, ya sea para sistemas de RF o sistemas ópticos. En consecuencia, la reducción del PAPR ha sido un campo estudiado intensamente. En teoría, para una codificación QPSK, se puede obtener un PAPR menor de 6 dB. Desafortunadamente, dicha implementación no ha podido llevarse a cabo hasta ahora. Los algoritmos propuestos hasta ahora para la reducción del PAPR permiten realizar compensaciones entre tres figuras de méritos de la señal OFDM: PAPR, la eficiencia de ancho de banda, y la complejidad computacional.

Los siguientes enfoques de reducción de PAPR son los más populares:

- Reducción de PAPR con distorsión de la señal: Esto se hace simplemente recortando la señal de OFDM. La consecuencia de recortar es incrementar la tasa de bits erróneos (BER) y distorsionar fuera de banda. La distorsión fuera de banda puede ser mitigado a través de una serie de filtrados.
- Reducción de PAPR sin distorsión de la señal: La idea detrás de este enfoque consiste en asignar a la forma de onda original un nuevo conjunto de formas de onda que tiene un PAPR inferior al valor deseable, suele ser frecuente una cierta reducción del ancho de banda. Los algoritmos de reducción sin distorsión del PAPR incluyen una selección

del mapeo y una constelación modificada de señal o una extensión de la constelación activa.

2.3.6 Sensibilidad al desplazamiento en frecuencia y ruido de fase

Como es bien conocido, en los sistemas de comunicación los osciladores realizan la función de subir y bajar la señal en frecuencia. La sincronización en frecuencia entre los osciladores del transmisor y del receptor es un aspecto muy importante en un sistema OFDM debido a que los sistemas multiportadora son mucho más sensibles a los errores de sincronización en frecuencia que los sistemas de portadora única. Además, los osciladores presentan un ruido de fase.

El desplazamiento en frecuencia y la sensibilidad de ruido de fase fueron mencionados anteriormente como dos grandes desventajas que presentaba el uso de OFDM. Tanto el desplazamiento en frecuencia como el ruido de fase provocan ICI. Debido a que la longitud del símbolo es relativamente larga en comparación con la de la de una única portadora, OFDM es propenso a ambos efectos. Sin embargo, se hace hincapié en que estos dos desventajas obviamente, no han impedido a OFDM en ganar popularidad en las comunicaciones de RF primero y en las comunicaciones ópticas después.

El offset o desplazamiento en frecuencia aparece por el hecho de que los osciladores locales que se utilizan para generar la portadora en el transmisor y en el receptor no generan dos portadoras exactamente a la misma frecuencia. Como consecuencia se pierde la ortogonalidad entre portadoras apareciendo ICI y además las portadoras no se muestrean en su máximo nivel.

Un ruido aleatorio en la fase de la señal generada por el oscilador provoca la modulación en fase de las portadoras. Las consecuencias del ruido de fase son dos:

- La primera de ellas es el error común de fase. Consiste en la introducción de una variación aleatoria en la fase común a todas las subportadoras. Este inconveniente puede ser solucionado ya que el ancho de banda del oscilador es, normalmente, mucho menor que el tiempo de un símbolo OFDM y por la tanto hay una fuerte correlación entre símbolo y símbolo que permite utilizar modulación diferencial o técnicas de seguimiento para corregir este error.

- La segunda consecuencia, y más grave, es que la frecuencia de portadora no va a ser constante debido a que es la derivada temporal de la fase, la cual varía de forma aleatoria debido al ruido de fase. Estas variaciones en la frecuencia causan la pérdida de ortogonalidad entre símbolos, provocando ICI.

La sensibilidad al desplazamiento de frecuencia puede ser mitigado mediante la estimación de frecuencia y la compensación, mientras que la sensibilidad de ruido de fase se resuelve principalmente a través de un cuidadoso diseño de los osciladores locales que satisfacen la especificación de ruido de fase requerida. Afortunadamente, las especificación del ruido de fase se pueden cumplir fácilmente utilizando los chips CMOS ASIC con tecnología de última generación.

Sin embargo, es importante entender los impedimentos que provocan tanto el desplazamiento en frecuencia como el ruido de fase. El problema de ruido de fase es especialmente importante en OFDM óptico, debido a que la componente de ruido que añaden los láseres es a menudo relativamente grande, a pesar del hecho de que muchos esfuerzos se han centrado en el diseño de láseres con haces estrechos específicamente para este propósito. El impacto del ruido de fase del láser en OFDM óptico es pues, un tema crítico, especialmente para el uso de constelaciones de niveles superiores para lograr una alta eficiencia espectral de modulación.

3 Comunicaciones Ópticas

3.1 Introducción

El objetivo final de la transmisión de la señal óptica es lograr una tasa de error de bits predeterminada (BER) entre dos nodos de una red óptica. La transmisión del sistema óptico tiene que estar correctamente diseñado para proporcionar un funcionamiento fiable durante su vida útil, lo que incluye la gestión de parámetros clave de ingeniería.

En el diseño de un sistema de transmisión óptico hay que tener en cuenta los diferentes efectos que pueden degradar la señal durante los procesos de modulación, de propagación, y de detección. La calidad de transmisión se evalúa por la relación recibida de señal a ruido (SNR), que es la relación entre la potencia de señal y la potencia de ruido en el punto de decisión. La SNR se relaciona con la sensibilidad del receptor, que se define como el mínimo valor de la potencia óptica recibida necesario para mantener la SNR en un nivel especificado.

En las comunicaciones ópticas digitales, la BER, definida como la relación existente entre los bits con error respecto al número total de bits transmitidos en el punto de decisión, se utiliza comúnmente como figura de mérito. En ese sentido, la sensibilidad del receptor se define como la potencia óptica mínima recibida que es requerida para mantener la BER por debajo de un valor dado. Los tres tipos de parámetros que son importantes desde el punto de vista de ingeniería son:

1. Los parámetros de señal óptica que determinan el nivel de señal.
2. Los parámetros de ruido óptico que determinan la BER.

3. Los parámetros por deterioro que determinan el margen de potencia que se asignará a compensar su impacto.

Algunos de los parámetros de la señal óptica que definen el nivel de señal incluyen a la potencia de salida del transmisor óptico, la relación de extinción, la ganancia de amplificación óptica, y la capacidad de respuesta del fotodiodo. El ruido total es un proceso estocástico compuesto por dos componentes de ruido que son el aditivo y el multiplicativo. Existen una serie de deficiencias que deteriorarán la calidad de la señal durante la transmisión, tales como la atenuación de la fibra, la dispersión cromática, dispersión del modo de polarización, las pérdidas dependientes de polarización, las no linealidades de la fibra, las pérdidas de inserción, y el barrido de frecuencias. Un proceso de diseño adecuado implica diferentes medidas para proporcionar una calidad de transmisión del sistema preestablecido y equilibrar los diferentes parámetros del sistema. Los parámetros del sistema pueden relacionarse con la energía, el tiempo, la longitud de onda, o una combinación de éstos.

3.2 The Capacity Crunch

La cantidad de tráfico transportado sobre redes troncales ha ido creciendo de manera exponencial en las últimas dos décadas, aproximadamente entre un 30 % y un 60 % por año, dependiendo de la naturaleza y del mercado de los servicios ofrecidos por diversas redes operadoras en diferentes regiones geográficas. El creciente número de aplicaciones que dependen de la nube y el tráfico M2M podría acelerar este crecimiento a los niveles típicos que se registran dentro de los centros de datos y el uso en ordenadores de alto rendimiento: De acuerdo con la regla de oro de Amdahl, el ancho de banda de una arquitectura informática equilibrada es proporcional a su capacidad de procesamiento. Ya que, los servicios en la nube se están incrementando permitiendo a la red asumir el papel de una interfaz entre los nodos de procesamiento de datos distribuidos, el ancho de banda requerido para tales aplicaciones puede aumentar con capacidades de procesamiento de datos, cercanas al 90 % por año. Aplicaciones multimedia en tiempo real como la tele-presencia en alta definición y las comunicaciones inmersivas, impulsarán aún más la necesidad de un mayor ancho de banda en la red.

Durante más de dos décadas, la demanda de ancho de banda en comunicación se ha satisfecho de manera económica en los sistemas de transmisión óptica mediante el empleo de la multiplexación por división en longitud de onda (WDM), investigado, desarrollado y desplegado en abundancia desde principios de los 90. En un primer momento, las capacidades WDM aumentaron alrededor de un 80 % por año, principalmente a través de mejoras en las tecnologías de dispositivos optoelectrónicos. A principios de la década de los 2000, los láseres alcanzaron estabilidades de GHz, los filtros ópticos tenían anchos de banda que permiten 50 GHz de separación entre canales WDM, y las señales ópticas de 40 Gb/s llenaban estos intervalos de frecuencia. En este punto donde "se reunieron anchos de banda ópticos y electrónicos," las comunicaciones ópticas tuvieron que pasar de la física hacia la ingeniería de comunicaciones para aumentar la eficiencia del espectro, es decir, para acumular más y más información en el ancho de banda limitado de una sola banda de amplificadores ópticos. En consecuencia, en la última década se ha visto un gran adopción de conceptos de comunicaciones de radiofrecuencia, tales como formatos de modulación avanzada, detección coherente, un sofisticado procesamiento digital de señal (DSP) y una potente codificación de corrección de errores.

Hoy en día, los sistemas WDM comerciales transmiten a tasas cercanas a

10 Tb/s de tráfico a 100 Gb/s por longitud de onda. En teoría, las interfaces a tasas de 320 Gb/s se han comprobado mediante la modulación de amplitud en cuadratura (QAM) a una velocidad de símbolos de 80 GBaud, la multiplexación por polarización puede alcanzar 640 Gb/s en un canal de portadora única. Tasas de interfaz de 1 Tb/s y superiores se han logrado a través de paralelismo óptico utilizando múltiples portadoras y la multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM).

La evidente saturación de la capacidad se explica en recientes estudios apoyándose en la capacidad de Shannon no lineal en las redes ópticas, estableciendo un límite superior en la eficiencia espectral máxima alcanzable para un tipo de fibra y una distancia de transmisión dada. El equilibrio resultante entre la eficiencia espectral y alcance del sistema (incluyendo el ruido, las no linealidades de la fibra, así como actuales deficiencias tecnológicas) se resumen en la figura 5.1. En ella los resultados experimentales (círculos) se muestran junto con el límite de Shannon no lineal, escalado por un factor de dos para representar sistemas multiplexados por división de polarización (PMD). Ambas curvas trazan líneas rectas en una escala logarítmica para una distancia de transmisión L , ya que la relación (SNR) de señal a ruido emitido por el sistema al receptor es inversamente proporcional a L , y la eficiencia espectral viene dada por:

$$SE = \log_2(1 + SNR) \approx \log_2(SNR) \propto \log_2\left(\frac{1}{L}\right) \quad (3.1)$$

Para una SNR razonablemente alta se maximiza el rendimiento de los sistemas de transporte óptico. Es importante destacar que los registros experimentales se han acercado al límite de Shannon no lineal dentro de un factor de menos de dos. El asterisco en la figura 10.2 representan plataformas de transmisión óptica, que operan a una eficiencia espectral de 2 b/s/Hz durante 2000 km de fibra y fueron desplegadas comercialmente desde mediados de 2010. A una tasa de crecimiento del tráfico anual de entre el 30% y el 60%, y lo mismo para las distancias, los sistemas de transporte ópticas que superan el límite de Shannon tendrían que estar disponible en el mercado entre 2015 y 2018. Esta observación conduce a la noción de una inminente "*optical networks capacity crunch*".

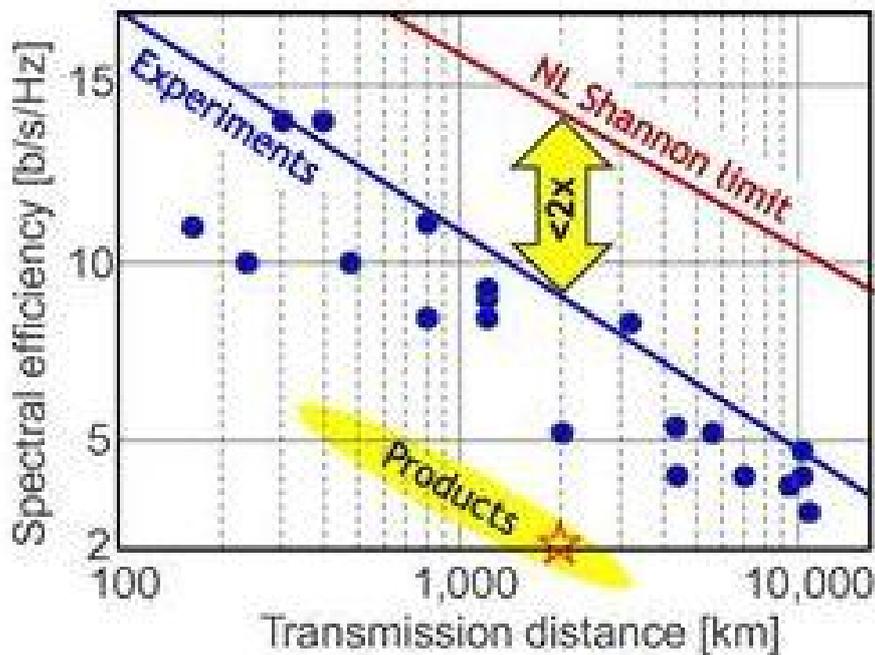


Figura 3.1 Compensación entre eficiencia espectral de doble polarización y el alcance de transmisión,.

3.3 Multiplexación espacial

Al darse cuenta de que las eficiencias espectrales de WDM sobre las distancias de transmisión requeridas ya no eran escalables, soluciones alternativas tuvieron que ser desarrolladas. Una opción sería el compensar el alcance de la eficiencia espectral mediante la concatenación de varios sistemas de alta eficiencia espectral. Sin embargo, debido a la escala desfavorable de la ecuación 3.1, el cual relaciona la SE con el logaritmo del alcance del sistema, son necesarios un gran número de regeneradores para lograr una ganancia significativa en la SE. Por ejemplo, tomando registros experimentales como una base para el rendimiento del sistema, la eficiencia espectral de 20 b/s/Hz sobre 2.000 kilómetros requeriría alrededor de 1.500 regeneradores usando, por ejemplo, una 4096-QAM con PDM. Como alternativa, se puede tomar un enfoque paralelo. Esto requiere el uso de dimensiones físicas hasta ahora no explotadas utilizando múltiples bandas de amplificación óptica o, probablemente múltiples trayectorias paralelas ópticas más escalables, a esto se le denomina multiplexación espacial o multiplexación por división de espacio (SDM): Con sólo tres trayectorias paralelas con 7 bits/s/Hz cada uno

y utilizando por ejemplo una 32-QAM con PDM, la SE deseada se consigue con un total de tres transpondedores por longitud de onda. Los casi tres órdenes de magnitud de diferencia en el número de transpondedores entre las dos soluciones apuntan claramente a SDM como la solución preferida para el crecimiento de la capacidad de red.

Seguidamente se muestran todas las dimensiones físicas conocidas que se pueden utilizar para construir espacios de señales ortogonales para la modulación y la multiplexación en comunicaciones ópticas:

- La dimensión del tiempo se utiliza para la modulación mediante la transmisión de un símbolo modulado después de otro, uno por duración de símbolo T_s . La dimensión temporal se utiliza para la multiplexación mediante la asignación de diferentes intervalos de tiempo a diferentes canales, multiplexación por división en el tiempo, TDM.
- La dimensión de cuadratura, es decir, las partes real e imaginaria del campo óptico, también referidas como el seno y el coseno o los componentes en fase y en cuadratura de esta señal paso de banda, se utilizan para construir las constelaciones QAM o modulación de amplitud en cuadratura, para transmitir más de un bit por símbolo.
- La dimensión de polarización se utiliza para la multiplexación por división de polarización PDM, lo que permite un aumento del doble en la capacidad del sistema.
- La dimensión de frecuencia se utiliza para los canales multiplexados en longitud de onda en los sistemas WDM o para formar canales ópticos o señales OFDM en el contexto de un solo canal WDM. Dado que los sistemas WDM comerciales suelen operar en una sola banda de amplificación, la construcción de sistemas multi-banda, en principio, podrían ser una opción para ampliar las capacidades del sistema. Sin embargo, los problemas inherentes asociados con la eficiencia y el bajo ruido de amplificación multi-banda, pueden limitar esta opción a capacidades más modestas.
- La dimensión espacial se utiliza comúnmente para escalar a velocidades de interfaz de corto alcance con un bajo consumo de energía, de bajo costo, y de manera muy integrada.

La implementación de SDM en su forma más trivial consiste en M sistemas ópticos en paralelo, pero de esta forma no conseguimos un camino más

económico, sostenible y escalable, ya que de esta manera no reducimos el costo o la energía por bit en comparación con los sistemas actuales, debido a que estamos empleando M sistemas paralelos, que llevan M veces las capacidades con un aumento del costo por tanto de un factor M . Comercialmente se espera que las tecnologías exitosas de SDM puedan aumentar la capacidad con un coste y energía similar a los sistemas WDM. Es importante destacar que, además de ser más económico y eficaz en cuanto a energía que los sistemas individuales separadas, las soluciones SDM integrados tendrán que permitir actualizaciones de red y la reutilización tanto como sea posible de la infraestructura de WDM desplegada.

3.3.1 MIMO-OFDM para comunicaciones ópticas

Los sistemas MIMO surgieron en comunicaciones inalámbricas hace aproximadamente una década, basándose en los trabajos de Telatar y Foschini. En las comunicaciones inalámbricas, MIMO OFDM se movió muy rápidamente desde el concepto teórico a la aplicación comercial. En los sistemas inalámbricos de RF, se utiliza el término "MIMO" para describir una gama de sistemas con múltiples antenas transmisoras o también llamado diversidad de transmisión y/o antenas receptoras o diversidad de recepción. Dependiendo de la relación entre las señales transmitidas desde las diferentes antenas del esquema MIMO, se puede usar para ya sea aumentar la capacidad global del sistema, o para reducir la probabilidad de interrupción. Debido a que los canales inalámbricos generalmente introducen una dispersión multitrayecto significativa, MIMO se suele combinar a menudo con OFDM. Las primeras obras se vieron reforzadas por otra investigación fundamental en los esquemas de codificación MIMO, tales como la codificación espacio-temporal de Trellis realizada por Tarokh y la codificación espacio-temporal de Alamouti. Estas ideas fueron apoyadas por la demostración experimental llevada a cabo por los Laboratorios Bell, que mostraron un aumento en la capacidad de aproximadamente 10 veces. Desde entonces, los sistemas MIMO se han convertido en un tema de investigación con un vertiginoso progreso tanto en la industria como en el mundo académico.

Las técnicas MIMO también han demostrado dar un beneficio significativo a toda una gama de sistemas ópticos. En aplicaciones ópticas inalámbricas de interior, múltiples transmisores y receptores se pueden utilizar para aumentar la probabilidad de que exista una línea de visión entre extremos del enlace. En esta aplicación MIMO OFDM combina la ventajas de MIMO

con la tolerancia a la dispersión del retardo.

Las técnicas MIMO también se han aplicado a distintas aplicaciones de fibra óptica. Varios autores han señalado el potencial de las técnicas MIMO en fibra multimodo. Es de destacar que esta idea fue introducida a principios del 2000 aunque no fue desarrollada debido a que en ese momento, existía una falta de integración de la optoelectrónica. La dispersión intermodal es generalmente considerado como un problema en los sistemas que utilizan fibra multimodo, sin embargo, cuando se aplican técnicas MIMO, puede ser utilizado para aumentar la capacidad de información de la fibra. Hasta aquí no parece existir ninguna publicación que haya tenido en cuenta la combinación de OFDM con MIMO en los sistemas multimodo, a pesar de las significativas ventajas potenciales.

El concepto MIMO también se ha aplicado a sistemas ópticos en el espacio libre, pero ninguno de estos han utilizado OFDM. Como la dispersión de la señal es relativamente poco importante en estas aplicaciones, la tolerancia a la dispersión de OFDM no es una ventaja significativa, aunque la eficiencia energética de OFDM tiene un beneficio potencial.

MIMO, ya sea con o sin OFDM, se ha aplicado con mucho éxito en aplicaciones de fibra monomodo transmitiendo y recibiendo las señales en ambas polarizaciones. En este contexto, MIMO también se suele denominar multiplexación por polarización. MIMO en los sistemas de fibra monomodo tiene características muy diferentes de las aplicaciones inalámbricas. Con la multiplexación por polarización, la totalidad de la potencia de señal recibida se divide entre las dos polarizaciones recibidas, mientras que en los sistemas inalámbricos, las señales recibidas en las diferentes antenas están en el mejor de los casos no correlacionados, y siempre existe alguna probabilidad de interrupción del servicio cuando una antena no está recibiendo una buena señal. Se ha demostrado experimentalmente que mediante el uso de MIMO/polarización por multiplexación se puede lograr una alta tasa de transmisión de datos tanto en sistemas que utilizan OFDM como en los sistemas que utilizan los formatos de una sola portadora.

3.4 El futuro de OFDM en comunicaciones ópticas

En los últimos años, ha habido un interés creciente en OFDM para aplicaciones ópticas y un gran número de documentos han sido publicados, demostrando tanto teórica como experimentalmente, que OFDM puede ser utilizado en sistemas ópticos. Sin embargo existen hasta el momento productos no comerciales que utilizan OFDM óptico. Ya sea OFDM óptico dominante en un futuro en las comunicaciones ópticas de alta velocidad tal como lo es ahora en el mercado inalámbrico de banda ancha, o si encuentra aplicación sólo en determinados campos, dependerá de una combinación de las ventajas y desventajas fundamentales de OFDM en los diversos canales ópticos, y del coste de la aplicación de OFDM en transmisores y receptores en relación con tecnologías competidoras. Esto es actualmente objeto de debate entre los expertos en la materia.

3.4.1 Ventajas y desventajas de OFDM en aplicaciones ópticas

Una ventaja importante de OFDM es su capacidad para precisamente adaptar la señal transmitida a las características de frecuencia del canal, por ejemplo, evitando frecuencias con baja SNR, y aumentar el tamaño de la constelación en las llamadas subportadoras 'buenas'. Ya se han propuesto técnicas de este tipo para sistemas ópticos en distintas publicaciones.

En la fibra óptica monomodo de larga distancia, el alto valor del PAPR de la señal OFDM puede ser una desventaja fundamental, pero la diferencia es probable que sólo sea significativa en aquellos sistemas con compensación de la dispersión. En los sistemas sin compensación de la dispersión, la dispersión de la señal hará que la distribución de energía de OFDM y otros esquemas de modulación lleguen a ser similares en puntos distantes del transmisor. Para sistemas con compensación de la dispersión, el recorte de la señal OFDM antes de la transmisión puede reducir significativamente el efecto de la no linealidad de la fibra. El recorte de la señal OFDM es una de las posibles alternativas existentes para reducir el PAPR de la señal.

3.4.2 Coste de la implementación de OFDM

Un inconveniente de OFDM puede ser el costo de la aplicación de esta tecnología en transmisores y receptores ópticos con respecto a otros formatos de modulación. Discutiremos ahora brevemente la aplicación de tres aspectos

de un transceptor: el DSP requerido para la parte digital, los convertidores analógico a digital (ADC) y digital a analógico (DAC), y los componentes ópticos requerido para el transmisor y el receptor en los extremos finales del enlace.

Los requisitos del DSP dependen tanto del número de operaciones aritméticas por bit como del número de bits requeridos para representar la señal en varios puntos dentro del transmisor y el receptor. Una serie de documentos han comparado el número de aplicaciones aritméticas en OFDM con los sistemas ópticos de una única portadora y encontraron que los requisitos computacionales en términos de operaciones aritméticas son similares para los sistemas más eficientes computacionalmente de cada tipo, pero no ha habido trabajos teniendo en cuenta el segundo factor.

Implementaciones que requieran un DSP muy rápido utilizarán aritmética en punto fijo, en lugar de aritmética de punto flotante. Para señales con un amplio rango dinámica tales como OFDM, la elección de un sistema de punto fijo del número de bits, y de los niveles de señal que representan, es un equilibrio entre ser capaz de representar grandes valores de la señal con baja probabilidad de desbordamiento numérico, y la cuantización de errores de ruido y de redondeo que resultan de utilizar únicamente unos pocos bits. Esto es particularmente importante dentro de la IFFT y FFT, donde las adiciones que se producen en cada etapa pueden causar desbordamiento.

El diseño de los DACs y ADCs bien puede ser el factor más crítico para OFDM. Una ventaja de los sistemas de portadora única puede ser que el DAC es requerido para representar solamente unos pocos niveles discretos de la modulación QAM. Así, por ejemplo para un sistema 4-QAM, cada una de las salidas analógicas en fase y en cuadratura del DAC requieren solamente dos niveles (un bit de resolución), para una 16-QAM únicamente se requieren cuatro niveles para cada uno (dos bits de resolución). Esto puede significar que el circuito sea muy simple. Para OFDM, dependiendo del nivel de SNR requerido un DAC con seis o siete bits de resolución puede ser suficiente. Sin embargo, otros aspectos probablemente igual de importantes en el diseño de DAC y de ADC será el máximo desplazamiento temporal permitido, y la linealidad y precisión de la conversión y cómo los errores de estos interactúan con el formato de modulación. En general, debido al efecto de promediado de la FFT el desempeño de OFDM depende de la potencia media de las deficiencias, mientras que para los sistemas de portadora única, el valor de pico puede ser más importante. El desplazamiento temporal ha

recibido relativamente poca atención en la literatura de OFDM e incluso a las velocidades de datos más altas utilizadas en sistemas inalámbricos de banda ancha provoca muy poca degradación. Por otra parte los saltos temporales han sido históricamente uno de las principales limitaciones de los datos de alta tasa en los sistemas ópticos.

La tasa de muestreo será también un factor importante. Para OFDM, la sobrecarga del prefijo cíclico, no utilizando subportadoras en los límites de banda, y cualquier piloto implica que se requiere cierto sobremuestreo. El valor exacto dependerá del diseño detallado del sistema pero probablemente estará en el intervalo comprendido entre el 10-30% de sobremuestreo. La mayoría de los sistemas mono portadores usan una tasa de sobremuestreo de 2, pero Ip y Kahn han demostrado que un factor de tan sólo el 1.5 puede ser suficiente.

Finalmente, la tolerancia de OFDM puede ser diferente en los componentes ópticos y en los sistemas mono portadoras. Para sistemas óptico coherentes, la sensibilidad de OFDM al ruido de fase y al desplazamiento en frecuencia establecerá las tolerancias estrictas sobre la anchura de línea de los láseres, pero en OFDM también es posible compensar digitalmente algunos de estos efectos. La tolerancia de OFDM a las degradaciones introducidas por los componentes ópticos y los algoritmos de procesamiento de señales para mitigarlos son probable que proporcionen muchos futuros temas de investigación interesantes.

4 Modelado del sistema

4.1 Introducción

En esta sección trataremos de explicar como hemos modelado el sistema, desde el transmisor al receptor pasando por el canal que en nuestro caso, como el lector habrá podido intuir se tratará de fibra óptica. Para ello nos apoyaremos en el uso de esquemas que pueden facilitar su comprensión, así como analizaremos cada uno de los bloques que componen nuestro sistema. Es importante destacar que el modelo seguido aquí servirá como base para el desarrollo del código Matlab empleado en las simulaciones, por lo que puede darse el caso que el diseño de un bloque se haya hecho de tal forma que coincida con el uso de funciones que proporciona Matlab en sus librerías. Debido a esto, existirán ciertas características de nuestro modelo que dependerán de las funciones que se hayan utilizado, pero esto no implica que se pierda generalidad en el conjunto del sistema.

En esta parte por tanto analizaremos cada uno de los bloques de los que está compuesto el transmisor y el receptor, teniendo en cuenta, que realizan funciones complementarias, es decir, si el transmisor se encarga de codificar los datos, el receptor realizará la decodificación de los mismos.

Una vez explicado el transmisor y el receptor, finalizaremos esta sección con el modelado del canal. En este trabajo, se han realizado dos modelos de canal, los cuales serán simulados y se compararán en el siguiente capítulo de este trabajo.

Sin más preámbulos, pasamos a presentar el modelo base que nos servirá para guiarnos a lo largo de este capítulo. En la figura 5.1, se puede ver el modelo que nos servirá de guía. Es importante mencionar, que en este

modelo, habrá bloques que permanezcan intactos durante todo el desarrollo del estudio, pero también existirán bloques que desaparezcan o que cambien su funcionalidad, dependiendo de que canal estemos empleando. También se puede dar el caso de que aparezcan nuevos bloques con un propósito específico, pero todo esto lo iremos comentando a su debido tiempo.

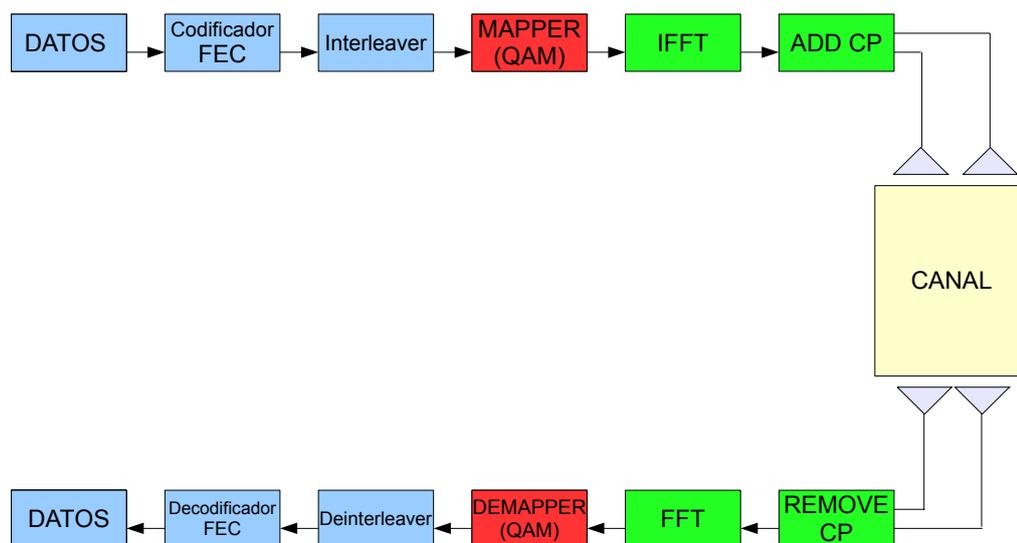


Figura 4.1 Esquema básico.

Como podemos ver en el esquema, cada bloque está representado por un rectángulo de un color. Los colores no tienen sólo un finalidad estética, sino que también sirven para delimitar partes importantes de nuestro sistema, en nuestro caso sirve para indicar con que formato de los datos estamos trabajando, es decir, podemos estar trabajando con bits, con símbolos QAM o con símbolos OFDM. Los tres primeros bloques del transmisor y del receptor son del mismo color, y nos sirve para indicar que estamos trabajando con flujos de bits, es decir, los datos están en unos y ceros. Los bloques del mapper y demapper trabajan con símbolos QAM y se encargan de modular y demodular los datos respectivamente, por tanto, trabajarán con agrupaciones de bits, que según el nivel de la modulación empleada serán mayor o menor el número de bits de cada símbolo. En los dos últimos bloques, estamos trabajando con símbolos OFDM. Estos bloques se encargarán de coger los

símbolos QAM y meterlos en las portadoras del símbolo OFDM. Después de pasar el símbolo OFDM al dominio del tiempo se le añadirá el prefijo cíclico, que no es más que una copia de un intervalo de tiempo de la señal. Este intervalo de tiempo, como ya se comentó en capítulos anteriores, dependerá de las imperfecciones del canal, cuanto más imperfecciones tenga el canal mayor será el intervalo de tiempo que tengamos que usar para proteger los datos.

Nuestro modelo está diseñado para poder trabajar con distintas tasas de códigos, distintos niveles de modulación, distintos tamaños de los símbolos OFDM, distintos tamaños de prefijo cíclico y un largo etc. Todos estos parámetros configurables estarán supeditados a la capacidad del ordenador en el que se corra la simulación. Esto se debe a que el número de operaciones que se tienen que realizar se incrementa de manera exponencial, además de trabajar a nivel de bits con lo que ello supone.

4.2 El transmisor

En este apartado analizaremos el funcionamiento del transmisor bloque por bloque. Enumeraremos cada una de sus funcionalidades y peculiaridades. Como dijimos en la introducción de este capítulo, existirán bloques que cambiarán su funcionalidad en función del canal que estemos empleando, intentaremos explicar el porque de estos cambios.

Pasamos a presentar el modelo básico del transmisor con el que empezaremos el análisis. Este modelo se puede ver en la figura 5.2. Esta figura nos acompañará durante toda esta sección.

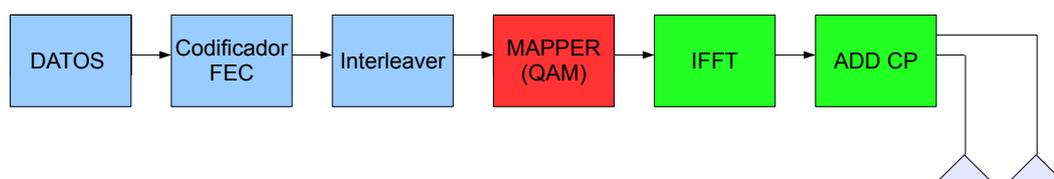


Figura 4.2 Esquema básico transmisor.

4.2.1 Datos

El bloque de datos será el encargado de generar el flujo de bits que serán enviados a lo largo del sistema. El flujo de bits es una secuencia aleatoria de unos y ceros. El bloque de los datos dependerá de la codificación FEC que se hará en el siguiente bloque, por lo que el tamaño de los bloques de datos dependerá de la tasa de código que estemos empleando.

La tasa de código se suele usar en la mayoría de los sistemas de comunicaciones, ya que mediante su uso, conseguimos proteger los datos que queremos transmitir. Debido a la dependencia existente entre el bloque de datos y el bloque de codificación FEC, en nuestro sistema se integrarán en

un mismo bloque con las funcionalidades bien definidas.

Es importante señalar aquí, que aunque nuestro modelo se trata de un transmisor y receptor MIMO de 2×2 , tendremos sólo una fuente generadora de datos y una fuente sumidero de los mismos. Llegado el momento, el flujo de datos original se dividirá en dos, uno para el transmisor uno y el otro flujo para el transmisor dos, con todo lo que ello conlleva.

Para finalizar el análisis de este bloque, decir que es uno de los más sencillos de modelar y que como se ha podido comprobar su funcionalidad es muy básica y de ahí que se haya unido al bloque de codificación FEC que pasamos a analizar en el siguiente apartado.

4.2.2 Codificador FEC

El codificador FEC juega un papel fundamental a la hora de proteger los datos que vamos a transmitir, por lo que una buena comprensión de este bloque nos ayudará a la hora de interpretar los resultados obtenidos en el capítulo de simulaciones, ya que tiene influencia directa en nuestro modelo, pudiéndose ver los resultados de manera clara.

Es muy probable que en nuestro sistema OFDM algunas subportadoras consecutivas puedan sufrir desvanecimientos profundos, provocando que en el receptor el nivel de SNR requerido decaiga por debajo de un valor umbral que permite el correcto funcionamiento de nuestro receptor. Con el fin de hacer frente a los errores de símbolos debidos a los desvanecimientos profundos en esta situación de múltiples portadoras, puede ser esencial emplear códigos FEC, Forward Error Correction. Por lo tanto, la mayoría de los sistemas OFDM prácticos son los sistemas OFDM codificados. Algunos de los códigos FEC más populares asociados con los sistemas OFDM codificados son el código RS, Reed-Solomon, códigos convolucionales, TCM, Trellis-Coded Modulation, códigos concatenados, turbo códigos, y códigos LDPC, Low Density Parity Check. Los códigos FEC pueden realizar correcciones de errores sólo cuando estos están dentro de la capacidad de corrección de errores, que se define como el número máximo de errores que garantizan la corrección por palabra codificada, pero pueden fallar con errores de ráfagas. Es por ello por lo que el siguiente bloque de la cadena se tratará de un interleaver, aunque ya tendremos tiempo de explicarlo más adelante.

Nuestro código empleado se trata de un código LDPC, una clase de código de bloque lineal. El nombre proviene de la característica que tiene su matriz de control de paridad, que contiene sólo unos pocos unos en comparación con la cantidad de ceros existentes. Su principal ventaja es que ofrecen un rendimiento que está muy cerca de la capacidad teórica para una gran cantidad de canales diferentes y por los algoritmos empleados para la decodificación. Además son adecuados para las implementaciones que hacen un uso intensivo del paralelismo, como es el caso de nuestro sistema MIMO.

Fueron introducidos por primera vez por Gallager en su tesis doctoral en 1960. Pero debido al esfuerzo computacional en la implementación del codificador y del decodificador para tales códigos y la introducción de los códigos RS, fueron ignorados en su mayoría hasta hace unos pocos años.

En este modelo, las matrices LDPC empleadas son aquellas empleadas en el estándar DVB-S.2, Digital Video Broadcasting Satellite version 2, según la tasa de código empleado utilizaremos una matriz u otra. Aquí estaría bien mencionar, que se han usado estas matrices debido a que son proporcionadas por Matlab, y que la tasa de código que podemos usar es lo suficientemente amplia como para poder tener distintas simulaciones. Estas tasas son $1/4$, $1/3$, $2/5$, $1/2$, $3/5$, $2/3$, $3/4$, $4/5$, $5/6$, $8/9$, y $9/10$.

Como se puede comprobar en el párrafo anterior, las tasas de códigos que podemos emplear son muy variadas, y el lector se puede preguntar por ejemplo, el porqué elegir una tasa de $1/4$ y qué es lo que lo diferencia con el de $9/10$. Pues bien, la respuesta a esta pregunta es según la protección que queremos darle a nuestro código, tendremos que elegir una tasa de $1/4$ para darle la mayor protección posible o la de $9/10$ si no nos interesa darle mucha protección. La tasa sirve para indicar el número de bits que salen por cada bit que entra, es decir, para el caso $1/4$, por cada bit que entra en el codificador salen cuatro bits redundantes que sirven para proteger al bit que ha entrado al bloque.

Este código de canal, suele dar algún que otro dolor de cabeza, ya que, el ingeniero tiene que jugar con la protección que quiere dar a los datos y el régimen útil de los mismos. Cuanta más protejas a los datos más bits redundantes saldrán del codificador, por lo que estaremos reduciendo la capacidad del canal con estos bits redundantes que no llevan información alguna. Por tanto, el responsable de establecer la tasa de código, tendrá que

tener en cuenta diversos factores como por ejemplo las imperfecciones del canal, cuanto peor sea el canal más nos interesará proteger la información, y el tipo de información que queremos enviar, ya que se puede diferenciar entre información de control o información de usuario. En la mayoría de los estándares, la información de control exige una mayor protección de su contenido que en la información de usuario.

4.2.3 Interleaver

La funcionalidad de este bloque es entrelazar los bits que han salido del codificador FEC, de manera que la secuencia de bits que sale de este bloque sea inmune a los errores de ráfagas. El entrelazado consiste en disponer los bits de forma aleatoria siguiendo una determinada estructura de forma que si se comete un error en la detección de un bit, este no afecte a los siguientes, y no se propague el error por la secuencia recibida.

En la práctica, el entrelazado es empleado a menudo para convertir los errores de ráfaga en errores aleatorios. Hay dos tipos de interleaver:

- Entrelazado convolucional.
- Entrelazado de bloque.

Un dispositivo de entrelazado convolucional consiste en un conjunto de registros de desplazamiento, cada uno con un retardo fijo. En un entrelazado convolucional normal, los retrasos son múltiplos enteros no negativos de un entero fijo. Cada nuevo símbolo a partir de un vector de entrada se alimenta en el siguiente registro de desplazamiento y el símbolo más antiguo en ese registro se convierte en parte del vector de salida. Un entrelazador convolucional tiene memoria, es decir, su funcionamiento depende no sólo de los símbolos actuales, sino también en los símbolos anteriores.

Un entrelazador de bloque acepta un conjunto de bits y los reordena, sin repetir u omitir cualquiera de los bits del conjunto. El número de bits en cada conjunto se fija para un entrelazador dado. El funcionamiento del entrelazador en un conjunto de bits es independiente de su operación en todos los otros conjuntos.

Un entrelazador permuta símbolos según un mapeo. El desentrelazador correspondiente utiliza la aplicación inversa para restaurar la secuencia original de símbolos. Por tanto, el uso del interleaver y deinterleaver pueden ser

útiles para reducir los errores causados por errores de ráfaga en un sistema de comunicación.

En nuestro sistema hemos usado un entrelazador de bloque, de manera que escogemos una permutación de una tabla de manera aleatoria usando para ello un estado inicial que nosotros proporcionamos. Mediante el empleo de esta técnica, conseguimos reducir la tasa de error.

4.2.4 Mapper

En el mapper entrarán los bits que han salido del bloque anterior y según el nivel de la modulación que estemos usando, iremos cogiendo la ristra de bits de $\log_2 M$ hasta el final, siendo M , el nivel de la modulación. La modulación que empleamos es una QAM en donde la información está contenida en la amplitud y en la fase de nuestra señal.

Como podemos deducir, si la ristra de bits no es múltiplo del número de bits que forman un símbolo QAM, tendremos que añadir más bits de forma aleatoria para poder seguir el procedimiento. Estos símbolos que se añaden no tendrán ninguna influencia en nuestro sistema, ya que se eliminarán cuando nos convenga.

Es de señalar aquí, que existe un tipo muy popular de señales QAM en la que los niveles de amplitud toman un conjunto de valores separados una distancia constante, de manera que la constelación correspondiente es rectangular. Este tipo de señales tiene la ventaja de su fácil generación, pues pueden ser consideradas como dos señales PAM en cuadratura. Por este motivo, en nuestro modelo se usarán los niveles de modulación 4, 16, 64, 256...

También es muy importante señalar el uso que hacemos de la codificación de Gray. Esta asignación es la preferida, ya que, a niveles de amplitud adyacentes les corresponden bloques que difieren únicamente en un dígito binario, a esto se le denomina codificación de Gray. Con esta codificación nos garantizamos que en la mayor parte de los casos el símbolo detectado sólo difiere del realmente enviado en un bit, en el caso de que haya una recepción incorrecta.

4.2.5 Aplicación de OFDM

En este bloque vamos a distinguir entre los dos casos modelados en este proyecto, que son el caso del canal AWGN y el del canal MIMO sobre fibra óptica. Aunque hagamos esta diferenciación, hay que decir que la finalidad del mismo es la misma, que es la de implementar la modulación OFDM sobre nuestra señal transmitida. Por lo que a grandes rasgos, este bloque se encargará de montar los símbolos QAM que salen del bloque anterior, denominado mapper, sobre las portadoras OFDM que estemos usando en ese momento.

En la figura 5.2 podemos ver que la aplicación de OFDM a nuestro sistema corresponde a los bloques verdes, es decir, al conjunto de bloques formados por el de IFFT y el de ADD CP. Como se puede observar también, este paso es el último antes de transmitir la señal por el canal, por lo que es necesario que haya una buena implementación y comprensión del mismo.

Canal AWGN

En el modelado de este canal lo primero que se hace es distribuir los símbolos QAM que salen del mapper entre las portadoras OFDM que estemos usando en ese momento. Conviene resaltar aquí, que aunque nuestro sistema emplee por ejemplo 1024 portadoras, no todas ellas van a ser empleadas para transmitir. Al igual que ocurre en la mayoría de los estándares, se suele dejar una banda de guarda al principio y al final del ancho de banda que estemos usando para no producir interferencia a otros sistemas que tienen sus canales colindantes a nuestro sistema y por tanto reducir prestaciones en ambos sistemas. El tamaño de la banda de guarda suele ser pequeño en comparación con el número de portadoras empleadas, ya que, de otra manera reduciríamos enormemente la capacidad de transmisión del sistema. Además este número elegido, en la mayoría de las especificaciones de distintos sistemas, es un número impar, ya que a la hora de distribuirlas en los extremos, se deja una más en el extremo izquierdo que en el derecho, pero esto es sólo una cuestión de nomenclatura.

En la figura 5.3 podemos ver como quedaría nuestro símbolo OFDM una vez montados todos los símbolos QAM en las portadoras OFDM. La figura es muy ilustrativa, ya que expone en forma de imagen todo lo que hemos expuesto en el párrafo anterior. En ella, podemos ver claramente como quedarían las bandas de guardas, el número de portadoras usadas, el ancho de banda ocupado y un largo etc.

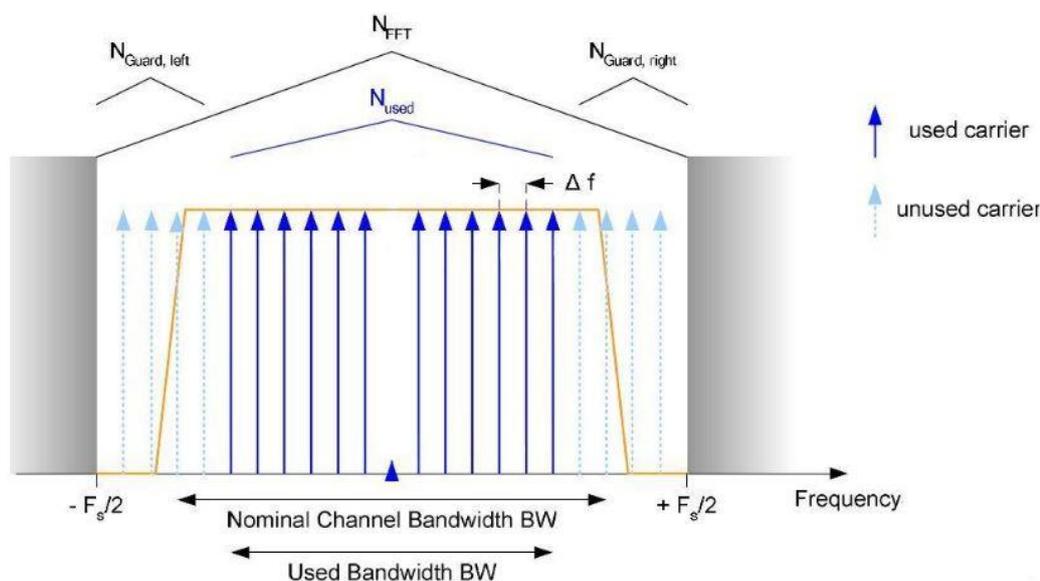


Figura 4.3 Descripción de los parámetros del sistema OFDM en el dominio de la frecuencia.

Una vez conformado nuestro pulso OFDM, estamos ya en condiciones de hacer la IFFT, es decir, de pasar al dominio del tiempo. Para ello realizamos la transformada rápida de Fourier inversa de nuestro conjunto de símbolos OFDM. Una vez realizado este cálculo, tendremos la señal en el dominio del tiempo y podremos añadir ya el prefijo cíclico, que precisamente es el bloque siguiente.

El bloque de ADD CP, como se puede intuir, es el encargado de añadir el prefijo cíclico, que como se explicó en el desarrollo de la teoría de OFDM, no es más que una copia del final de la señal en el dominio del tiempo, que se coge y se pone al principio. Con esto se consigue que la señal sea inmune a entornos multitrayectos que como es bien sabido es causante de la dispersión del retardo y si esta dispersión del retardo llega a ser considerable, provoca entonces desvanecimientos selectivos en frecuencia y por tanto, esto implicaría el uso de un ecualizador para poder recuperar la señal.

El tamaño del prefijo cíclico que se suele emplear en la mayoría de los casos es el de un cuarto del tamaño de la IFFT. Esto se hace así por conve-

nio, pero también se puede modificar el tamaño de este prefijo cíclico en función de la dispersión del retardo que sufra nuestra señal. Cuanto mayor sea este tamaño, podremos hacer frente a dispersiones del retardo mayores pero como contrapartida provocará un mayor tiempo de símbolo de nuestra señal, lo que a su vez puede provocar desvanecimientos selectivos en tiempo ya que se supere el tiempo de coherencia del canal. El tiempo de coherencia es una medida estadística del tiempo durante el cual el canal permanece constante. En el caso particular de OFDM al dividir el flujo de bits de gran velocidad en flujos menores, se aumenta el tiempo de símbolo y se aumenta el riesgo de tener desvanecimientos, ya que el tiempo de símbolos pudiera ser mayor que el tiempo de coherencia del canal. Podemos ver como quedaría nuestro símbolo al finalizar todo este proceso en la figura 5.4.

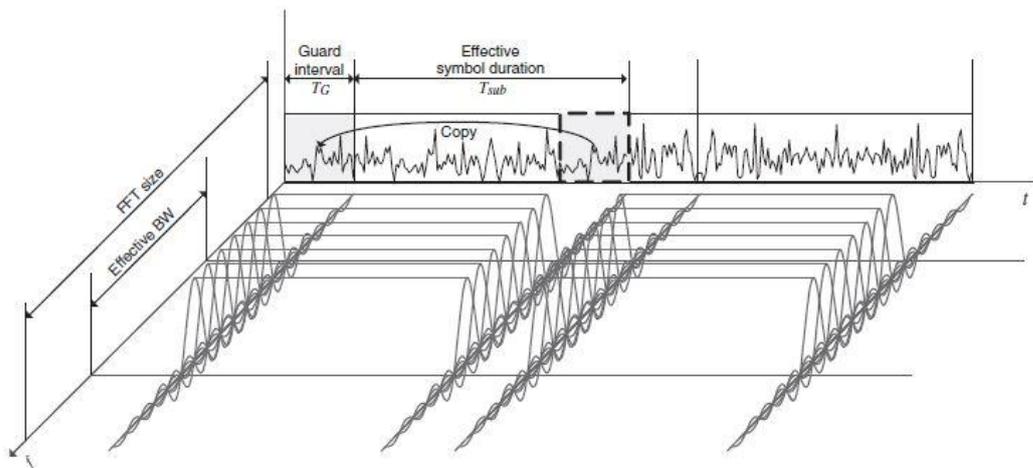


Figura 4.4 Descripción del símbolo OFDM en el dominio del tiempo y de la frecuencia.

A la salida de este bloque, tenemos la señal en el dominio del tiempo y estamos en condiciones de poder enviarla a través del canal AWGN.

Canal MIMO

La diferenciación que hemos hecho de este último bloque de la cadena del transmisor se debe a que en este canal MIMO, trabajamos en el dominio de la frecuencia. Se ampliarán mas detalles de este canal en las siguientes secciones de este mismo capítulo. Por ahora nos basta con saber que en este modelo ya no se requiere añadir prefijo cíclico, por lo que este último bloque desaparece del sistema, tal y como se muestra en la figura 5.5. La ausencia de este bloque que añadía el prefijo cíclico, se debe a que la señal en el canal AWGN pasaba en el dominio del tiempo y por tanto hacíamos la convolución en el tiempo, ahora la señal pasa en el dominio de la frecuencia, por lo que sólo tenemos que multiplicar la señal que sale del transmisor con la matriz que modela el comportamiento del canal.

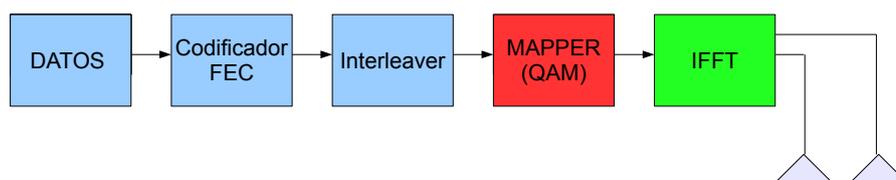


Figura 4.5 Esquema transmisor MIMO.

Como se puede intuir, en este segundo canal la señal que se obtiene a su salida y que llega al receptor, no es mas sino el resultado de la siguiente operación matemática, que no es más que la multiplicación de dos matrices:

$$Y = H * X \quad (4.1)$$

En donde las mayúsculas sirven para denotar que estamos en el dominio de la frecuencia, H es una matriz de 2×2 que modela el comportamiento de la fibra óptica y X es un vector de 2 filas, la primera fila se corresponde con el transmisor uno y la segunda fila con el transmisor dos.

Por tanto, en este segundo caso, la implementación de OFDM, consiste en distribuir cada uno de los símbolos QAM en cada una de las portadoras y añadir las bandas de guardas, para no interferir en servicios adyacentes a nuestra banda. Una vez realizado este proceso, estamos en condiciones de enviar la señal por el canal. Es importante destacar aquí, que la ausencia del prefijo cíclico no es tan importante debido a que estamos controlando de forma implícita la dispersión que sufre la señal con el modelado que hemos hecho del canal y que explicaremos más adelante. De esta manera nos ahorramos tener que estar pasando del tiempo a frecuencia y viceversa un par de veces simplificando el modelado del sistema.

4.3 El receptor

En este apartado analizaremos el funcionamiento del receptor bloque por bloque al igual que hicimos con el transmisor. Enumeraremos cada uno de los bloques y analizaremos aquellos bloques que tienen una finalidad distinta a la que tienen en transmisión, sin prestar mucha atención por aquellas características comunes al funcionamiento del transmisor que ya se explicaron en el apartado anterior. Como el lector habrá podido intuir, existirá un paralelismo en el desarrollo de esta sección con el de la sección anterior.

Pasamos a presentar sin más preámbulos el modelo básico del receptor con el que empezaremos el análisis. Este modelo se puede ver en la figura 5.6, que nos acompañará durante prácticamente la totalidad de esta sección.

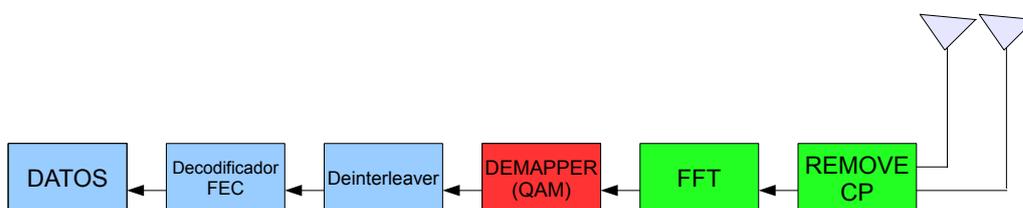


Figura 4.6 Esquema básico receptor.

Adviertase en la figura 5.6 el sentido de las flechas, ya que indican por donde entran los datos a los bloques y el sentido que recorren estos en la

cadena. Como se puede comprobar el sentido de las flechas es el contrario al que existía en el transmisor y es importante comprender esta diferencia.

4.3.1 Datos

El primer bloque de la cadena, visto de izquierda a derecha, se denomina datos pero en realidad, se trata del último bloque de nuestro sistema. Este bloque del receptor difiere del bloque de datos del transmisor en que este último es el generador de datos, y el otro es lo que se denomina en la lengua inglesa el sumidero donde van a parar los datos.

Será a partir de la salida de este último bloque del receptor cuando estemos en condiciones de analizar las prestaciones de nuestro sistema. Este análisis consistirá en comparar los datos transmitidos por la fuente de datos del transmisor con la salida de este bloque, de manera que se pueda comprobar el número de errores que se producen durante todo el proceso con la finalidad de definir la potencia que necesitamos en el sistema para conseguir una tasa de error de bit, BER, aceptable.

Como se comentó anteriormente, existen distintos métodos para reducir los errores todo lo posible, como puede ser el uso de un codificador de fuente o de un codificador de canal. Con estas técnicas se consigue reducir el número de errores a cambio de aumentar la complejidad del sistema.

Este bloque de datos perteneciente al receptor, se integrará en el bloque de decodificación FEC, que pasaremos a analizar en el siguiente apartado. Hay que destacar, que a diferencia del generador de datos del transmisor, este bloque no tiene ninguna función especial, sólo será el encargado de recoger todos los datos que se han transmitido por el canal.

4.3.2 Decodificador FEC

El decodificador FEC será el encargado de pasar de "log-likelihood ratios" a unos y ceros, por lo que tiene un papel fundamental a la hora de obtener los datos que hemos recibido, por tanto una buena comprensión de este bloque nos ayudará a la hora de interpretar los resultados de las simulaciones.

Este bloque implementa el algoritmo de decodificación de códigos de baja densidad de control de paridad, LDPC, que como ya se dijo antes, son códigos lineales de control de errores con matrices dispersas de control de

paridad y longitudes de bloques largos para que se puede lograr un rendimiento cercano al límite de Shannon.

Los tipos datos con los que trabaja a la entrada de este bloque, son de tipo "soft decisions", es decir, "log-likelihood ratios". El decodificador será el encargado de pasar de este tipo de datos a unos y ceros. Cada elemento del vector que entra en este bloque no es más sino la relación log-likelihood para un bit recibido, en el cual la probabilidad de ser cero será muy alta si la relación log-likelihood es positiva y en donde la probabilidad de ser uno será muy alta si la relación log-likelihood es negativa. En caso de ser cero, existirá la misma probabilidad de que sea un uno o un cero.

Estos datos con los que trabaja el decodificador FEC, provienen de la salida del deinterleaver que analizaremos más adelante. Recordar que con el fin de hacer frente a los errores de símbolos debidos a los desvanecimientos profundos en situación de múltiples portadoras, es esencial emplear códigos FEC y por lo tanto también decodificadores FEC.

Este bloque se comporta de igual forma para ambos canales analizados y debido a la sencillez de su implementación, hemos unido este bloque decodificador FEC, con el bloque "sumidero" de datos. Para el correcto funcionamiento del bloque, hay que indicar la tasa de código empleada para proteger a los datos en transmisión y los datos que han sido recibidos una vez demodulados y desentrelazados. Por tanto, a la salida de nuestro sistema si no existe ningún error, podemos esperar recibir los mismos datos que se han transmitidos.

4.3.3 Deinterleaver

La funcionalidad de este bloque es desentrelazar los "log-likelihood ratios" que han salido del demapper, de manera que la secuencia de salida de este bloque vuelva al orden original previo a la salida del entrelazador del transmisor. Recordemos que mediante esta técnica la secuencia de salida de este bloque es inmune a los errores de ráfagas. El desentrelazado consiste en reordenar los bits de forma que se restablezca el orden de la secuencia original.

Como se puede deducir el deinterleaver realiza la operación contraria al interleaver. Lo único que necesita saber el deinterleaver, es la manera

con la que se han entrelazado los datos. A este dato le hemos denominado "semilla". Así que conociendo la semilla empleada por el transmisor, el receptor ya puede ordenar los datos de forma correcta.

Concluimos aquí este apartado no sin antes remitir al lector al apartado de interleaver que se encuentra en el transmisor, ya que allí podrá encontrar más información de por qué se ha usado esta técnica.

4.3.4 Demapper

Llegamos ahora a uno de los bloques principales del receptor, ya que, sin el correcto funcionamiento de él, el sistema no funcionaría, por lo que una correcta comprensión de este bloque es fundamental para comprender el sistema. Como se advirtió al principio del capítulo, este bloque es uno de los que se implementa de manera distinta según que canal se esté simulando pero hay que recordar que su funcionalidad es la misma.

En el demapper entrarán los símbolos que han salido del bloque FFT, tal y como podemos ver en el esquema 5.6. Por tanto estos símbolos que entran, estarán en frecuencia y tendrán componentes de ruido, por lo que el demapper tendrá que elegir el símbolo que se ha transmitido en función de alguna regla que ahora explicaremos. A la salida del bloque tendremos los "log-likelihood ratios", LLR, de cada uno de los bits que forman el símbolo que se ha elegido por parte del demapper. Como ya se explicó anteriormente, cada símbolo está formado por una ristra de bits determinada, por lo que aquí se realiza el paso inverso al que se hacía con el mapper.

Ya se comentó anteriormente que el decodificador FEC trabaja con LLR, por lo que tendremos que especificar el método de decisión que queremos emplear en nuestro demodulador, que en este caso se trata de "log-likelihood ratios".

En nuestro demodulador hemos empleado el algoritmo de máxima probabilidad a posteriori conocido también como algoritmo BCJR por las iniciales de sus autores, Bahl Cocke, Jelinek y Raviv, fue formalmente presentado en 1974 por Bahl como una alternativa para la decodificación de códigos convolucionales. La decodificación con algoritmos MAP ha tenido un resurgimiento desde el descubrimiento de los codificadores turbo. Los decodificadores MAP realizan una decisión símbolo a símbolo óptima, y además

proveen salidas soft, que consisten en una versión cuantificada de la decisión del decodificador que puede ser vista como la probabilidad de dicha decisión. La utilización de este algoritmo aumenta la complejidad del sistema. Es por ello por lo que se utiliza una simplificación del algoritmo MAP, el cual se conoce como Max-Log-MAP. Nos disponemos a presentar este algoritmo.

Como es bien sabido, en el sistema de codificación del transmisor, los bits codificados son agrupadas en vectores de bits, cada uno con la longitud $k = \log_2 M$ y denotado por $\mathbf{b} = (b_0 b_1 \dots b_{k-1})$. El vector \mathbf{b} se asigna a continuación a un punto de la constelación $x \in \mathcal{X}$ para la transmisión, en donde $\mathcal{X} = \{x_m, 0 \leq m < 2^k\}$ denota el conjunto de señales de tamaño 2^k , también conocido como alfabeto.

En el receptor, la información de cada bit codificado es calculado basándose en la señal recibida y , que luego se pasa al decodificador. Para el demodulador Log-MAP, la información en el i -ésimo bit es expresada en la forma de relación de probabilidad logarítmica (LLR), L_i de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$L_i = \log \frac{P(b_i = 0|y)}{P(b_i = 1|y)} = \log \frac{\sum_{x \in \mathcal{X}_i^{(0)}} P(x|y)}{\sum_{x \in \mathcal{X}_i^{(1)}} P(x|y)} = \log \frac{\sum_{x \in \mathcal{X}_i^{(0)}} p(x|y)}{\sum_{x \in \mathcal{X}_i^{(1)}} p(x|y)} \quad (4.2)$$

para $0 \leq i < k$, en donde $\mathcal{X}_i^{(b)}$ denota el subconjunto de la señal de \mathcal{X} con el bit i -ésimo puesto a $b \in \{0, 1\}$. La última igualdad en 4.2 se sigue de la Regla de Bayes y de la suposición de que las señales $x_m, 0 \leq m < 2^k$ son equiprobables.

Un canal de desvanecimiento plano se modela como $y = hx + n$, donde h indica la información de estado del canal y n representa el valor complejo AWGN con media cero y varianza $\frac{N_0}{2}$ por dimensión. Cuando la información de estado del canal h está disponible en el receptor, la función densidad de probabilidad condicional $p(y|x)$ en 4.2 puede ser escrita como $p(y|x) = \left(\frac{1}{\pi N_0}\right) \exp\left(-\frac{|y - hx|^2}{N_0}\right)$. Observar que, dada la disponibilidad de la información de estado del canal, la señal recibida puede ser igualada en fase, después de lo cual sólo la amplitud de h es requerida. Por lo tanto, simplemente asumimos que h es un valor real no negativo. Mediante el uso de la conocida aproximación del máximo de la suma de $\sum_j z_j \approx \max_j z_j$ para z_j no negativos, donde la suma está dominada por el mayor término, el

demodulador Max-Log-MAP convencional se formula fácilmente como:

$$L_i \approx \log \frac{\max_{x \in \mathcal{X}_i^{(0)}} p(y|x)}{\max_{x \in \mathcal{X}_i^{(1)}} p(y|x)} = -\frac{1}{N_0} \left(\min_{x \in \mathcal{X}_i^{(0)}} |y - hx|^2 - \min_{x \in \mathcal{X}_i^{(1)}} |y - hx|^2 \right) \quad (4.3)$$

El Max-Log-MAP de 4.3 es una aproximación bastante exacta del Log-MAP de 4.2 en regiones con alta relación señal ruido, SNR, y evita las complejas operaciones exponenciales y logarítmicas. Para cada señal recibida, el demapper Max-Log-MAP calcula todos los 2^k distancias euclidianas, es decir, calcula $|y - hx|^2$ para cada $x \in \mathcal{X}$, para encontrar los dos términos mínimos descrito en 4.3. Por lo tanto, su complejidad se reduce significativamente.

Como el lector habrá podido comprobar, la utilización de este método reduce el número de cálculos significativamente, pero puede que no se haya caído en que el sistema es MIMO, por lo que este hecho hace que se incremente el número de operaciones en potencias de dos. Utilizaremos un ejemplo para comprender mejor en la situación que nos encontramos. Supongamos que vamos a utilizar una 64-QAM para modular los datos. Esto implica que el número de bits por cada símbolo es de seis bits, como en cada instante de tiempo se transmiten dos símbolos, ya que nos encontramos en un canal MIMO 2x2, tenemos un total de 12 bits por cada intervalo de tiempo. Las combinaciones de símbolos posibles son un total de $64^2 = 4096$ por lo que en cada intervalo de tiempo, tendremos que comparar los dos símbolos que nos lleguen con las 4096 combinaciones posibles, para saber que combinación es la más probable que se haya transmitido. Esto provoca que aumente de manera drástica el número de operaciones que hay que realizar, pudiendo incluso retardar el resultado de una manera considerable.

4.3.5 Aplicación de OFDM

En este bloque vamos a distinguir entre los dos casos modelados al igual que se hizo en el transmisor. Este conjunto de bloques se encarga de tratar de forma apropiada a la señal OFDM recibida, de manera que en el receptor se puedan obtener los datos que fueron transmitidos. Recordemos, que según en que caso nos encontremos, recibiremos la señal OFDM en tiempo o en frecuencia, por lo que las operaciones que tengamos que llevar a cabo dependerán de en que situación nos encontremos. Por tanto este conjunto de bloques sirven para dar un correcto tratamiento de la señal OFDM.

En la figura 5.6 podemos ver que el tratamiento OFDM de la señal se aplica en nuestro sistema en los bloques verdes, es decir, el conjunto de bloques formados por el de FFT y el de REMOVE CP. Como se puede observar este paso es el primero que se realiza al recibir la señal, por lo que es necesario una buena adecuación de nuestro sistema a las características que nos fije nuestro canal.

Canal AWGN

En el modelado de este canal, la señal que se recibe está en el dominio del tiempo por lo que el primer paso que se realizará en el receptor es el de eliminar el prefijo cíclico. Esta es la función principal del bloque REMOVE CP, que como su nombre indica, no tiene otra función más que la de eliminar el prefijo cíclico que se añadió en el transmisor. Por tanto, la entrada de este bloque es la señal OFDM recibida, que como es de esperar tendrá ruido añadido por el canal, y la salida es la misma señal OFDM recibida pero sin el prefijo cíclico. Es por ello, por lo que este bloque debe conocer el tamaño del prefijo cíclico que se añadió en el transmisor, para saber exactamente hasta que instante de tiempo debe estar funcionando.

Una vez eliminado el prefijo cíclico, el siguiente paso es pasar a frecuencia la señal, y esa es la función que realiza el bloque de FFT. Este bloque es el encargado de aplicar la Fast Fourier Transform, de manera que la entrada del bloque es una señal en tiempo y la salida del bloque es una señal en el dominio de la frecuencia. Para más información de las operaciones realizadas, se remite al lector al capítulo de OFDM, en donde podrá encontrar la matemática implícita en esta herramienta.

Como se ha podido comprobar, existen muchos detalles que ya se explicaron en secciones anteriores que tienen que ver con este bloque, ya que en el transmisor y el receptor tienen ambos bloques funcionalidades parecidas.

Canal MIMO

Ya se comentó en el transmisor la diferenciación entre los dos canales, y en este la peculiaridad residía en que en este canal se trabajaba en el dominio de la frecuencia. Por tanto, como se trabaja en frecuencia, los bloques que trabajan en tiempo no son necesarios, por lo que si no teníamos que añadir prefijo cíclico, ahora tampoco tendremos que quitarlo, pudiéndonos ahorrar todos estos pasos. Este hecho se puede ver mejor en la siguiente figura 5.7.

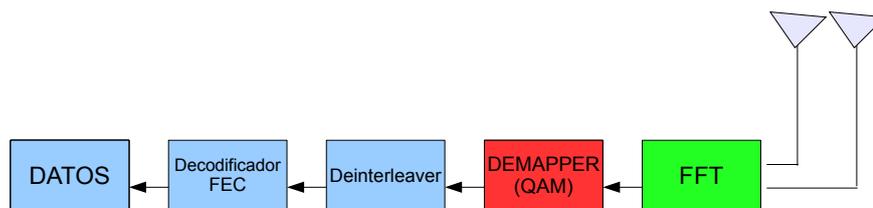


Figura 4.7 Esquema receptor MIMO.

Por tanto, en este segundo caso, el bloque que realiza las operaciones relacionadas con OFDM sólo tiene dos funciones, que pasamos a detallar. La primera de ellas es eliminar las bandas de guardas, por lo que debe conocer el tamaño de las bandas de guarda que se introdujeron en el transmisor. Una vez eliminadas, ya se puede realizar la FFT de la señal recibida, el resultado de esta operación será el que salga de este bloque y el que entre en el demodulador.

4.4 El canal

En esta sección hablaremos sobre los distintos canales modelados en este trabajo. Esta parte por tanto es una pieza fundamental para la comprensión de este estudio, por lo que se requiere un análisis detallado del canal.

A diferencia de otros trabajos, el medio por el que se propaga la señal no es el espacio libre, sino la fibra óptica. Este medio como ya se ha comentado, presenta sus ventajas e inconvenientes. A la fibra óptica se le añadirá la característica de un sistema MIMO, y este será uno de los canales analizados en este trabajo. El otro canal que se analizará, es un canal MIMO pero con la peculiaridad de que se trata de un canal AWGN. Se debe tener en cuenta que este canal es ideal y que sólo sirve como modelo de referencia para comparar resultados con un modelo real. De ahora en adelante nos referiremos a este canal ideal como canal AWGN y al canal real como canal MIMO.

Esta sección se estructura en dos apartados, un breve apartado será para el canal AWGN, en donde se intentará explicar la importancia de este canal a la hora de establecerlo como referencia, y el otro apartado será para el

canal MIMO, en donde se explicará que herramientas matemáticas hemos utilizado para implementar el modelo de fibra óptica empleado.

4.4.1 Canal AWGN

Este canal se suele estudiar en todos los sistemas de comunicaciones, ya que, posee unas propiedades matemáticas que lo hacen muy útil para poder ser estudiado en cualquier medio. Además sirve como modelo de referencia, por lo que sus resultados nos servirán de base para saber si nuestro modelo que queremos implementar está muy lejos de lo que realmente podríamos esperar.

En este apartado, trataremos de presentar estas propiedades matemáticas que lo hacen tan útil y la forma que hemos tenido de implementarlo en nuestro modelo. Este apartado será breve, ya que, no es objetivo de este trabajo el estudio de este canal, pero debido al uso que se le da, consideramos que lo debíamos explicar en cierta medida.

Pues bien, un canal se llama AGN, ruido aditivo Gaussiano, cuando el canal satisface las dos propiedades siguientes, que se especifican ahora:

1. La primera condición es que la respuesta al impulso del canal se pueda escribir de la siguiente manera:

$$c(n) = \delta(n) = \begin{cases} 1 & n = 0 \\ 0 & \textit{otherwise} \end{cases} \quad (4.4)$$

2. La segunda condición es que $q(n)$ sea un proceso aleatorio Gaussiano.

Si además de ser un proceso aleatorio Gaussiano, $q(n)$ es también blanco, eso implica que se cumple la siguiente característica:

1. Un proceso aleatorio se dice que es blanco si $x(m)$ y $x(n)$ no están correlacionados para cualquier $m \neq n$, es decir, se cumple lo siguiente:

$$E[x(m)x^*(n)] = E[x(m)]E[x^*(n)], m \neq n. \quad (4.5)$$

Cuando un proceso blanco es también estacionario en sentido amplio, WSS, tenemos que se cumple:

$$R_x(k) = \begin{cases} m_x^2 + \sigma_x^2 & k = 0 \\ m_x^2 & otherwise \end{cases} \quad (4.6)$$

Si además $x(n)$ tiene medio cero, entonces:

$$R_x(k) = \delta(k)\sigma_x^2 \quad (4.7)$$

En este caso el espectro de potencia se trata de una constante dada por:

$$S_x(e^{j\omega}) = \sigma_x^2, \forall \omega \quad (4.8)$$

A tales procesos se les conoce como ruido blanco. Un proceso WSS se dice que es coloreado si no es blanco. El ruido del canal $q(n)$ en entornos inalámbricos a menudo puede ser asumido como un ruido blanco aditivo Gaussiano, AWGN, con media cero. Para aplicaciones cableadas, el ruido es a menudo un ruido coloreado aditivo Gaussiano, AGN, pero también es común que se considere como un ruido AWGN. Para AWGN y AGN, amplia estacionariedad en sentido amplio y media cero se suponen por lo general implícitamente.

Otra ventaja que presentan es que cuando el canal se puede considerar como AGN o AWGN, entonces no hay ninguna ISI y el error de transmisión viene sólomente del ruido del canal.

Para implementar este modelo de canal, se ha usado una función de la librería Matlab, cuya principal finalidad es la de añadir ruido a la señal en cuestión.

Entonces para poder implementar el canal se necesita la señal que vamos a transmitir por el canal y el ruido que vamos a querer sumar en nuestra simulación. Este ruido será un ruido blanco aditivo Gaussiano, con todas las propiedades ya comentadas anteriormente. Hay que ser conscientes de que cuanto mayor sea el ruido que sumemos a nuestra señal mayor será el número de errores que se comentan a la hora de decidir que símbolo se ha transmitido. En nuestro estudio, se realizarán varias simulaciones con distintos niveles de ruido para ver como, efectivamente, según el nivel de ruido empleado tendremos un mejor resultado o no. El resultado lo analizaremos

en función de la tasa error de bit obtenida en el receptor.

Por tanto, a modo de resumen, cogeremos la señal que vamos a transmitir por el canal, definiremos distintos niveles de ruido, y en cada simulación iremos sumando estos niveles de ruido a nuestra señal. Por lo que ha la salida del canal, lo que es de esperar, es que tengamos la misma señal transmitida pero con la adición de ruido característica del canal.

4.4.2 Canal MIMO

En este apartado analizaremos en profundidad el canal MIMO OFDM sobre fibra óptica. Estudiaremos el modelo utilizado y las herramientas matemáticas que se han tenido que utilizar par poder llevarlos acabo. Además de la forma de modelar este canal, también describiremos algunas características claves de este canal, que son fundamentales para la correcta comprensión del modelo utilizado.

Empezamos hablando de una característica fundamental a tener en cuenta en la fibra óptica, se trata de la dispersión por modo de polarización, PMD, que es una propiedad intrínseca de la fibra que limita a los sistemas de transmisión por fibra óptica de alta velocidad, aquellos que superan las tasas de 10 Gbps, y de larga distancia. La PMD produce ensanchamientos de los pulsos ópticos transmitidos por una fibra óptica, lo que provoca interferencia entre símbolos y, por lo tanto, un aumento de la tasa de error de bit erróneo.

La PMD ocurre cuando las dos componentes ortogonales de polarización, llamados modos de polarización, del modo fundamental de propagación viajan a distinta velocidad de grupo, llegando en distintos tiempos al final de la fibra óptica, ensanchando y distorsionando los pulsos. Esta diferencia de retardo entre los modos de polarización se denomina retardo diferencial de grupo, DGD. Este parámetro se utiliza para determinar la PMD.

Esta variación de la velocidad de grupo se produce por las características birrefringentes del medio de transmisión: la fibra óptica. La birrefringencia es el cambio en el índice de refracción “n” de los ejes transversales de la fibra óptica, llamados ejes de birrefringencia. En otras palabras, cada modo de polarización de la luz se propagará en un medio con un valor distinto de índice de refracción, lo que implica que la señal original se comporta como dos ondas independientes que viajan a velocidades diferentes a lo largo de

la fibra óptica.

La birrefringencia tiene un carácter aleatorio en función de la distancia y del tiempo, lo que implica que el DGD varía de la misma forma. Este carácter aleatorio hace imprescindible un esquema de compensación de PMD de tipo dinámico. Además, las técnicas y planes de medición tienen que realizarse teniendo en cuenta las características variantes de este fenómeno.

Existe también otra forma de que se produzca un ensanchamiento de los pulsos, esto es producto de la dispersión cromática, cuyo fenómeno se puede considerar determinista y la tecnología de compensadores de este tipo de dispersión se encuentra mucho más desarrollada a diferencia de los compensadores de PMD. Por esta razón, es de vital importancia estudiar el comportamiento de este fenómeno y caracterizarlo para tomar medidas ante posibles escenarios adversos.

El modo fundamental de propagación de la luz en fibras monomodo, HE_{11} se descompone en dos modos de polarización una componente horizontal y otra componente vertical del campo eléctrico. Una forma de describir la polarización, o los modos de polarización de la luz es a través de los vectores de Jones. Mediante el empleo de esta herramienta matemática conseguiremos modelar la fibra óptica como una función de transferencia, que dependerá de la frecuencia utilizada y del retardo diferencial de grupo.

Las componentes horizontales y verticales del campo eléctrico se propagan por la fibra óptica a una velocidad de grupo determinada por el índice de refracción "n". En un material no birrefringente, cada modo de polarización considera el mismo índice de refracción para efectos de propagación. La figura 5.8 ilustra la propagación de un pulso descompuesto en dos modos de polarización en un material no birrefringente.

La birrefringencia se debe a la pérdida de simetría en el índice de refracción del núcleo de la fibra debido a cambios moleculares del material, anisotropía, y/o pérdida de la geometría circular del núcleo de la fibra óptica. La figura 5.9 ilustra este concepto, donde cada eje determina un índice de refracción máximo y mínimo, respectivamente. Las causas por la que una fibra óptica puede perder su geometría circular son: esfuerzos en el proceso de fabricación e instalación durante su vida útil, contracción y dilatación debido a cambios de temperatura, tensiones, curvaturas, etc.

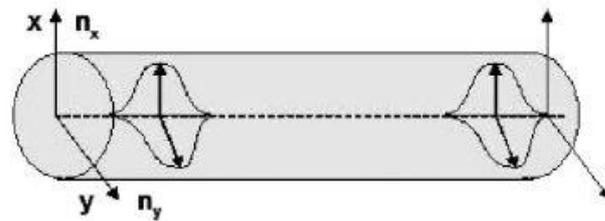


Figura 4.8 Esquema de propagación de dos modos de polarización en una fibra óptica no birrefringente.

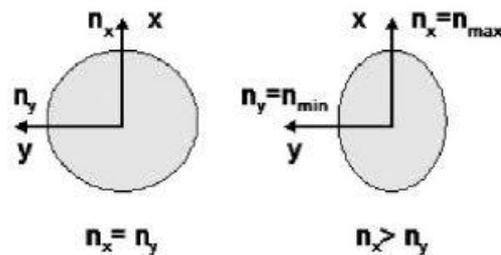


Figura 4.9 Casos de un material no birrefringente y birrefringente.

El efecto neto de la birrefringencia en una fibra óptica es inducir un retardo entre los dos modos de polarización. Este retardo es conocido como DGD, denotado comúnmente como $\Delta\tau$ y se mide en picosegundos (ps). La figura 5.10 muestra este efecto: se introduce un pulso óptico con una polarización distinta al de los ejes de birrefringencia, el cual se descompone en dos pulsos que viajan independientemente a distintas velocidades de grupo, llegando al final de la fibra óptica en distintos tiempos, produciendo un ensanchamiento del pulso óptico total.

En nuestro caso modelaremos la fibra mediante una matriz de Jones, en

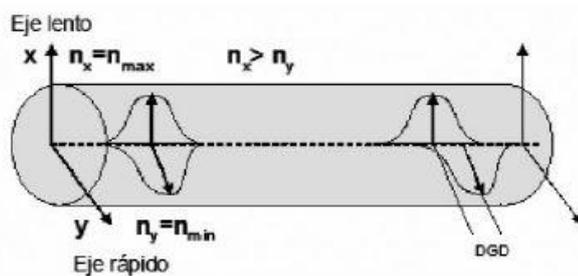


Figura 4.10 Esquema de propagación de dos modos de polarización en una fibra óptica birrefringente.

el dominio de la frecuencia, de ahí que cuando estemos trabajando con este canal, lo hagamos siempre en frecuencia para no tener que estar pasando continuamente del tiempo a frecuencia.

Nuestra función de transferencia que utilizaremos en nuestro modelo, está compuesto por tres matrices que nos disponemos a explicar a continuación. Lo primero es presentar el modelo y nombrar a la matrices que vamos a utilizar.

$$T(\omega) = W(\omega) * H(\omega) * V(\omega) = \begin{pmatrix} w_1 \\ w_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} \quad (4.9)$$

Las matrices $W(\omega)$ y $V(\omega)$ serán matrices polarizadoras de la luz, ya que, en principio, no sabemos el comportamiento que va a tener la fibra con nuestra señal transmitida. De manera, que para simular este comportamiento aleatorio de la fibra con nuestra señal, utilizaremos el modelo de la esfera de Poincaré.

La esfera de Poincaré constituye un modelo adecuado para la representación de la luz, así como de la acción de los medios materiales sobre la luz polarizada. Cada posible estado de polarización está representado por un punto en la esfera, con unas coordenadas 2φ y 2ω . Recíprocamente, cada punto de la esfera de longitud 2φ y latitud 2ω representa un estado de polarización, cuya elipse tiene un azimut φ y una elipticidad ω .

El convenio establecido para fijar los ejes de referencia y el sentido de los ángulos 2φ y 2ω es el que se indica en la figura 5.11. Según es que parte de la esfera nos encontremos, estaremos definiendo un estado de polarización u otro. En nuestro trabajo, sólo nos interesará trabajar con luz totalmente polarizada, por lo que siempre nos encontraremos en la superficie de la esfera, la cual supondremos normalizada.

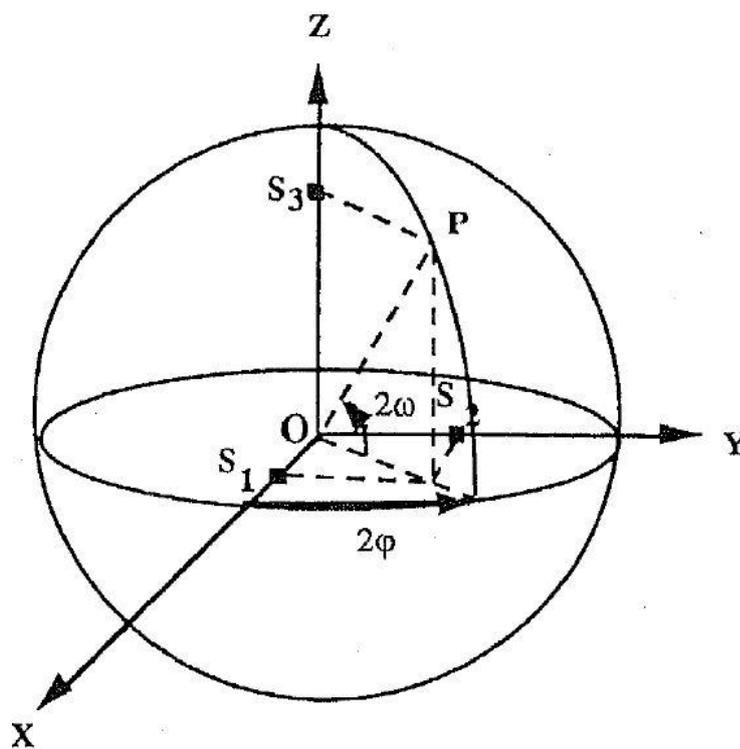


Figura 4.11 Esfera de Poincaré.

Cada punto de la esfera viene determinado por tres coordenadas, una será el radio r , si es cero la luz no está polarizada y si está normalizada a uno la luz estará totalmente polarizada. Las otras dos coordenadas se tratan de coordenadas angulares esféricas 2φ y 2ω . Como hemos comentado antes, establecimos que la luz estuviera totalmente polarizada por lo que $r = 1$ en todos los casos. Lo único que variará de forma aleatoria serán las otras dos

coordenadas.

Una vez obtenido todas las coordenadas de la esfera de Poincaré, estamos en condicione de obtener los parámetros de Stokes correspondientes. Estos parámetros fueron introducidos por George Gabriel Stokes en 1852 y sirven para caracterizar el estado de polarización de una onda. Las ecuaciones que relacionan las coordenadas de la esfera de Poincaré con los parámetros de Stokes, son las siguientes:

$$S_1 = r \cos(2\omega) \cos(2\varphi)$$

$$S_2 = r \cos(2\omega) \sin(2\varphi)$$

$$S_3 = r \sin(2\omega)$$

Una vez obtenidos los valores del vector de Stokes, estamos en condiciones de mapear este mismo vector a una matriz de rotación de Jones. Lo único que tendremos que hacer es realizar la proyección del espacio de Stokes al espacio de Jones. Detrás de esta operación existe un desarrollo matemático implícito que no es motivo de este estudio y del que sólo utilizaremos el resultado final.

Para poder llevar a cabo la operación, lo primero que definimos es un ángulo de rotación α sobre el espacio de Stokes. Este ángulo de rotación se elegirá de forma aleatoria y se usará en la ecuación 4.10. También hay que destacar la importancia de la matriz de Pauli. Estas matrices juegan un papel fundamental en la operación de proyección, ya que su uso permite expandir cualquier matriz compleja de 2×2 en términos de la matriz unitaria y de las tres matrices de Pauli. Estas matrices de Pauli son las siguientes:

$$\sigma_1 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \quad \sigma_2 = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \quad \sigma_3 = \begin{pmatrix} 0 & -j \\ j & 0 \end{pmatrix}$$

Una vez presentado las matrices de Pauli, estamos en condiciones de presentar la ecuación que hemos utilizado para realizar la proyección del espacio de Stokes al espacio de Jones. Como hemos dicho antes, sólo vamos a presentar el resultado final que es el que nos interesa para nuestro trabajo, remitiendo al lector interesado a la bibliografía para poder seguir el desarrollo matemático completo.

$$J = I \cos(\alpha/2) - j \hat{r} \cdot \vec{\sigma} \sin(\alpha/2) \quad (4.10)$$

En la ecuación 4.10 hay que destacar una serie de resultados que tienen una gran relevancia para el desarrollo de este modelado. La I se corresponde con una matriz identidad de 2×2 . El hecho fundamental que permite llegar a este resultado final, es la relación existente entre los vectores de Jones y los vectores de Stokes. Esta relación se basa en el principio de que el vector columna de Jones es un autovector del producto $\hat{r} \cdot \vec{\sigma}$ con un autovalor unitario. Esto que acabamos de decir, se expresa en forma de ecuación de la siguiente manera:

$$|r\rangle = \hat{r} \cdot \vec{\sigma} |r\rangle$$

El vector de Pauli en el espacio de Stokes, $\vec{\sigma}$, no es más que $\vec{\sigma} = (\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3)$. El resultado del producto matricial entre el vector de Stokes y el vector de Pauli es el que se presenta a continuación:

$$\hat{r} \cdot \vec{\sigma} = r_1 \sigma_1 + r_2 \sigma_2 + r_3 \sigma_3 = \begin{pmatrix} r_1 & r_2 - jr_3 \\ r_2 + jr_3 & -r_1 \end{pmatrix} \quad (4.11)$$

Una vez realizado todas las operaciones de la ecuación 4.10 obtenemos la matriz polarizadora que andábamos buscando. Utilizaremos dos matrices polarizadoras, una al principio de la fibra que denotamos al principio del capítulo en la ecuación 4.9 como W y la otra matriz polarizadora se encuentra al final de la fibra y es denotada como V . Hay que añadir, que este mismo resultado se puede expresar de forma más compacta y en la bibliografía correspondiente se explica como, nosotros hemos elegido esta debido a su inmediatez a la hora de implementarlos en el programa.

Algunas características interesantes de estas matrices polarizadoras son que su determinante es igual a la unidad y cumple con la propiedad de que el producto matricial de la matriz polarizadora con su correspondiente matriz Hermítica da como resultado la matriz identidad. Expresado en forma matemática las propiedades anteriores quedan de la siguiente manera:

1.

$$\det(V) = 1$$

2.

$$VV^H = I$$

Obtenidas las matrices polarizadoras, ya sólo queda la matriz H que definimos en la ecuación 4.9. Esta matriz que nos queda por modelar, será la que tenga en cuenta la dispersión por modo de polarización y la que provoque el temido retardo diferencial de grupo.

La matriz H dependerá tanto de la frecuencia como del DGD, $\Delta\tau$. El canal, por el cual se transmiten señales OFDM, será diferente por tanto para cada portadora, ya que, cada una tiene su propia frecuencia. Además el $\Delta\tau$ sigue una distribución Maxwelliana, que en nuestro caso lo conseguimos mediante la raíz cuadrada de la suma de tres variables aleatorias normales al cuadrado. Una vez definidos los parámetros de los que depende la matriz, podemos presentar los valores de cada elemento de la matriz:

$$H = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \exp\left(\frac{-j\omega\Delta\tau}{2}\right) \end{pmatrix} \quad (4.12)$$

Como se puede observar en la ecuación 4.12 los componentes h_{12} y h_{21} tienen un valor igual a cero, lo que se puede interpretar como que los canales están desacoplados en un principio. Esto sería así si no se tuvieran en cuenta las matrices polarizadoras, pero estas matrices provocan que se mezclen los distintos canales de comunicación. El elemento h_{11} está puesto a uno para que nuestro sistema sea causal, lo que implica que se pueda realizar. Es de destacar, que en la teoría existen modelos en los que el elemento h_{11} provocaría un adelanto de la señal, esto se consigue con una exponencial positiva en el lugar de un uno. Por último, el elemento h_{22} sí que produce una dispersión del pulso, provocando un retardo. Aquí llamamos la atención del lector, por el hecho de que cuando estábamos hablando de por qué no añadíamos el prefijo cíclico cuando trabajábamos con este canal, argumentábamos que era porque en el canal controlábamos la dispersión del retardo que se producía. Debido a este motivo, no es necesario la adición de un prefijo cíclico, ya que, la dispersión del retardo está controlado de forma implícita en el model del canal.

Una vez que tenemos las tres matrices de la ecuación 4.9, que modelan el comportamiento del canal, sólo tenemos que multiplicar todas las matrices y obtendremos la función de transferencia que modela el comportamiento del canal. Con esta función de transferencia y la señal de entrada al canal, solo tenemos que multiplicar ambas matrices para obtener la salida.

$$E_{out}(\omega) = T(\omega)E_{in}(\omega)$$

Ahora ya estamos en condiciones de sumar el ruido a la señal. En función de la relación señal a ruido que hemos definido en la simulación, sólo tendremos que hacer el promedio a la señal que nos ha llegado y en función de la potencia que nos de, le tendremos que sumar el nivel de ruido correspondiente.

Concluimos este capítulo, no sin antes destacar la importancia que tiene el modelado del canal, siendo una de las piezas fundamentales de este trabajo y teniendo además cierta complejidad a la hora de entender los resultados que se han usado para realizar las operaciones explicadas durante todo este capítulo.

5 Simulaciones

En este capítulo vamos a presentar las simulaciones llevadas a cabo en este trabajo. El estudio del canal empleado, que ha motivado este trabajo fin de grado, consistirá en el análisis de las curvas de BER obtenidas mediante la simulación, teniendo que comprobar que se asemejan en cierto sentido a las curvas del canal AWGN de referencia. En este análisis, se tendrán en cuenta a los distintos canales presentados en el capítulo anterior, y se probarán con distintos parámetros, como pueden ser el nivel de modulación o la tasa de código empleados. Este capítulo también servirá como puerta introductoria al último capítulo en el que se recogerán los resultados aquí presentados a modo de conclusión. El esquema que vamos a seguir para la exposición y comparación de los resultados, consiste en presentar primero los resultados obtenidos en el canal AWGN, que a priori, es el más favorable para las señales transmitidas por él. Seguidamente, se presentará el mismo canal MIMO modelado con los mismos parámetros de simulación que en el canal anterior.

5.1 Simulaciones

En la realización de todas estas simulaciones, se han definido una serie de parámetros que nos acompañarán durante todo el desarrollo de este capítulo. Estos parámetros se han escogido así porque son los más comunes en la mayoría de los estándares y suelen estar dentro del término medio del conjunto de valores que pueden tomar. Estos parámetros están relacionados con el ancho de banda de nuestro sistema y el tamaño de la FFT necesario para poder implementar la modulación OFDM. En cuanto al ancho de banda, hemos escogido para nuestro sistema uno de los más comunes actualmente en las comunicaciones ópticas, se trata de un ancho de banda de 50Ghz. En

relación al tamaño de la FFT, se ha escogido un tamaño de 1024 portadoras, de las cuales 183 portadoras estarán a cero, ya que se trata de la banda de guarda. Es importante destacar que la banda de guarda sea un número impar, esto es así debido a que la señal tiene un número de portadoras impar porque tiene una portadora central. Es bueno recordar que el número de portadoras totales es siempre una potencia de dos y por tanto un número par, como consecuencia las portadoras de guarda deben ser impares a la fuerza, ya que, el número de portadoras usadas es siempre par. El otro parámetro que caracteriza a nuestra simulación se trata del tamaño del prefijo cíclico, que también se define en la mayoría de los estándares como un cuarto del tamaño de la FFT, aunque como ya se comentó anteriormente, este valor se puede cambiar a conveniencia del ingeniero. Nosotros hemos elegido este valor por dos motivos:

- No afecta a la BER, que en definitiva es el resultado que estamos buscando.
- Será lo bastante grande como para absorber cualquier ISI, efecto que no nos interesará en nuestras simulaciones.

Otra característica que hay que tener muy en cuenta es el nivel de BER que queremos tomar como referencia, para poder decir si un resultado es lo suficientemente preciso o no. En nuestro caso, la BER que se ha fijado en estas simulaciones, es una de las más comúnmente empleadas en la actualidad para el estudio de este tipo de tecnología, se trata de una BER de referencia de 10^{-3} . Por tanto, para poder decir, que tenemos un resultado lo suficientemente preciso, será necesario transmitir una cantidad de bits varios órdenes de magnitud superiores a este valor, como por ejemplo un millón de bits. En estas simulaciones, el número mínimo de bits transmitido ha sido de 16 millones de bits, y el número máximo de 48 millones de bits, de manera que se pueda afirmar, que los resultados tienen la suficiente precisión.

Estamos en condiciones de presentar las simulaciones obtenidas en el estudio de estos canales, no sin antes hacer una mención especial a la técnica empleada para llevar a cabo la simulación. A esta técnica empleada se le conoce con el nombre de análisis de Montecarlo. Para la aplicación de este método es necesario seguir una serie de pasos previos. El primer paso es crear un modelo matemático del sistema que queremos estudiar, recordemos que este modelo matemático se presentó en el capítulo anterior. Una vez que tengamos el modelo matemático, identificamos las variables cuyos comportamientos aleatorios determinan el comportamiento global del sistema. En

nuestro caso para el canal MIMO, recordemos que una de las matrices que se utilizaban para modelar el canal, hace uso de una variable aleatoria que sigue una distribución Maxwelliana. Por tanto, para realizar el experimento, tendremos que generar muestras aleatorias para las variables. Si repetimos este experimento un número "n" de veces, dispondremos entonces de "n" observaciones sobre el comportamiento del sistema. La conclusión a la que se llega es que nuestro estudio, será tanto más preciso cuanto mayor sea el número "n" de experimentos que llevemos a cabo. Dicho en otras palabras, cuanto más muestras generemos de la variable aleatoria, estaremos recorriendo la función densidad de probabilidad con mayor exactitud, y por tanto tendremos un análisis mucho más preciso.

En nuestra simulación, se ha decidido generar mil valores de la variable aleatoria, de manera que se pueda obtener un resultado de lo más preciso. Es de resaltar, que cuanto mayor sea el número generado de variables aleatorias más preciso será nuestra simulación, pero esto a su vez provoca una gran carga computacional, provocando como resultado una excesiva prolongación del tiempo de ejecución de la simulación, hasta tal punto de poner a prueba la paciencia del ingeniero.

Como el lector se habrá podido percatar, en uno de los canales estudiado, más concretamente el canal AWGN, nuestro modelo matemático, no depende de ninguna variable aleatoria a simple vista, pero es de resaltar que el ruido de este canal Gaussiano sigue una distribución normal, por lo que implícitamente su estudio sí depende de generar distintos valores para las variables aleatorias. Esta forma implícita de introducir la variable aleatoria en nuestro modelo, se debe, a que la función de Matlab empleada aquí, *awgn*, introduce esta dependencia dentro de la función por lo que hace un poco más difícil su localización. Para una mayor verosimilitud de ambos modelos matemáticos empleados en sus correspondientes canales, tendríamos que generar un mayor número de variables aleatorias para que los resultados se aproximaran más a la realidad.

Presentamos ahora las simulaciones obtenidas durante todo el trabajo. En las figuras numeradas desde la 5.1 hasta la 5.6 son los resultados obtenidos al emplear como modulación una 4-QAM sobre una señal OFDM. En el pie de imagen de cada una de las figuras se detalla la modulación empleada y la tasa de código utilizada en cada una de las simulaciones. Otro dato que se añade al pie de la imagen es la referencia al tipo de canal que se está simulando, estos son los ya mencionados anteriormente en capítulos

anteriores. No se debe olvidar tampoco, aquellos parámetros que se han tomado como base para realizar estos procesos y que ya se comentaron al principio de este capítulo.

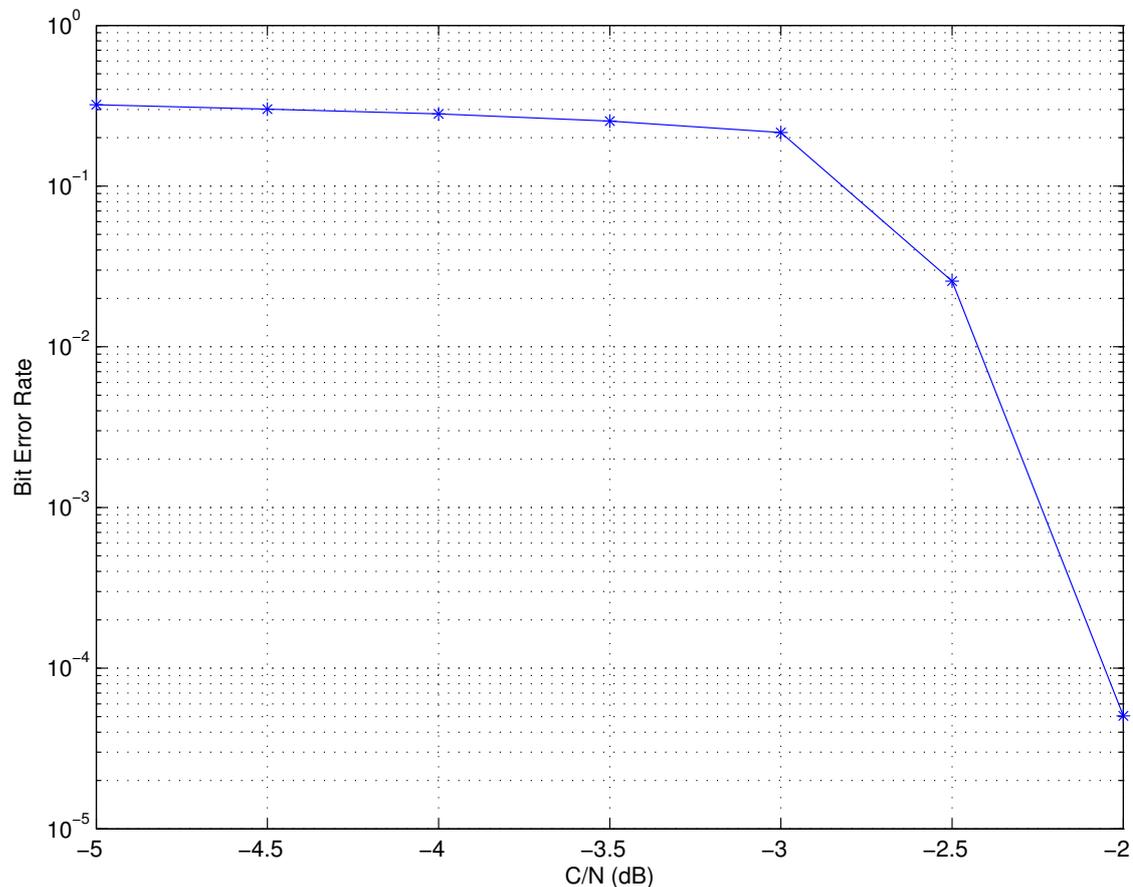


Figura 5.1 Canal MIMO AWGN. Parámetros: $M = 4$, $r = 1/4$.

En la figura 5.1, se puede ver como con una $C/N = -2dB$ se obtiene una BER de $5 * 10^{-5}$ para un canal AWGN. Este resultado se entiende mejor si lo explicamos de la siguiente manera. Con un nivel de ruido superior al nivel de potencia que estamos utilizando para transmitir la señal, se consigue una baja probabilidad de error de bit de entorno a los $5 * 10^{-5}$. Por tanto, con este resultado se puede deducir, que en un canal cuyo nivel de ruido es superior a la potencia de la señal, se obtiene una BER que es compatible con la viabilidad del sistema. Esto implica un ahorro en la energía que vamos a emplear en el sistema, ya que, no necesitamos superar el nivel de ruido del canal. Por otro lado, el resultado aquí expuesto, además de ser la envidia de muchos otros sistemas de comunicaciones, se trata de un canal ideal que está bien para la comparación con otros canales, pero en la realidad no es viable.

En la figura 5.2, tenemos un resultado bastante similar al representado en la figura 5.1, pero con un resultado en general peor que el obtenido en el canal AWGN. La única diferencia responde al canal simulado en cada uno de las gráficas. Como se puede apreciar en ambas gráficas, existe un desplazamiento de la curva de BER en el caso del canal MIMO "real" hacia la derecha. Este desplazamiento es de $2.5dB$, por lo que implica necesariamente, que para obtener la misma tasa de error, es necesario aumentar la potencia de transmisión o disminuir el ruido, cosa que por lo general suele ser menos factible. Entonces con un valor de $C/N = 0.5dB$ obtenemos una BER próxima a $8 * 10^{-5}$. Con este resultado podemos decir que el modelo matemático empleado en el canal MIMO se aleja en cierta medida al modelo del canal AWGN. Esto se debe a ciertos factores, como es el caso del demodulador empleado o del retraso introducido en el canal MIMO. Estos y otros factores se irán comentando a lo largo del capítulo.

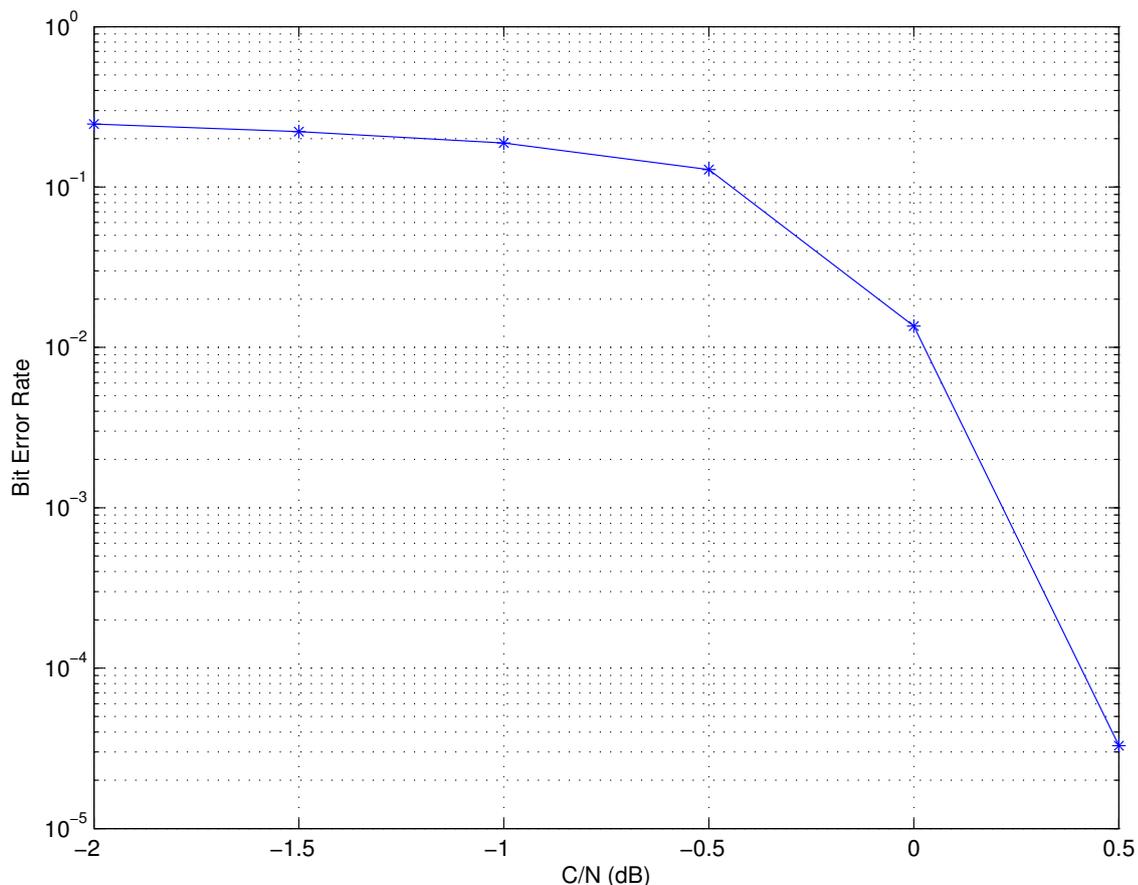


Figura 5.2 Canal MIMO. Parámetros: $M = 4$, $r = 1/4$.

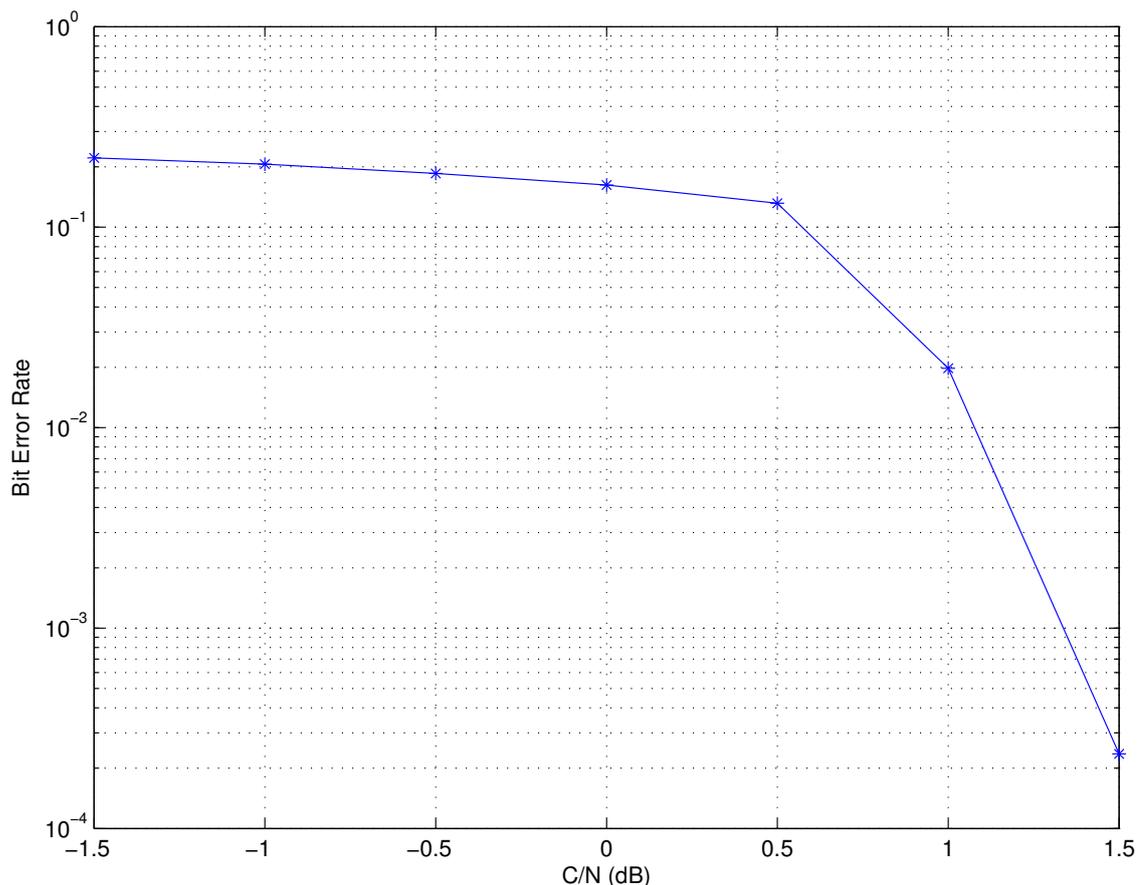


Figura 5.3 Canal MIMO AWGN. Parámetros: $M = 4$, $r = 1/2$.

En las figuras 5.3 y 5.4 se muestran los resultados de las simulaciones de ambos canales estudiados en nuestro sistema. Ambas gráficas son el resultado de emplear en nuestro sistema una modulación 4-QAM con una tasa de código de $r = 1/2$. Debemos hacer hincapié, en que esta tasa de código empleada es peor que la utilizada en las figuras 5.1 y 5.2, en esos casos, la tasa empleada era de $r = 1/4$. Este cambio implica que nuestra señal será mas propensa a sufrir las imperfecciones del canal, por lo que tendremos que pagar esta pérdida de protección que aplicábamos a nuestra señal, con un mayor nivel de señal requerido para transmitir. Esto se traduce en un desplazamiento significativo de las curvas de BER.

Vemos ahora, que los valores más apropiados de C/N para utilizar en estos canales, con las especificaciones comentadas anteriormente tenidas en cuenta, son de $1.5dB$ y $4dB$, según estemos hablando del canal AWGN o del canal MIMO. Para ambos casos, la BER se sitúa entorno a $9 * 10^{-4}$. Es de resaltar que la diferencia de $2.5dB$ se sigue manteniendo en este experimento, independientemente del cambio de la tasa de código.

Si comparamos las figuras 5.3 y 5.4 con las figuras 5.1 y 5.2, podemos ver como las curvas de BER se asemejan unas a otras, con la principal diferencia de que existe un desajuste de $3.5dB$. Esto se explica debido a que la tasa de código empleado es diferente según que grupo de figuras estemos analizando.

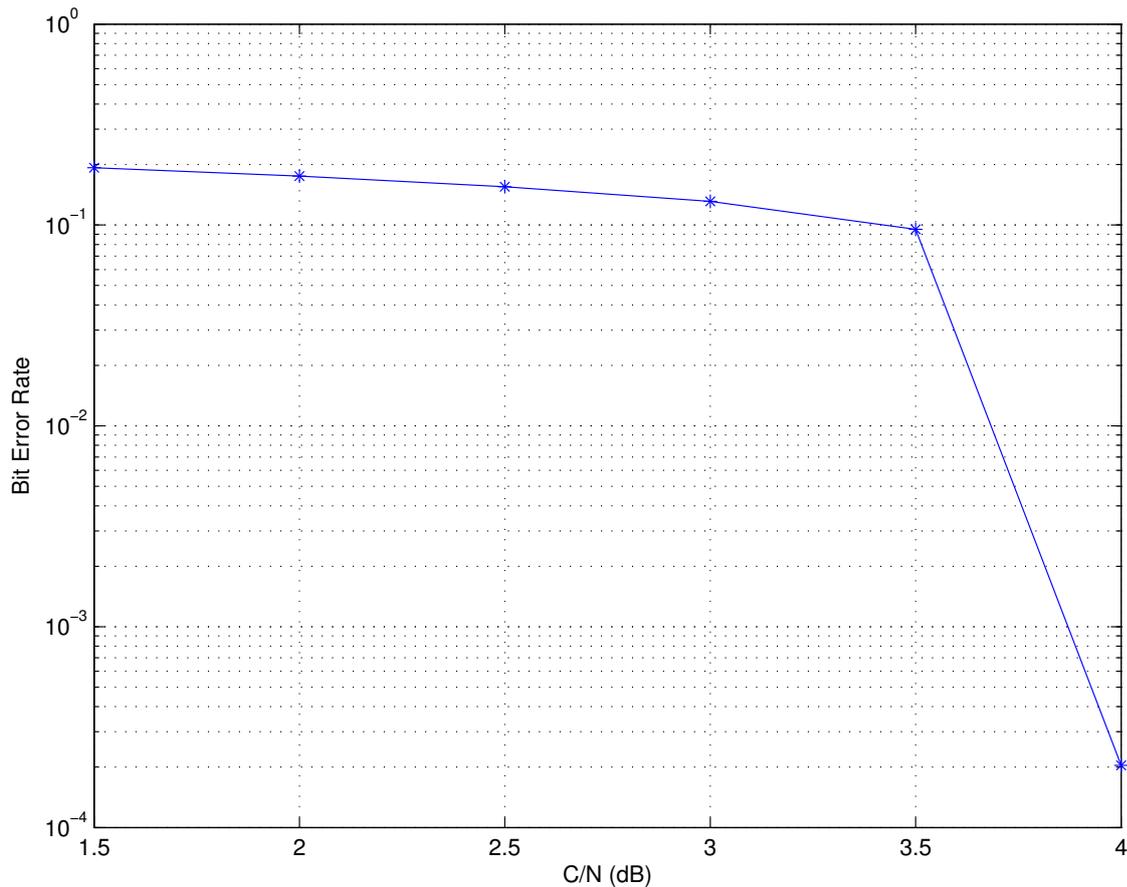


Figura 5.4 Canal MIMO. Parámetros: $M = 4$, $r = 1/2$.

Presentamos ahora las figuras 5.5 y 5.6, las dos últimas simulaciones del sistema con una 4-QAM como modulación. Estos resultados vienen a verificar lo dicho anteriormente en relación con la tasa de código. En estas figuras la tasa de código empleado es de $r = 3/4$, por tanto, con esta tasa la protección que se está ofreciendo a la señal es mucho menor. Por cada tres bits que entran en el codificador salen cuatro bits, los mismos bits que entran más un bit que sirve de control de errores. En definitiva, este cambio en la tasa de código tiene como resultado un desplazamiento de las curvas de BER.

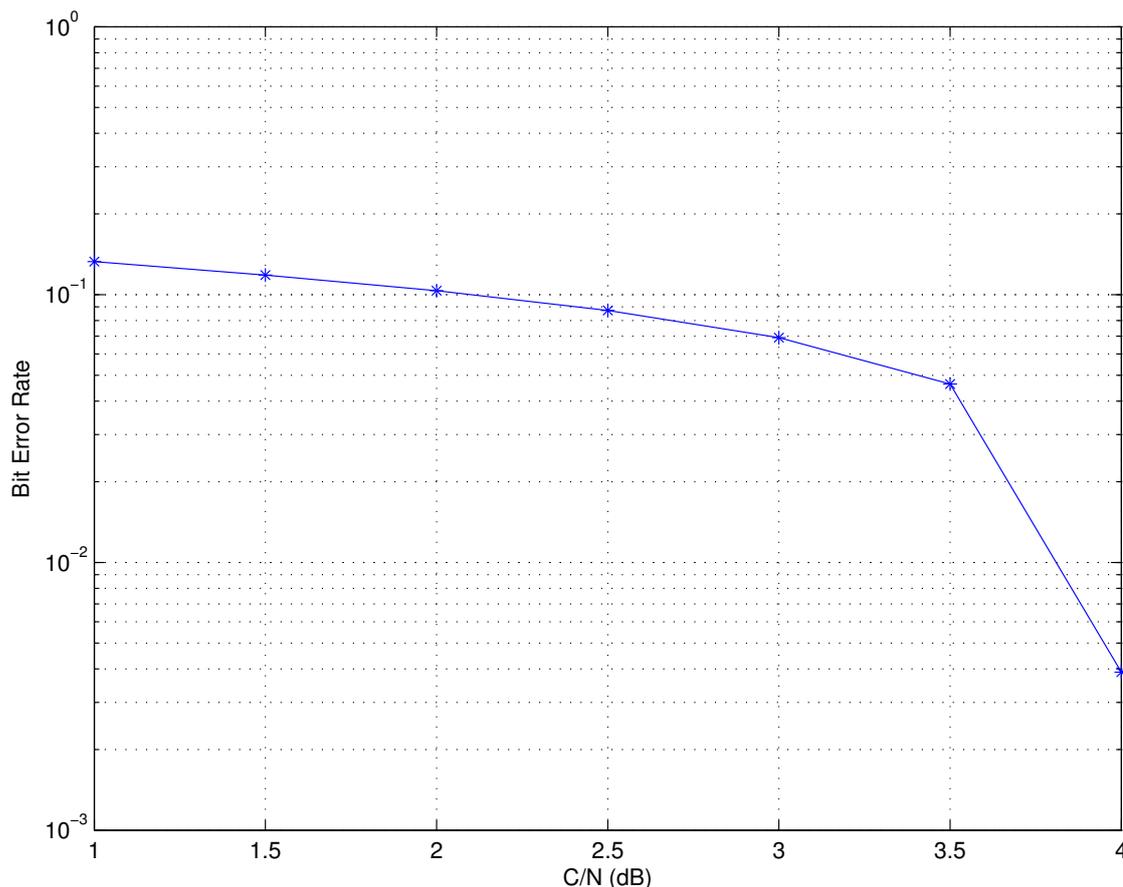


Figura 5.5 Canal MIMO AWGN. Parámetros: $M = 4$, $r = 3/4$.

En las figuras 5.5 y 5.6 los valores más apropiados obtenidos para la C/N son de $4dB$ y $7dB$ respectivamente. En este último caso la diferencia existente de $2.5dB$ entre ambos canales, que existía en las anteriores simulaciones, pasa a ser de $3dB$. Lo que también es de resaltar, es la diferente BER obtenida en cada una de las simulaciones, ya que, para el caso del canal AWGN la BER está próxima a $7 * 10^{-3}$, mientras que para el canal MIMO la BER está entorno a los 10^{-6} .

Una característica fácilmente observable en todas las gráficas, es que a medida que aumenta la tasa de código, es decir, vamos desde $r = 1/4$ hasta $r = 3/4$ pasando por $r = 1/2$ va aumentando el nivel de C/N requerido para satisfacer los requerimientos del sistema. Este aumento de la relación C/N se puede relacionar con el aumento de la tasa de código empleado. Otro factor que influye en la diferencia más que apreciable entre las distintas gráficas, es el hecho del demodulador empleado en cada uno de los canales. En el caso del canal ideal AWGN el demapper empleado es uno ideal, mientras que en el canal MIMO se utiliza un demapper MAP. Este demodulador

empleado en el canal MIMO, es una aproximación, tal y como se dijo en el capítulo anterior, por lo que sus resultados tendrán unos dBs de pérdidas en comparación con el demodulador ideal empleado en el otro canal.

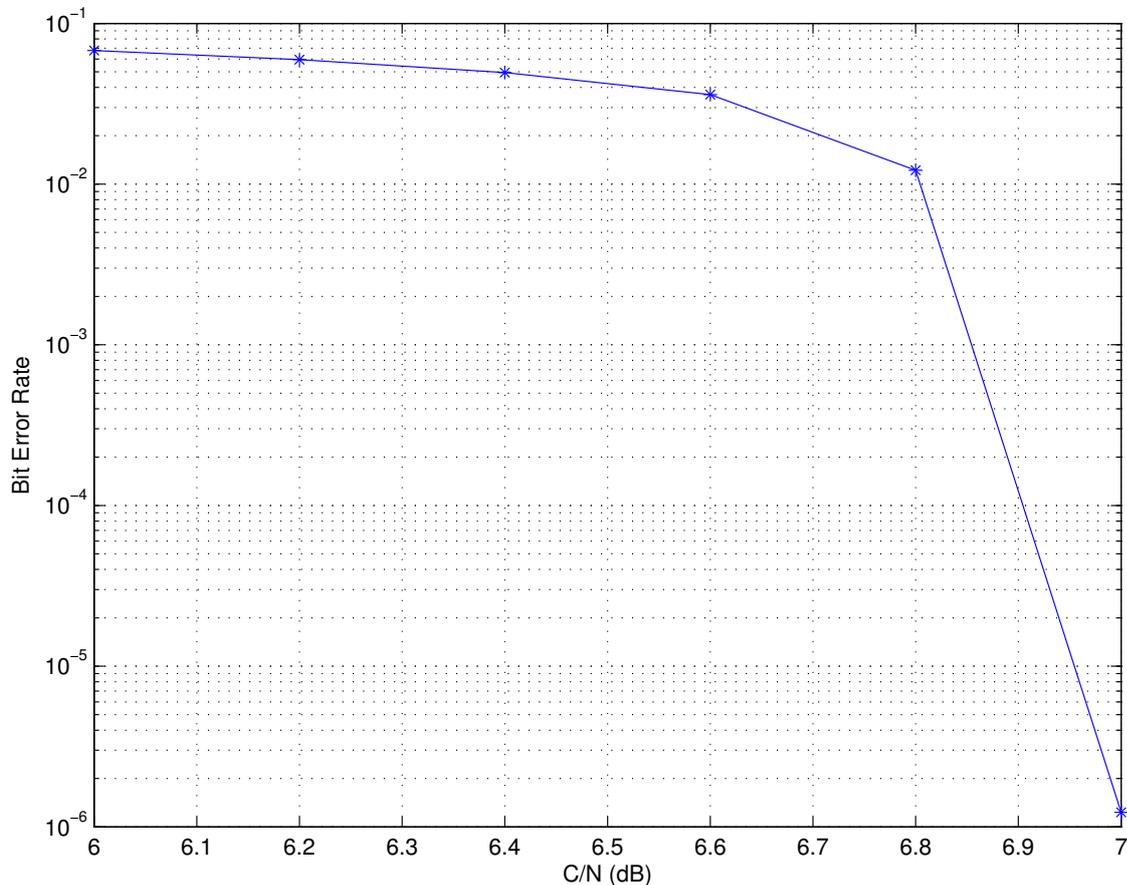


Figura 5.6 Canal MIMO. Parámetros: $M = 4$, $r = 3/4$.

Turno ahora para presentar las figuras numeradas desde la 5.7 hasta la 5.12, todas ellas se caracterizan por que emplean como modulación una 16-QAM sobre una señal OFDM. Al igual que en las figuras anteriormente presentadas, en el pie de imagen de cada una de las figuras se detalla la modulación empleada, la tasa de código utilizada en cada una de las simulaciones y la referencia al tipo de canal que se está simulando.

Todo lo comentado anteriormente en los resultados anteriores, se puede aplicar perfectamente a estas gráficas por lo que trataremos de no repetirnos mucho.

Si comparamos las figuras 5.1 y 5.2 con las figuras 5.7 y 5.8, vemos que lo único que tienen en común es la tasa de código empleada, que para todos

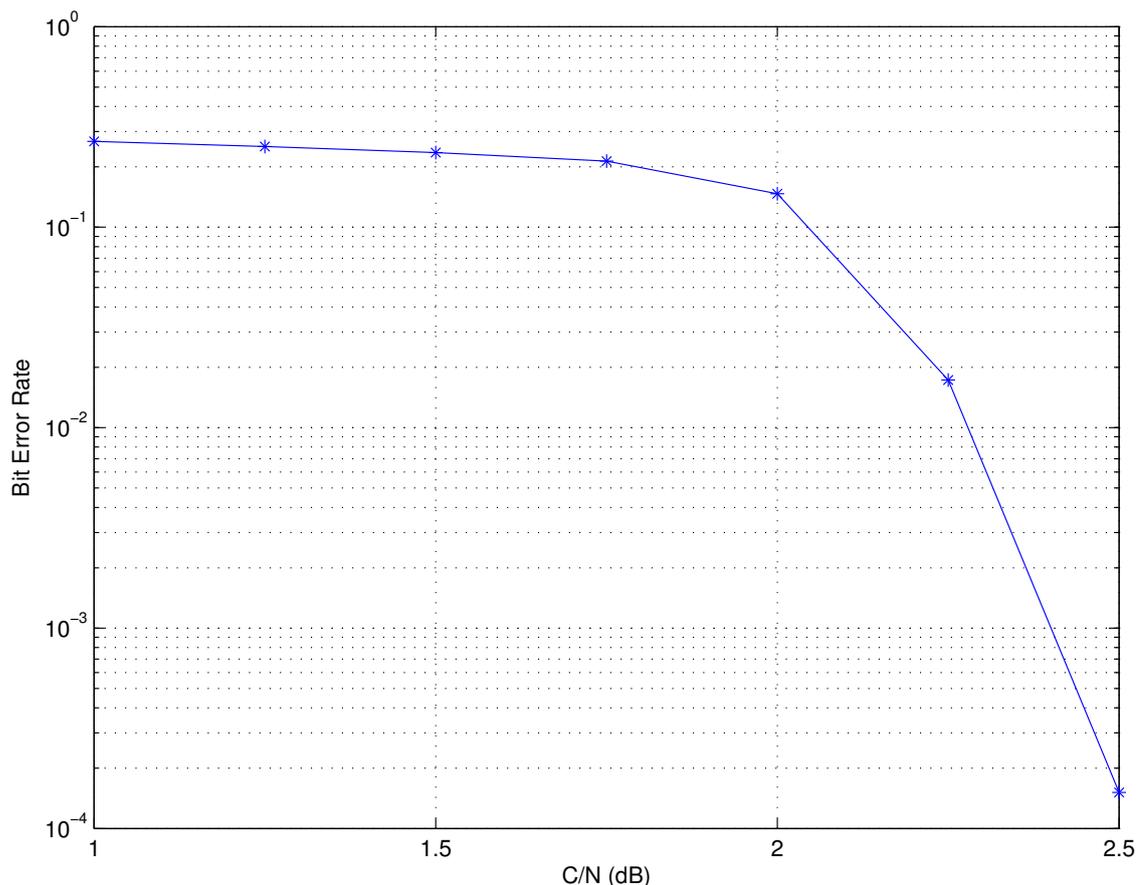


Figura 5.7 Canal MIMO AWGN. Parámetros: $M = 16$, $r = 1/4$.

los casos se trata de $r = 1/4$. Volvemos a recordar que este valor de la tasa de código es el que ofrece mayor protección a la señal enviada, a cambio de perder capacidad de transmisión.

Una diferencia que se podrá apreciar en todas estas gráficas que siguen es el nivel de modulación empleado. Es de destacar que a medida que aumenta el nivel de la señal moduladora, las gráficas de BER se desplazan hacia la derecha, es decir, se empeora el sistema resultante, a cambio se gana en capacidad de transmisión, ya que, esta capacidad aumenta. El sistema empeora porque para conseguir la misma probabilidad de error tenemos que aumentar la potencia del sistema con las connotaciones negativas que eso conlleva para todos los sistemas de comunicaciones.

En la figura 5.7, se puede ver como con una $C/N = 2.5dB$ se obtiene una BER de $9 * 10^{-4}$ para un canal AWGN. Este resultado implica que la potencia de la señal tiene que ser mayor que la potencia de ruido por lo que el sistema empeora en comparación con la figura 5.1. A cambio de

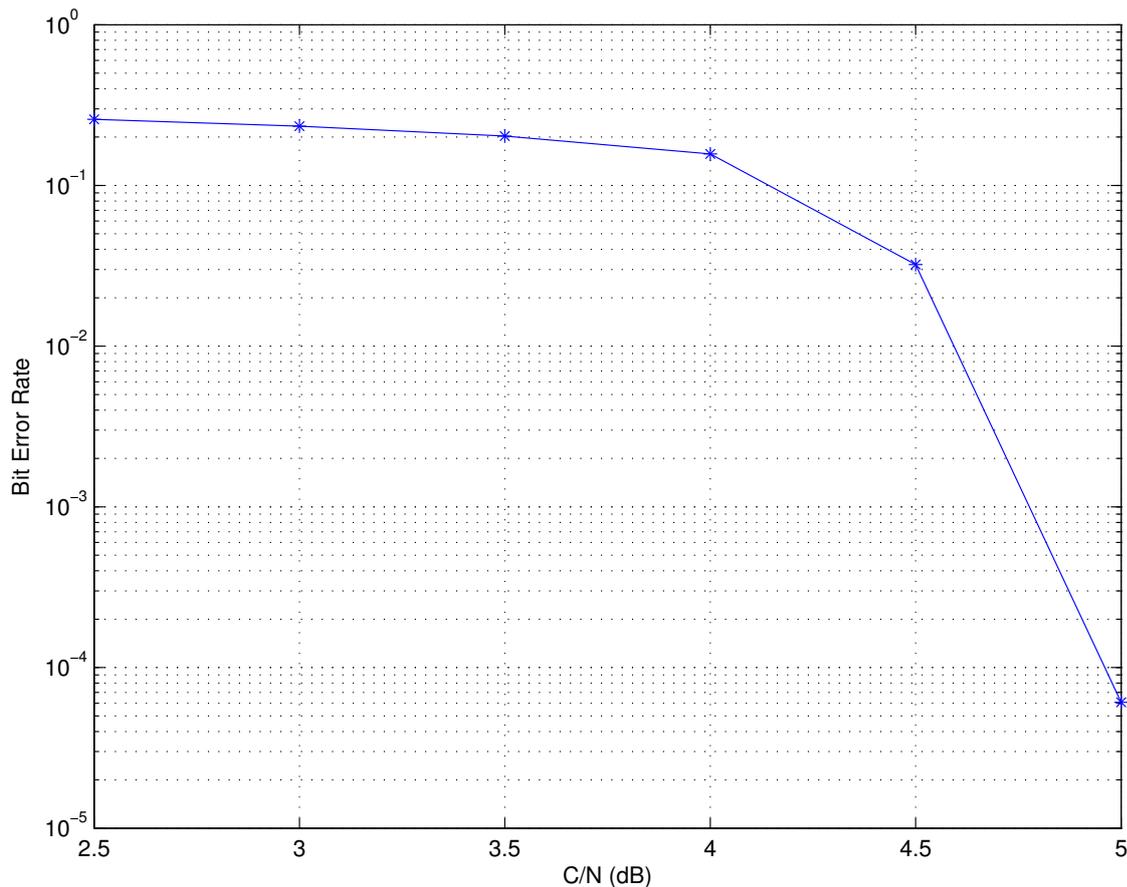


Figura 5.8 Canal MIMO. Parámetros: $M = 16$, $r = 1/4$.

esta pérdida de prestación relacionado con la potencia, se gana una mayor capacidad de transmisión, por lo que se pueden enviar muchos más datos en el mismo ancho de banda.

En la figura 5.8, tenemos el resultado que podíamos esperar después de analizar el comportamiento de los resultados en las gráficas ya expuestas. Como se puede apreciar en las gráficas, existe un desplazamiento de la curva de BER en el caso del canal MIMO "real". Este desplazamiento es de apenas $2.5dB$, al igual que ocurría en las figuras anteriores. Entonces con un valor de $C/N = 5dB$ obtenemos una BER próxima a $5 * 10^{-5}$. Vemos que se cumplen las mismas relaciones que ocurrían en las figuras 5.1 y 5.2 por lo que se puede intuir con cierta lógica el resultado de las siguientes simulaciones.

En las figuras 5.9 y 5.10 se muestran los resultados de las simulaciones de ambos canales estudiados en nuestro sistema. Ambas gráficas son el resultado de emplear en nuestro sistema una modulación 16-QAM con una

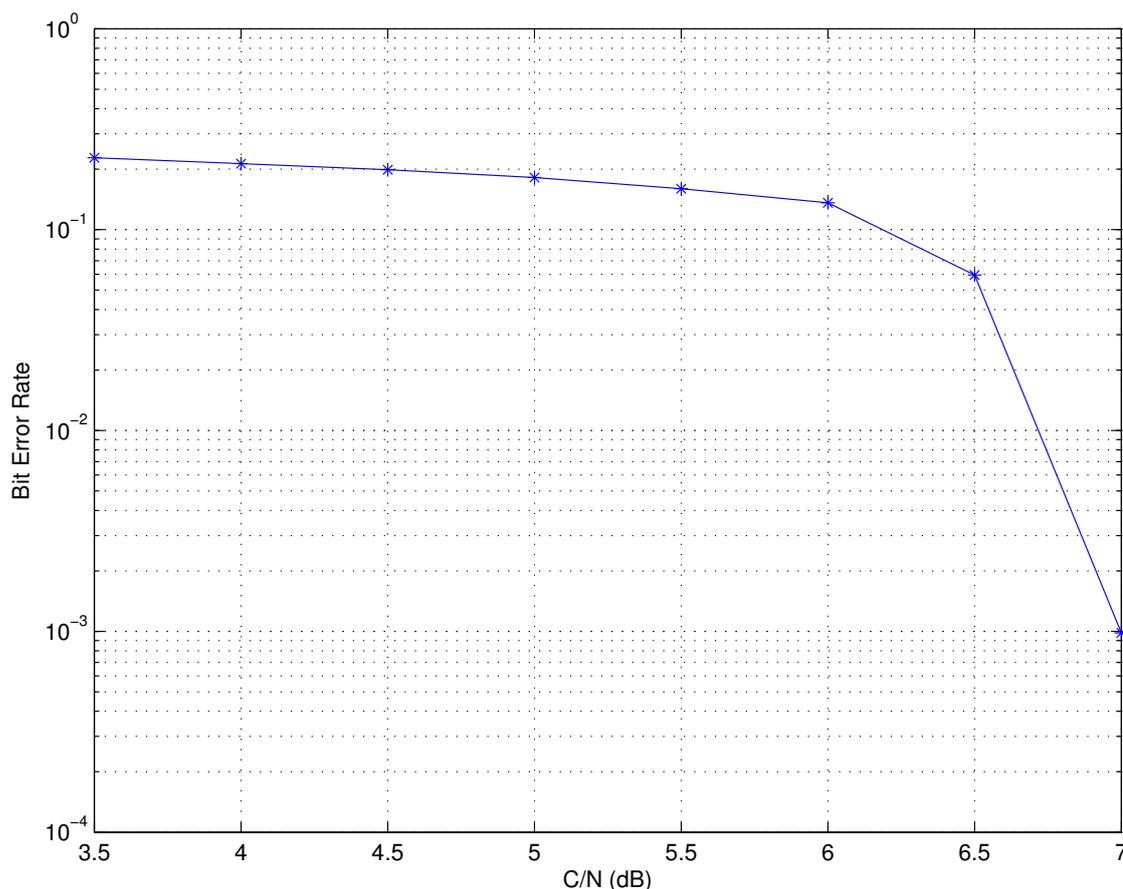


Figura 5.9 Canal MIMO AWGN. Parámetros: $M = 16$, $r = 1/2$.

tasa de código de $r = 1/2$. Como se puede apreciar en las gráficas este cambio en la tasa de código se traduce en un desplazamiento significativo de las curvas de BER.

Vemos también, que los valores más apropiados de C/N para utilizar en estos canales, con las especificaciones comentadas anteriormente tenidas en cuenta, son de $7dB$ y $9.5dB$, según estemos hablando del canal AWGN o del canal MIMO. La diferencia entre ambos canales radica en la BER obtenida para cada uno de las potencias obtenidas. En el caso del canal AWGN la BER que se obtiene es de 10^{-3} mientras que para el canal MIMO la BER está próxima a los 9×10^{-6} con lo que el aumento de la fiabilidad del sistema es bastante considerable.

Presentamos por último las figuras 5.11 y 5.12, las dos últimas simulaciones del sistema con una 16-QAM como señal moduladora. Estos resultados vienen a verificar lo dicho anteriormente en relación con la tasa de código. En estas figuras la tasa de código empleado es de $r = 3/4$, por tanto, con

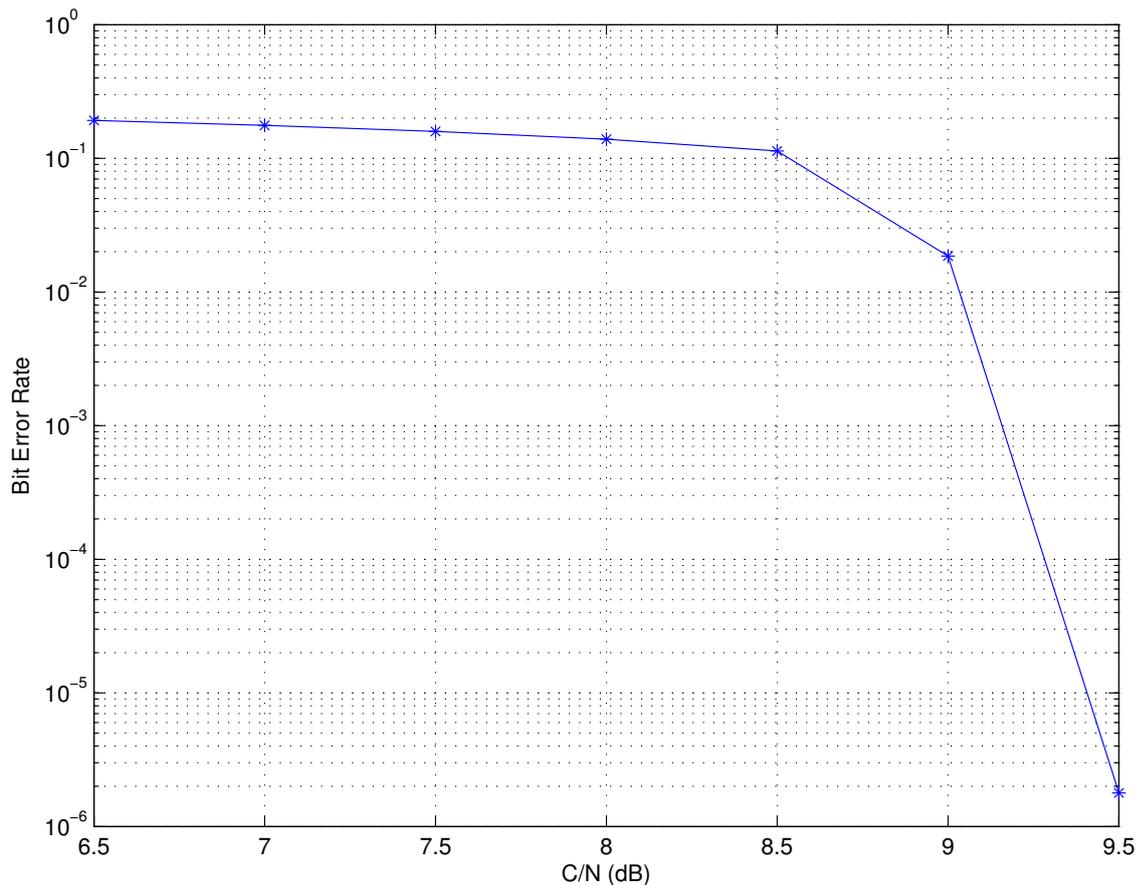


Figura 5.10 Canal MIMO. Parámetros: $M = 16$, $r = 1/2$.

esta tasa la protección que se está ofreciendo a la señal es mucho menor y esto se traduce en un desplazamiento en la curva de BER.

En las figuras 5.11 y 5.12 los valores más apropiados obtenidos para la C/N son en el caso del canal AWGN de $10dB$, mientras que en el canal MIMO es de $13dB$. En este último caso la diferencia existente de $2.5dB$ que existía entre ambos canales en la mayoría de las simulaciones, pasa ahora a ser de $3dB$. Hay que destacar también, la diferente BER obtenida en cada una de las simulaciones, ya que, para el caso del canal AWGN la BER está próxima a $8 * 10^{-3}$, mientras que para el canal MIMO la BER está entorno a los 10^{-5} al igual que pasaba en las figuras 5.5 y 5.6. El mejor caso, en cuanto a fiabilidad se refiere, se obtiene por tanto para el caso del canal MIMO, ya que, obtenemos una probabilidad de error de bit mucho más baja.

Como se puede intuir, el análisis de otras modulaciones de niveles superiores, tendrán como resultado un empeoramiento del nivel de potencia que tenemos que emplear en nuestro sistema. Esto se traduce en un despla-

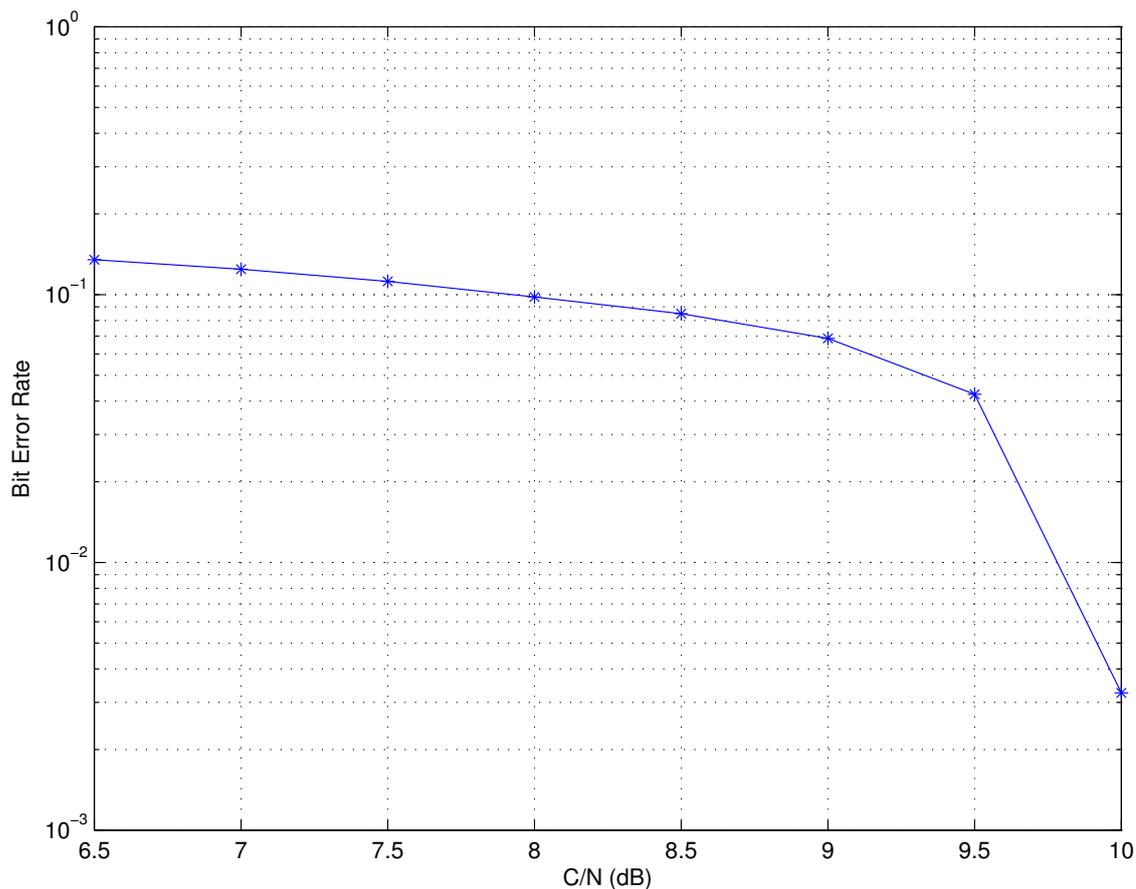


Figura 5.11 Canal MIMO AWGN. Parámetros: $M = 16$, $r = 3/4$.

miento de la curva de BER hacia la derecha. Este comportamiento no sólo se da en nuestro sistema estudiado, sino que es así como se comportan en la mayoría de los sistemas de comunicaciones digitales que utilizan distintos niveles de modulación.

En nuestro estudio se ha decidido acabar aquí con las simulaciones, ya que, para modulaciones con mayores niveles de modulación implican un costo computacional que muchos ordenadores no pueden asumir. Además, con todos los resultados expuestos anteriormente, el lector puede intuir como quedarían las curvas de BER. Comentar también que para el modelo del canal MIMO, las simulaciones requieren de un tiempo muy grande de simulación, ya que el número de experimentos realizado es de mil por cada valor de SNR que se encuentra bajo estudio.

Es preciso hablar también de que en el estudio del canal MIMO, los números aleatorios que se han generado están determinados por el generador de números aleatorios que proporciona Matlab. Se pretendía generar

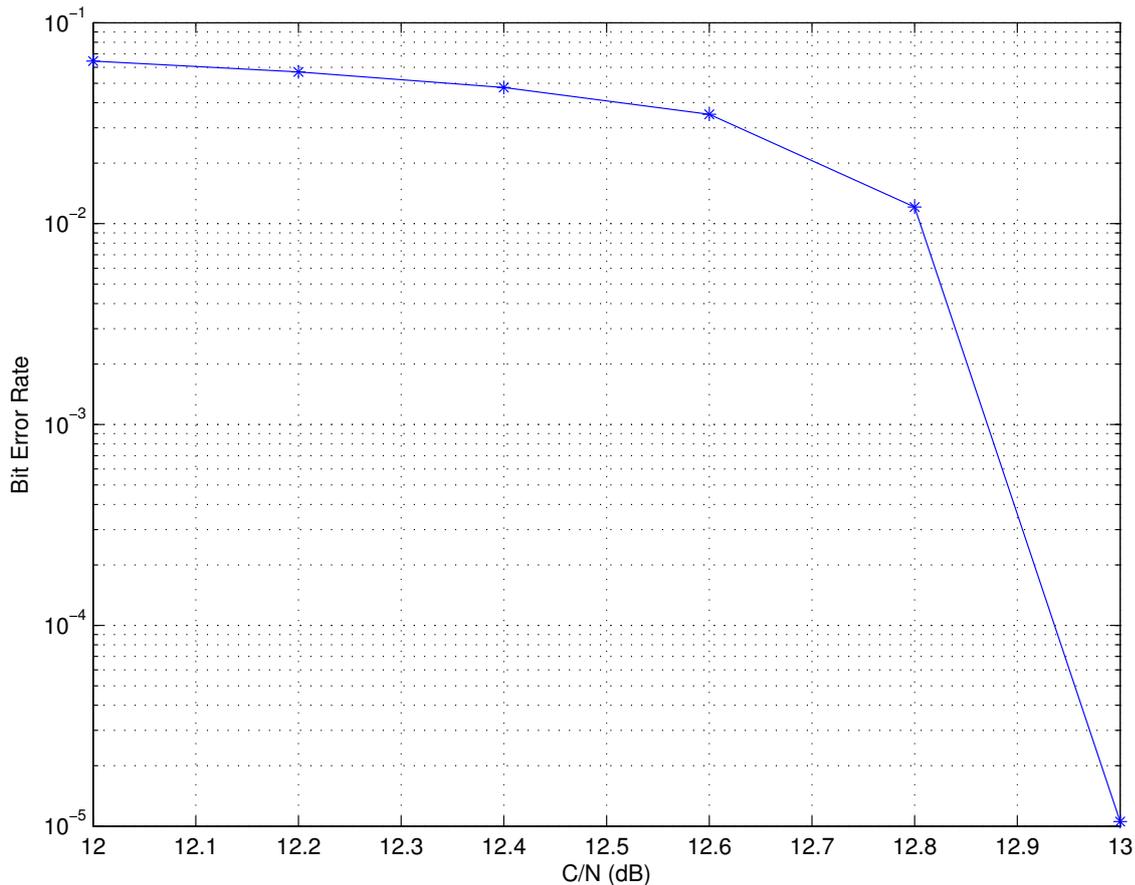


Figura 5.12 Canal MIMO. Parámetros: $M = 16$, $r = 3/4$.

distintas semillas de números aleatorios para cada iteración que se aplicaba en nuestro código. Esto se ha conseguido con el empleo de un función que proporciona el Toolbox de Matlab, de manera, que si volvemos a ejecutar la simulación, se obtendrá los mismos resultados que los aquí mostrados.

Finalizamos esta sección, no sin antes destacar la importancia de los resultados obtenidos aquí y la lógica que tienen, ya que, como se ha podido comprobar, todas las gráficas se comportan de una manera similar, pudiendo intuir los resultados que posteriormente se obtienen. Destacar también que el empeoramiento que se da en las curvas de BER entre ambos canales se debe a diversos factores que se han comentado anteriormente, como por ejemplo el hecho de utilizar una aproximación en el demodulador. Otro factor importante en el empeoramiento de las curvas, se debe a que el canal MIMO introduce un retardo en la señal, por lo que favorece a la producción de errores. A pesar de todos estos factores que empeoran los resultados, en cuanto a nivel de energía necesario para transmitir, la diferencia entre ambos canales, se mantiene en torno a los $3dB$ durante todos los experimentos.

6 Conclusiones y trabajos futuros

Este último capítulo servirá para dar punto y final a este trabajo. Se intentará resumir de una forma breve y concisa todas las tareas realizadas durante el desarrollo de este estudio. Al final del capítulo se presentarán las conclusiones a las que se ha llegado durante la realización de las simulaciones realizadas, que fueron presentadas en el capítulo anterior. También es objetivo de este capítulo tratar de responder a la pregunta que nos planteábamos al principio del texto, sobre si esta tecnología empleada aquí, puede satisfacer la futura demanda en el núcleo de la red. De manera paralela al desarrollo de este capítulo, se irán presentando futuros campos de trabajo que podrán ser útiles para seguir desarrollando e investigando este tipo de tecnología aquí empleada.

6.1 Conclusión

Como decíamos al comienzo de este trabajo, el objetivo principal de este Trabajo Fin de Grado es el estudio, la simulación y el análisis de los resultados obtenidos mediante el uso de la técnica de modulación OFDM, empleados en un sistema MIMO de comunicaciones ópticas. Este trabajo surgía por la necesidad de plantear un sistema de comunicaciones ópticas que pudiera satisfacer la demanda creciente de servicios que solicitaban los usuarios de la red.

El estudio de este sistema se ha realizado durante todo este texto, centrándonos principalmente en la modulación OFDM en el capítulo dos, y las

técnicas de ganancia por multiplexación espacial o MIMO en el capítulo tres. Tanto el empleo de OFDM como de MIMO, son las dos características que hacen especial a nuestro sistema, ya que, nunca antes se habían empleado conjuntamente en un sistema de comunicaciones ópticas. Es de resaltar aquí, el amplio campo de investigación existente en el empleo de estas tecnologías para las comunicaciones ópticas. En sus capítulos correspondientes, se hizo mención a nuevas líneas de investigación y futuros campos de trabajos. Sin ánimo de ser reiterativo, algunos de esos campos se basaban en el uso del tratamiento digital de señales OFDM para poder hacer la señal más robusta frente a las imperfecciones del canal. Otro factor importante, que en este trabajo no hemos utilizado, debido a que los resultados obtenidos eran bastante aceptables, son las técnicas de codificación MIMO, como por ejemplo, el empleo de la multiplexación espacial mejorada, eSM, que consiste en el empleo de unas matrices de codificación que sirven para aumentar la capacidad de transmisión del sistema. Por tanto, tanto en la parte de OFDM como en la parte de MIMO, existe un gran campo de trabajo para dar soluciones a muchos problemas y mejorar las características del sistema.

La simulación y el análisis de los resultados obtenidos empleando un sistema de comunicaciones MIMO OFDM sobre fibra óptica se ha realizado en el anterior capítulo. Hacemos ahora un pequeño resumen de los resultados obtenidos en la simulación.

Según con que modelo de canal estemos trabajando, nuestro modelo matemático, por lo general, siempre dependerá de alguna variable aleatoria, por lo que la forma de analizar de manera adecuada ambos modelos será empleando la simulación de Montecarlo. Para la aplicación de este método es necesario seguir una serie de pasos previos. El primer paso es crear un modelo matemático del sistema que queremos estudiar. Una vez que tengamos el modelo matemático, identificamos las variables cuyos comportamientos aleatorios determinan el comportamiento global del sistema. Seguidamente, realizamos un gran número de experimentos para que el resultado se asemeje lo más posible a la realidad. Cuanto más iteraciones hagamos, mas muestras de la función densidad de probabilidad estaremos cogiendo, y por tanto, nuestro resultado será más fiable. Esto se entiende más fácilmente con el siguiente ejemplo, si tenemos una moneda y la lanzamos al aire, la probabilidad de obtener cara o cruz es la misma y a priori no podríamos decir cual iba a ser el resultado. Sin embargo, si lanzamos la moneda un millón de veces, podremos decir sin miedo a equivocarnos, que la mitad de los lanzamientos serán cara y la otra serán cruz. Pues algo más o menos similar

ocurre con la simulación de Montecarlo. Para una mayor verosimilitud de nuestro modelo matemático empleado, tendríamos que generar un mayor número de variables aleatorias para que los resultados se aproximaran más a lo que estamos esperando.

Además de realizar un gran número de iteraciones, también es preciso transmitir un gran número de bits para obtener un resultado, que podamos decir que es lo suficientemente preciso. Como nuestro objetivo de BER está fijado a 10^{-3} , será necesario transmitir un número de bits superior en varios órdenes de magnitud al inverso de la tasa fijada, que sería mil. En nuestro caso el número de bits transmitidos supera siempre los diez millones, por lo que podemos decir, que los resultados obtenidos son lo suficientemente precisos como para aceptarlos.

Una característica que podemos sacar de la observación de las simulaciones, es que a medida que crece el nivel de la modulación empeora la curva de BER, ya que, para conseguir un objetivo determinado de BER es necesario aumentar la potencia de la señal o disminuir la potencia de ruido. Siempre se suele hacer lo primero, ya que, el canal es más difícil de controlar. Por tanto esto implica un mayor aumento de energía y un mayor coste de nuestro sistema. A cambio, se obtiene la ventaja de poder transmitir más datos con el mismo ancho de banda. Este echo, según para que casos, nos podrá interesar o no, siendo el diseñador del sistema el que elija las características que más nos interesen en cada momento.

Es de destacar también la incidencia que tiene el cambio de la tasa de código de nuestro sistema, ya que, se puede observar directamente en las gráficas. Este cambio de la tasa de código por un valor menos conservador provoca un empeoramiento de la curva de BER, que se desplaza hacia la derecha, lo que implica un aumento de la potencia, para conseguir los mismos objetivos que antes. En las simulaciones el valor menos conservador utilizado es de $r = 3/4$ y el más conservador es el de $r = 1/4$, por lo que existe una gran diferencia entre emplear uno u otro, y esta diferencia se puede observar en las figuras representadas.

Por último, destacar que este sistema aquí estudiado puede servir perfectamente para satisfacer la creciente demanda de datos por parte de los usuarios. Esta afirmación la podemos justificar gracias a que mediante el empleo de este sistema, la capacidad de transmisión aumenta de forma considerable con respecto a los sistemas actuales, esto se debe en parte al

empleo de la modulación multiportadora OFDM y a la ganancia proporcionada por la multiplexación espacial presente en nuestro sistema. Además de proporcionar un ancho de banda mayor, también tiene la ventaja de reducir la potencia necesaria para cumplir con los objetivos de BER fijados, por lo que se ahorra en coste. Todas estas ventajas hacen pensar que este sistema se pueda emplear tanto en el núcleo de la red como en la red de acceso, incrementando las capacidades actuales tanto de subida como de bajada de datos. El uso de este sistema, tanto por sí sólo como con el uso conjunto de nuevos tipos de fibra óptica, que tienen una serie de ventajas con las fibras estándares que se emplean en la actualidad, pueden ser una respuesta más que adecuada al problema que se plantea en un futuro no tan lejano, conocido como "Capacity Crunch" y del que ya hablamos al inicio de este trabajo. El desarrollo de nuevos tipos de fibra, también es un gran campo de investigación para los ingenieros, ya que se buscan nuevos compuestos, que permitan transmitir una mayor cantidad de datos, que tengan una atenuación muy baja y que la dispersión que provoquen no sea muy grande.

Apéndice A

Canal AWGN

En esta parte del trabajo, añadimos el código Matlab empleado en las simulaciones del canal AWGN para obtener los resultados que aquí se han presentado. Las funciones que no se incluyen en este apartado, se debe a que son propias de Matlab.

Código A.1 *configuracion_AWGN.m*.

```
%%fichero de configuracion_AWGN.m
M=16;           %Tamaño de la constelacion
k=log2(M);     %Numero de bits por simbolo
r=3/4;        %Tasa del codigo:1/4, 1/3, 2/5, 1/2,
              %3/5, 2/3, 3/4, 4/5, 5/6,8/9, y 9/10

FFT_size=1024; %Tamaño de la FFT
CP=FFT_size/4; %Prefijo ciclico
BG=183;       %Banda de guarda, impar
Nused=FFT_size-BG;
Nsym=FFT_size+CP;

%Cuanto más iteraciones mayor precisión pero más lento
N_iter=10;

CN_V=(6.5:0.5:10.5)'; %Definimos valores para la C/N
snr_V=CN_V+10*log10(Nused/FFT_size);
BER_V=zeros(length(CN_V),3);
errorStats=zeros(1,3);
%Activamos el reinicio de las estadísticas
hError = comm.ErrorRate('ResetInputPort',true);
```

Código A.2 *simulacion_AWGN.m*.

```

%%%archivo de simulacion_AWGN.m
clear all
close all
clc

fprintf('\n\n#####\n')
fprintf('***** Simulacion *****\n')
fprintf('#####\n\n')
configuracion_AWGN;
save('configuracion_AWGN');

for m=1:length(CN_V)
    snr=snr_V(m);
    for i=1:N_iter
        %%Generador de datos, codificador FEC
        [Data_encode,Data,H1]=codeFEC(r);

        %%Interleaving
        [Data_inter,semilla]=interfunc(Data_encode);

        %%Modulate
        [Data_mod,Add]=modulate_AWGN(Data_inter,M,k,
            Nused);

        %%OFDM
        [signal_tx1,signal_tx2]=OFDM_AWGN_ifft(FFT_size,
            Data_mod,BG);
        signal_tx1=Prefijo_Ciclico(FFT_size,signal_tx1,
            CP,1);
        signal_tx2=Prefijo_Ciclico(FFT_size,signal_tx2,
            CP,1);

        %%Canal
        signal_rx1=awgn(signal_tx1,snr,'measured');
        signal_rx2=awgn(signal_tx2,snr,'measured');

        %%OFDM inversa

```

```

    signal_rx1=Prefijo_Ciclico(FFT_size,signal_rx1,
        CP,0);
    signal_rx2=Prefijo_Ciclico(FFT_size,signal_rx2,
        CP,0);
    Data_mod_rx=OFDM_AWGN_fft(FFT_size,signal_rx1,
        signal_rx2,BG);

    %%Demodulate
    Data_demod=demodulate(Data_mod_rx,M,Add/k);

    %%Deinterleaving
    Data_deinter=deinterfunc(Data_demod,semilla);

    %%Decoddec
    Data_rx=decodeFEC(Data_deinter,H1);

    %%Comprobamos errores
    errorStats=step(hError,Data,double(Data_rx),0);
end
    %%Guardamos la BER obtenida
    BER_V(m,:)=errorStats;

    %%Presentamos resultados por pantalla
    fprintf('Error rate      = %1.2f\nNumber of errors = %
        d\nNumber of bits = %d\n',errorStats(1),
        errorStats(2),errorStats(3))

    %%Reinicializamos estadísticas
    errorStats=step(hError,Data,double(Data_rx),1);
end

%%Representamos la curva de BER
figure
semilogy(CN_V,BER_V(:,1),'-*')
hold on
xlabel('C/N (dB)')
ylabel('Bit Error Rate')
grid on
hold off

```

Código A.3 *codeFEC.m.*

```

function [encodedData,data,H]=codeFEC(r)
%%Funcion codeFEC
%Recibe la tasa de codigo que deseamos emplear,
%devuelve los datos generados, los datos codificados y
%la matriz de codificación empleada

%Generamos la matriz de codificacion
H = dvbs2ldpc(r);
%Creamos el objeto codificador
hEnc = comm.LDPCEncoder(H);
%Obtenemos el tamaño de la matriz de codificacion
[s1,~]=size(H);
%Generamos los datos
data = randi([0 1], 64800-s1, 1);
%Codificamos los datos
encodedData = step(hEnc,data);
end

```

Código A.4 *decodeFEC.m.*

```

function [decodeData]=decodeFEC(data,H)
%%Funcion decodeFEC
%Recibe los datos y la matriz de codificación empleada.
%Devuelve la decodificación de los datos

%Creamos el objeto decodificador
hDec = comm.LDPCDecoder(H);
%Decodificamos
decodeData=step(hDec, data);
end

```

Código A.5 *deinterfunc.m.*

```
function [inter]=deinterfunc(encodeData,semilla)
%%Funcion deinterfunc
%Recibe los datos codificados Rx y la semilla empleada.
%Devuelve los datos codificados y desentrelazados
reset(semilla)
inter = randeintrlv(encodeData, semilla);
end
```

Código A.6 *interfunc.m.*

```
function [inter,s1]=interfunc(encodeData)
%%Funcion interfunc
%Recibe los datos codificados y devuelve los datos
%entrelazados y la semilla empleada para poder
%desentrelazar correctamente en el Rx

%Generamos semilla
s1 = RandStream('mt19937ar', 'Seed', 12345);
%Entrelazamos
inter = randintrlv(encodeData, s1);
end
```

Código A.7 *Prefijo_Ciclico.m.*

```
function [signal_OFDM_CP]=Prefijo_Ciclico(FFT_size,x,CP,
    flag)
%%Funcion Prefijo_Ciclico
%Funcion que añade (1) o quita (0) el prefijo ciclico
%en funcion de si flag es un 1 o un 0
if (flag==1)
    %Añadimos el prefijo ciclico
    signal_OFDM_CP=[x(FFT_size-CP+1:FFT_size,:);x];
else
    %Quitamos prefijo ciclico
    signal_OFDM_CP=x(CP+1:FFT_size+CP,:);
end
end
```

Código A.8 *modulate_AWGN.m.*

```

function [dataModG,Add]=modulate_AWGN(data,M,k,Nused)
%%Funcion modulate_AWGN
%Recibe los datos codificados y mezclados, el numero de
%niveles de la modulacion y el numero de bits por
%simbolo. Devuelve los datos modulados

%Comprobamos que la logitud de los datos es multiplo
del
%numero de bits por simbolo
aux=mod(length(data),2*k*Nused);
Add=2*k*Nused-aux;
%Añadimos datos aleatorios si no es multiplo
if (aux~=0)
    data=[data;randi([0 1],Add,1)];
end
%En la modulacion se esta aplicando codificacion
%de Gray
hModulator=comm.RectangularQAMModulator(M,'BitInput',
    true);
dataModG=step(hModulator, data);
end

```

Código A.9 *demodulate.m.*

```

function [dataOutG]=demodulate(receivedSignalG,M,tam)
%%Funcion demodulate
%Entradas: datos modulados Rx, niveles de la modulacion
%y tamaño de los datos. Devuelve la señal demodulada Rx

%Eliminamos los simbolos anteriormente introducidos
receivedSignalG=receivedSignalG(1:length(
    receivedSignalG)-tam);
%Demodulamos
hDemod=comm.RectangularQAMDemodulator(M,'BitOutput',
    true,'DecisionMethod','Log-likelihood ratio');
dataOutG=step(hDemod, receivedSignalG);
end

```

Código A.10 *OFDM_AWGN_ifft.m.*

```

function [signal_OFDM_even,signal_OFDM_odd]=
    OFDM_AWGN_ifft(FFT_size,Data_mod,BG)
%%Funcion OFDM_AWGN_ifft
%Entradas:tamaño de la FFT, datos modulados y banda de
%guarda. Devuelve la señal OFDM a Tx

%Numero de portadoras usadas
Nused=FFT_size-BG;
%Dividimos flujo de informacion para canal MIMO
Data_mod_odd=Data_mod(1:2:length(Data_mod));
Data_mod_even=Data_mod(2:2:length(Data_mod));
%Asignamos datos modulados a portadoras
Data_mod_odd=reshape(Data_mod_odd,Nused, []);
Data_mod_even=reshape(Data_mod_even,Nused, []);
[~,so]=size(Data_mod_odd);
[~,se]=size(Data_mod_even);
signal_OFDM_odd=zeros(FFT_size,so);
signal_OFDM_even=zeros(FFT_size,se);
fmin=ceil(BG/2);
fmax=BG-fmin;
%Añadimos bandas de guardas y realizamos ifft
signal_OFDM_odd(fmin+1:FFT_size-fmax,:)=Data_mod_odd;
signal_OFDM_odd=ifftshift(signal_OFDM_odd,1);
signal_OFDM_odd=ifft(signal_OFDM_odd);
signal_OFDM_even(fmin+1:FFT_size-fmax,:)=Data_mod_even;
signal_OFDM_even=ifftshift(signal_OFDM_even,1);
signal_OFDM_even=ifft(signal_OFDM_even);
end

```

Código A.11 *OFDM_AWGN_fft.m.*

```

function [Data_mod]=OFDM_AWGN_fft(FFT_size,
    signal_OFDM_even,signal_OFDM_odd,BG)
%%Funcion OFDM_AWGN_fft
%Entradas:tamaño de la FFT, banda de guarda y señales
%recibidas. Devuelve la señal Rx modulada

%Realizamos la fft de las señales Rx

```

```
signal_OFDM_even=fft(signal_OFDM_even);
signal_OFDM_even=fftshift(signal_OFDM_even,1);
signal_OFDM_odd=fft(signal_OFDM_odd);
signal_OFDM_odd=fftshift(signal_OFDM_odd,1);
%Quitamos banda de guarda
fmin=ceil(BG/2);
fmax=BG-fmin;
Data_mod_even=signal_OFDM_even(fmin+1:FFT_size-fmax,:);
Data_mod_odd=signal_OFDM_odd(fmin+1:FFT_size-fmax,:);
Data_mod_even=reshape(Data_mod_even, [], 1);
Data_mod_odd=reshape(Data_mod_odd, [], 1);
Data_mod=zeros(length(Data_mod_even)+length(
    Data_mod_odd), 1);
%Unimos los dos flujos de datos
Data_mod(1:2:length(Data_mod))=Data_mod_odd;
Data_mod(2:2:length(Data_mod))=Data_mod_even;
end
```

Apéndice B

Canal MIMO

En esta sección, añadimos el código Matlab empleado en las simulaciones del canal MIMO para obtener los resultados que se han presentado en capítulos anteriores. Las funciones que no se incluyen en este apartado, se debe a que son propias de Matlab o a que se han presentado en el canal AWGN y aquí se utilizan las mismas.

Código B.1 *configuracion_MIMO.m*.

```
%%fichero de configuracion_MIMO.m
M=4;           %Tamaño de la constelacion
k=log2(M);     %Numero de bits por simbolo
r=1/4;        %Tasa del codigo:1/4, 1/3, 2/5, 1/2
              %3/5, 2/3, 3/4, 4/5, 5/6,8/9, y 9/10
FFT_size=1024; %Tamaño del FFT
BG=183;       %Banda de guarda
Nused=FFT_size-BG;
Nsym=FFT_size+CP;

%Cuanto más iteraciones mayor precisión pero más lento
N_iter=1000;
%Definimos valores para la C/N
CN_V=(-5:0.5:-2.5)';

snr_V=CN_V+10*log10(Nused/FFT_size);
BER_V=zeros(length(CN_V),3);
errorStats=zeros(1,3);
%Activamos el reinicio de las estadísticas
```

```

hError = comm.ErrorRate('ResetInputPort',true);
%Ancho de banda
BW=50e9;

```

Código B.2 *simulacion_MIMO.m*.

```

%%%fichero de simulacion_MIMO.m
clear all
close all
clc

fprintf('\n\n#####\n')
fprintf('***** Simulacion *****\n')
fprintf('#####\n\n')
configuracion_MIMO;
save('configuracion_MIMO');

%Estas funciones se utilizan para el estimador
%Proporciona toda combinacion posible de simbolo
[X_prima]=simbolos_TX(M);
%Indica en que posicion estan los unos y ceros
[unos,ceros,bits]=indices(M);

for m=1:length(CN_V)
    snr=snr_V(m);
    for i=1:N_iter
        %Aleatoriza la simulacion
        rng(i,'twister');
        %%Generador de datos, codificador FEC
        [Data_encode,Data,H]=codeFEC(r);

        %%Interleaving
        [Data_inter,semilla]=interfunc(Data_encode);

        %%Modulate
        [Data_mod,Add]=modulate_MIMO(Data_inter,M,k,
            Nused);

        %%OFDM

```

```

[signal_OFDM]=OFDM_MIMO_TRI_addBG(FFT_size,
    Data_mod,BG);

%%Canal
[H_canal,Data_mod_rx,No]=Canal_TRI(signal_OFDM,
    BW,snr);

%%OFDM inversa
[Data_mod_rx,H_canal]=OFDM_MIMO_TRI_dropBG(
    FFT_size,Data_mod_rx,BG,H_canal);

%%Estimador/Demodulador
[Y_estima]=estimador3_TRI(Data_mod_rx,H_canal,No,
    Add,Nused,unos,ceros,bits,X_prima);

%%Deinterleaving
Data_deinter=deinterfunc(Y_estima,semilla);

%%Decoddec
Data_rx=decodeFEC(Data_deinter,H);

%%Comprobamos errores
errorStats=step(hError,Data,double(Data_rx),0);
end
%%Guardamos BER obtenida
BER_V(m,:)=errorStats;

%%Presentamos resultados por pantalla
fprintf('Error rate      = %1.2f\nNumber of errors = %
    d\nNumber of bits = %d\n',errorStats(1),
    errorStats(2),errorStats(3))

%%Reinicializamos estadísticas
errorStats=step(hError,Data,double(Data_rx),1);
end

%%Representamos la curva de BER
figure
semilogy(CN_V,BER_V(:,1),'-*')
hold on

```

```
xlabel('C/N (dB)')
ylabel('Bit Error Rate')
grid on
hold off
```

Código B.3 *indices.m.*

```
function[ind_ones,ind_zeros,bits]=indices(M)
%%Funcion indices.m que
%Devuelve las posiciones de los unos y ceros
%Se le pasa el numero de niveles de la constelacion

k=log2(M);
bits=2*k;
x=0:((2^bits)-1);
%Pasamos x a binario
x=de2bi(x, bits, 'left-msb');
%Buscamos los unos
[m, ~]=find(x==1);
%Sabemos que hay 2^(bits-1) unos por columna
ind_ones=reshape(m, 2^(bits-1), []);
%Hacemos lo mismo para los ceros
[m, ~]=find(x==0);
ind_zeros=reshape(m, 2^(bits-1), []);
end
```

Código B.4 *simbolos_TX.m.*

```
function[X_prima]=simbolos_TX(M)
%%Funcion simbolos_TX
%Genera todos las posibles combinaciones de simbolos.
%Se le pasa el numero de niveles de la constelacion

%Generamos los simbolos
x=(0:M-1);
%Creamos dos matrices auxiliares, para generar
%todas las combinaciones de simbolos
f1=zeros(1,M^2);
f2=zeros(1,M^2);
f1=x;
```

```

f2(1,1:M)=x(1);
for i=1:M-1
    f1=[f1,x];
    f2(1,i*M+1:(i+1)*M)=x(i+1);
end
%Modulamos
f2=qammod(f2,M,0,'gray');
f1=qammod(f1,M,0,'gray');
X_prima=[f2;f1];
end

```

Código B.5 *Canal_TRI.m*.

```

function [H,Y,p_noise]=Canal_TRI(signal_OFDM,BW,snr)
%%Funcion Canal_TRI
%Recibe la señal OFDM el, ancho de banda y la snr
%Devuelve la matriz del canal, los datos pasados por el
%canal y la potencia de ruido

%Generamos ahora la matriz del canal
H=matriz_H(BW,size(signal_OFDM,3));
%Pasamos los datos Tx por el canal Y=HX
Y=mmat(H,signal_OFDM);
%Calculamos el promedio de potencia de la señal que ha
%llegado para poder sumar el ruido
magnitud=sum(abs(Y).^2);
p_signal=mean(squeeze(mean(magnitud)));
P_SIGNAL=10*log10(p_signal);
P_NOISE=P_SIGNAL-snr;
p_noise=10^(P_NOISE/10);
n=sqrt(p_noise/2)*randn(size(Y,1),size(Y,2),size(Y,3))+
    sqrt(p_noise/2)*randn(size(Y,1),size(Y,2),size(Y,3))
    *1i;
%Sumamos el ruido a la señal Y=HX+n
Y=Y+n;
end

```

Código B.6 *estimador3_TRI.m.*

```

function [estima]=estimador3_TRI(Y,H_c,No,Add,Nused,unos,
    ceros,bits,X_prima)
%%Funcion estimador3_TRI
%Entrada: datos recibidos, matriz del canal, portadoras
%usadas indices de unos y ceros, combinaciones de
%simbolos y el numero de simbolos añadidos en Tx.

aux1=size(Y,2)*size(Y,3);
aux2=aux1/Nused;
%Multiplicamos la matriz de canal con toda la
%combinacion de simbolos posibles
HX_prima=mmat(H_c, repmat(X_prima, [1,1,Nused]));
%Para operar con ellas repetimos las matrices
%las veces que hagan falta
Y=repmat(Y, [size(X_prima,2),1,1]);
DIS=zeros(size(Y,1),size(Y,2),size(Y,3));
DIS(1:2:end, :, :)=Y(1:2:end, :, :)-repmat(permute(HX_prima
    (1, :, :), [2,1,3]),1,aux2);
DIS(2:2:end, :, :)=Y(2:2:end, :, :)-repmat(permute(HX_prima
    (2, :, :), [2,1,3]),1,aux2);
DIS=reshape(DIS,2, []);
DIS=sum(abs(DIS).^2);
DIS=reshape(DIS,size(X_prima,2), []);
estima=zeros(bits,aux1);
for i=0:(bits-1)
    estima(i+1, :)=-(1/No)*(min(DIS(ceros(:,i+1), :)))-min(
        DIS(unos(:,i+1), :)));
end
estima=reshape(estima, [],1);
estima=estima(1:length(estima)-Add);
end

```

Código B.7 *OFDM_MIMO_TRI_addBG.m.*

```
function [signal_OFDM]=OFDM_MIMO_TRI_addBG(FFT_size,
    Data_mod,BG)
%%Funcion OFDM_MIMO_TRI_addBG
%Entradas:tamaño de la FFT, datos modulados y Banda de
%guarda. Devuelve la señal OFDM a Tx con BG

Nused=FFT_size-BG;
Data_mod=reshape(Data_mod,2, [], Nused);
signal_OFDM=zeros(2,size(Data_mod,2),FFT_size);
fmin=ceil(BG/2);
fmax=BG-fmin;
%Devolvemos la señal OFDM en frecuencia.
signal_OFDM(:, :, fmin+1:FFT_size-fmax)=Data_mod;
%Devolvemos la señal OFDM en frecuencia.
end
```

Código B.8 *OFDM_MIMO_TRI_dropBG.m.*

```
function [Data_mod,H_canal]=OFDM_MIMO_TRI_dropBG(
    FFT_size,signal_OFDM_rx,BG,H_canal)
%%Funcion OFDM_MIMO_TRI_dropBG
%Entradas:tamaño de la FFT, matriz del canal, señal Rx
%y banda de guarda. Devuelve la señal y el canal sin BG

fmin=ceil(BG/2);
fmax=BG-fmin;
Data_mod=signal_OFDM_rx(:, :, fmin+1:FFT_size-fmax);
H_canal=H_canal(:, :, fmin+1:FFT_size-fmax);
end
```

Código B.9 *matriz_H.m.*

```

function [H]=matriz_H(BW,FFT_size)
%%Funcion matriz_H
%Recibe el ancho de banda y el tamaño de la fft
%Implementa la matriz del canal

%Entrada=W_jones Salida=V_jones
W_jones=polarizador();
V_jones=polarizador();
W_jones= repmat(W_jones,[1,1,FFT_size]);
V_jones= repmat(V_jones,[1,1,FFT_size]);

%Ahora generamos la distribucion Maxwellliana para
%modelar a la fibra, a partir de 3 variables aleatorias
%independientes que siguen a una normal de media 0 y
%varianza 1
frec=BW/FFT_size:(BW/FFT_size):BW;
x1=randn(1);
x2=randn(1);
x3=randn(1);

%El modelado de la fibra depende de tau
%(distribucion Maxwellliana) y de omega(w) que depende
%de la frecuencia de nuestro sistema.
tau=sqrt((x1^2)+(x2^2)+(x3^2));
w=2*pi*frec;
h22(1,1,:)=exp(-tau*w*1j/2);
modelado=[ones(1,1,1024) zeros(1,1,1024); zeros
(1,1,1024) h22];
%Por último generamos la matriz del canal 2x2
H=mmat(modelado,V_jones);
H=mmat(W_jones,H);
end

```

Código B.10 *polarizador.m.*

```
function [JONES]=polarizador()
%%Funcion polarizador
%%Genera una matriz de polarizacion de forma aleatoria.

%%Elegimos un punto aleatorio de la esfera de Poincare
w = -pi/2 + (pi/2+pi/2).*rand(1);
ro =2*pi.*rand(1);
r=1;

%%Definimos un angulo de rotacion aleatorio
alfa=2*pi.*rand(1);

%%Aqui ya hemos definido un punto de la esfera aleatorio
%%Determinamos ahora el vector de stokes
s1=r*cos(w)*cos(ro);
s2=r*cos(w)*sin(ro);
s3=r*sin(w);

%%Mapeamos el vector de Stokes a la matriz
%%de rotacion de Jones. Realizamos ahora la operacion de
%%proyeccion de espacio de Stokes al de Jones.
JONES=cos(alfa)*eye(2)-sin(alfa)*1j*[s1, s2-s3*1i;s2+s3
    *1i, -s1];
end
```


Índice de Figuras

2.1.	Diagrama para (a) Transmisor OFDM y (b) Receptor OFDM	18
2.2.	Señales OFDM (a) Sin prefijo cíclico en el transmisor (b) Sin prefijo cíclico en el receptor (c) Con prefijo cíclico en el transmisor y (d) Con prefijo cíclico en el receptor	20
2.3.	Señal OFDM en el dominio del tiempo	22
2.4.	Espectros óptico para (a) N canales CO-OFDM multiplexados por división en longitud de onda y (b) ampliación de la señal OFDM para una longitud de onda	23
3.1.	Compensación entre eficiencia espectral de doble polarización y el alcance de transmisión,	31
4.1.	Esquema básico	40
4.2.	Esquema básico transmisor	42
4.3.	Descripción de los parámetros del sistema OFDM en el dominio de la frecuencia	48
4.4.	Descripción del símbolo OFDM en el dominio del tiempo y de la frecuencia	49
4.5.	Esquema transmisor MIMO	50
4.6.	Esquema básico receptor	51
4.7.	Esquema receptor MIMO	58
4.8.	Esquema de propagación de dos modos de polarización en una fibra óptica no birrefringente	63
4.9.	Casos de un material no birrefringente y birrefringente	63
4.10.	Esquema de propagación de dos modos de polarización en una fibra óptica birrefringente	64
4.11.	Esfera de Poincaré	65
5.1.	Canal MIMO AWGN. Parámetros: $M = 4$, $r = 1/4$	74

5.2.	Canal MIMO. Parámetros: $M = 4, r = 1/4$	75
5.3.	Canal MIMO AWGN. Parámetros: $M = 4, r = 1/2$	76
5.4.	Canal MIMO. Parámetros: $M = 4, r = 1/2$	77
5.5.	Canal MIMO AWGN. Parámetros: $M = 4, r = 3/4$	78
5.6.	Canal MIMO. Parámetros: $M = 4, r = 3/4$	79
5.7.	Canal MIMO AWGN. Parámetros: $M = 16, r = 1/4$	80
5.8.	Canal MIMO. Parámetros: $M = 16, r = 1/4$	81
5.9.	Canal MIMO AWGN. Parámetros: $M = 16, r = 1/2$	82
5.10.	Canal MIMO. Parámetros: $M = 16, r = 1/2$	83
5.11.	Canal MIMO AWGN. Parámetros: $M = 16, r = 3/4$	84
5.12.	Canal MIMO. Parámetros: $M = 16, r = 3/4$	85

Índice de Códigos

A.1.	<i>configuracion_AWGN.m</i>	91
A.2.	<i>simulacion_AWGN.m</i>	92
A.3.	<i>codeFEC.m</i>	94
A.4.	<i>decodeFEC.m</i>	94
A.5.	<i>deinterfunc.m</i>	95
A.6.	<i>interfunc.m</i>	95
A.7.	<i>Prefijo_Ciclico.m</i>	95
A.8.	<i>modulate_AWGN.m</i>	96
A.9.	<i>demodulate.m</i>	96
A.10.	<i>OFDM_AWGN_ifft.m</i>	96
A.11.	<i>OFDM_AWGN_fft.m</i>	97
B.1.	<i>configuracion_MIMO.m</i>	99
B.2.	<i>simulacion_MIMO.m</i>	100
B.3.	<i>indices.m</i>	102
B.4.	<i>simbolos_TX.m</i>	102
B.5.	<i>Canal_TRI.m</i>	103
B.6.	<i>estimador3_TRI.m</i>	104
B.7.	<i>OFDM_MIMO_TRI_addBG.m</i>	105
B.8.	<i>OFDM_MIMO_TRI_dropBG.m</i>	105
B.9.	<i>matriz_H.m</i>	106
B.10.	<i>polarizador.m</i>	107

Bibliografía

- [1] I. Djordjevic and W. Shieh, *OFDM for Optical Communications*, 1st ed. Academic Print, 2010.
- [2] Y. S. Cho, J. Kim, W. Y. Yang, and C. G. Kang, *MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB*, 1st ed. John Wiley and Sons, 2010.
- [3] I. P. Kaminow, T. Li, and A. E. Willner, *Optical fiber telecommunications. VIB, Systems and networks*, 6th ed. Academic Print, 2013.
- [4] J. Armstrong, *OFDM for Optical Communications*. Journal of light-wave technology, vol 27, No 3, 2009.
- [5] J. Armstrong and A. J. Lowery, *Orthogonal-Frequency-Division Multiplexing for Optical Dispersion Compensation*. Optical Society of America, 2007.
- [6] S. Namiki, K. Ishii, J. Kurumida, H. Kuwatsuka, H. Kawashima, and T. Kudoh, *Photonic switching technologies to build a network free from energy and capacity crunch*. OECC/ACOFT, 2014.
- [7] A.D.Ellis, N. MacSuibhne, R. Watts, S. Sygletos, F.C.G.Gunning, D.Rafique, and J.Zhao, *The nonlinear Shannon limit and the need for new fibres*. MODE GAP.
- [8] P. G. Lin, *OFDM simulation in Matlab*, 2010.
- [9] F. Heismann, *Tutorial: Polarization mode dispersion: Fundamentals and impact on optical communications systems*. IEEE Conference Publications, 1998.

-
- [10] L. Rojas, J. Matheus, and J. Marín, *Estudio del fenómeno de dispersión por el modo de polarización (PMD) en sistemas de comunicaciones por fibra óptica*, 2004.
- [11] J. W. Simmons and M. J. Guttman, *States, Waves and Photons: a modern introduction to light*. Addison-Wesley, 1970.
- [12] J. P. Gordon and H. Kogelnik, *PMD fundamentals: Polarization mode dispersion in optical fibers*. Crawford Hill Laboratory, Bell Laboratories, Lucent Technologies, 2000.
- [13] J. Damask, *The Spin-Vector Calculus of Polarization*. Springer, 2005.
- [14] A. L. L., M. T. G., and R. O. V., *Efectos de la dispersión por modo de polarización (PMD) en la propagación de pulsos a través de fibras ópticas*. Revista chilena de ingeniería, vol. 15 N° 3, 2007.
- [15] J. G. Pérez and P. A. Gil, *El modelo de la esfera de Poincaré: representación de medios materiales*, 1991.
- [16] Q. Wang, Q. Xie, Z. Wang, S. Chen, and L. Hanzo, *A Universal Low-Complexity Symbol-to-Bit Soft Demapper*. IEEE transactions on vehicular technology, VOL. 63, N° 1, 2014.
- [17] C. J. Jiménez, *Dispositivos activos y componentes pasivos para sistemas DWDM*. Departamento de Ingeniería Electrónica, Escuela Superior de Ingenieros de Sevilla, Universidad de Sevilla, 2009.