



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

TÉCNICAS ÓPTICAS DE TRANSMISIÓN AVANZADAS PARA REDES OOFDM-WDM

T E S I S D O C T O R A L

Presentada por FRANCISCO ISRAEL CHICHARRO LÓPEZ

Directores Dra. BEATRIZ ORTEGA TAMARIT
 Dr. JOSÉ MORA ALMERICH

Valencia, julio de 2018





UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

DEPARTAMENTO DE COMUNICACIONES

Técnicas ópticas de transmisión avanzadas para redes OOFDM-WDM

Julio de 2018

Autor: Francisco Israel Chicharro López

Directores: Dra. Beatriz Ortega Tamarit

Dr. José Mora Almerich

ISBN: XX

Beatriz Ortega Tamarit, Catedrática de Universidad del Departamento de Comunicaciones de la Universitat Politècnica de València y José Mora Almerich, Técnico Superior de Apoyo a la Investigación en el Instituto de Telecomunicaciones y Aplicaciones Multimedia de la Universitat Politècnica de València,

HACEN CONSTAR:

Que D. Francisco Israel Chicharro López, Ingeniero de Telecomunicación, ha realizado, bajo nuestra dirección, el trabajo que se recoge en esta memoria para optar al título de Doctor en Telecomunicaciones por la Universitat Politècnica de Valencia.

Asimismo, autorizamos la presentación de este trabajo ante la Universitat Politècnica de Valencia para que cumpla los trámites correspondientes.

Para que así conste a efectos legales, firmamos este documento en Valencia, a 12 de junio de 2018.

Fdo. Beatriz Ortega Tamarit

Fdo. José Mora Almerich

Agradecimientos

A Nico y Bimba, a Bimba y Nico; mis complejos conjugados.

Os escribe vuestro papá del pasado. Pero cuando tenía unos pocos años más que vosotros, yo quería ser maestro. Mi primera maestra se llamaba Beatriz. Mi última maestra se llama Beatriz y, junto a Jose, han hecho posible que hoy esté escribiéndoos. Su vocación, y la de todos los maestros que me han guiado en esta vida, está por encima de cualquier paga.

Pero no solo vais a encontrar maestros en el cole. Hay otras personas que os pueden ayudar a crecer, como lo siguen haciendo conmigo la mamá, los abuelos Paco y Puri, la tía Ester, los bisabuelos Ramiro y Pura, o la tan echada de menos yaya Jesusa. En cada uno de sus gestos hay una dosis tremenda de cariño y amor; exprimidlos cuanto seáis capaces.

Cuando erais muy pequeños teníamos el comedor con el suelo acolchado. Mamá y papá queríamos que os arriesgarais, incluso cuando vuestra estabilidad motora no favorecía. Y que si os caíais, pudierais levantaros fácilmente tras sufrir el menor daño posible. En eso vamos a seguir, y en eso han estado muchos de los amigos de papá para que esto que hoy leéis fuera posible.

Los tíos Berni, Manuel y Rocío diseñaron una barrera de coral. Gracias a esa barrera se podían ver muchos colores en los días en los que entraban poquitos rayos de sol. Y aunque papá se cayera porque no enfocaba bien, sabía que desde el suelo, focalizando bien la mirada, se veían infinidad de colores.

También os contaré que, cuando uno se hace mayor y quiere seguir estudiando, hace falta un poco más de dinero de lo habitual. Hay unas señoras y unos señores muy rigurosos que deciden a qué estudios y a qué personas dedican parte de ese dinero. Así que tengo que agradecerle al señor Ministerio de Economía y Competitividad que me permitiera investigar con una beca de Formación de Personal Investigador, y me dejara ir unos meses a Aveiro a estudiar un poco más en el Instituto de Telecomunicações con una Estancia Breve. Pero el señor que más tiempo me

ha acogido ha sido el Grupo de Comunicaciones Ópticas y Cuánticas (actual *Photonics Research Labs*) de la Universitat Politècnica de València, sin cuyos componentes (tanto personales como instrumentales) nada de esto sería verdad.

Cuando deseéis algo con muchas ganas, luchad por ello. Soñad. Para llegar al final del laberinto es posible que os perdáis 99 veces. Recordad por qué empezasteis el viaje. Para que los sueños se cumplan, no solo hay que cerrar los ojos; hay que trabajar mucho. Mamá estuvo siempre apoyando a papá en cada una de sus decisiones, en cada uno de sus aciertos, en cada una de sus celebraciones. Y un trocito de esta Tesis le pertenece a ella.

Todo esto le pasó a papá, y os pasará a vosotros. Pero siempre encontraréis quien os acolche el suelo y quien os ponga barreras de coral.

Valencia, 11 de junio de 2018.

*"There are times you don't find science.
Don't give up. Finally, science finds you."*

Resumen

El incesante aumento de ancho de banda por parte de los usuarios finales que requieren actualmente los servicios que ofrecen Internet, vídeo de alta definición, aplicaciones multimedia o juegos on-line hace que las modulaciones avanzadas jueguen un papel fundamental en las redes ópticas. La técnica OOFDM (*Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) ha sido ampliamente utilizada como solución para las redes de comunicaciones, gracias a las ventajas que ofrece en cuanto a su resistencia a la dispersión cromática y de polarización, su adaptabilidad a variaciones del canal o su alta eficiencia espectral.

La técnica de modulación OFDM data del siglo pasado, si bien es cierto que su implementación digital le ha dado un impulso importante en las últimas décadas. A partir de una serie de símbolos modulados, esta técnica asocia cada uno de los símbolos a una portadora. El conjunto de todas las portadoras es lo que se conoce como símbolo OFDM, siendo la señal OFDM el conjunto de todos los símbolos OFDM generados. La relación que deben cumplir las portadoras entre sí, los diferentes tipos de símbolos OFDM, las extensiones cíclicas o la estimación del canal son algunos de los bloques que describiremos con detalle a lo largo de esta memoria.

La generación de señales OFDM moduladas en intensidad y detectadas de forma directa a partir de modulaciones en doble banda lateral dan lugar a un uso ineficiente del espectro, además de que sufren penalizaciones importantes debido a la dispersión cromática. De forma alternativa, las modulaciones en banda lateral única evitan este inconveniente. En este trabajo presentaremos un esquema original de transmisión de señales ópticas OFDM basado en la modulación de banda lateral única que permite un uso del espectro más eficiente. Consiste en la definición de canales pareados que incluyen dos portadoras espectralmente próximas moduladas, cada una de ellas con la banda lateral única externa.

Por otra parte, esta tesis ofrece una solución de bajo coste para la implementación de transmisores WDM-OFDM basados en el uso de fuentes ópticas anchas. A pesar de que la dispersión cromática

impide el uso de estas fuentes, se propone la utilización de determinadas estructuras previas a la recepción de la señal óptica que habilitan la transmisión de señales OFDM en enlaces ópticos. A lo largo de este trabajo se demuestra experimentalmente cómo la utilización de un interferómetro Mach-Zehnder con el diseño adecuado permite la utilización de fuentes ópticas anchas en un sistema tolerante a la dispersión. Se estudiarán todos los parámetros que afectan a la transmisión de las señales, con el fin de definir el funcionamiento óptimo de estos sistemas con especial énfasis en el trabajo experimental, pero facilitando la comprensión teórica de los mismos.

Como ejemplo de la flexibilidad de los sistemas propuestos, se demostrará la transmisión de señales OFDM multibanda, compuestas por diferentes bandas OFDM que aportan mayor eficiencia en el uso del espectro eléctrico. De nuevo, un diseño adecuado del interferómetro Mach-Zehnder aportará una solución adaptativa en función de las necesidades del usuario en cada instante, tal y como demostrarán los resultados experimentales.

Así pues, esta Tesis Doctoral, presentada para la obtención del título de Doctor en Telecomunicaciones, propone y demuestra soluciones avanzadas, novedosas y eficientes para la transmisión de señales OFDM en las redes ópticas, que serán también validadas a lo largo de la Tesis en el marco de la tecnología DWDM con el fin de explorar su potencial de cara a su implementación en las redes futuras.

Resum

L'incessant augment d'amplada de banda per part dels usuaris finals que requereixen actualment els serveis que ofereixen Internet, vídeo d'alta definició, aplicacions multimèdia o jocs en línia fan que les modulacions avançades tinguin un paper fonamental en les xarxes òptiques. La tècnica OOFDM (*Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) ha estat àmpliament utilitzada com a solució per a les xarxes de comunicacions, gràcies als avantatges que ofereix quant a resistència a la dispersió cromàtica i de polarització, la seua adaptabilitat a variacions del canal o la seua alta eficiència espectral.

La tècnica de modulació OFDM data del segle passat, si bé és cert que la seua implementació digital li ha donat una espenta important en les últimes dècades. A partir d'una sèrie de símbols modulats, aquesta tècnica associa cadascun dels símbols a una portadora. El conjunt de totes les portadores es coneix com a símbol OFDM, sent el senyal OFDM el conjunt de tots els símbols OFDM generats. La relació que han de complir les portadores entre elles, els diferents tipus de símbols OFDM, les extensions cícliques o l'estimació de canal són alguns dels blocs que descriurem amb detall al llarg d'aquesta memòria.

La generació de senyals OFDM modulats en intensitat i detectats de forma directa a partir de modulacions en doble banda lateral donen lloc a un ús ineficient de l'espectre, a més que pateixen penalitzacions importants a causa de la dispersió cromàtica. Alternativament, les modulacions en banda lateral única eviten aquest inconvenient. En aquest treball presentarem un esquema original de transmissió de senyals òptics OFDM basat en la modulació de banda lateral única que permet un ús de l'espectre més eficient. Consisteix en la definició de canals emparellats que inclouen dues portadores espectralment pròximes modulades, cadascuna d'elles amb la banda lateral única externa.

Per altra banda, aquesta Tesi ofereix una solució de baix cost per a la implementació de transmissors WDM-OFDM basats en l'ús de fonts òptiques amples. Malgrat que la dispersió cromàtica

impedeix l'ús d'aquestes fonts, es proposa la utilització de determinades estructures prèvies a la recepció del senyal òptic que habiliten la transmissió de senyals OFDM en enllaços òptics. Al llarg d'aquest treball es demostra experimentalment com la utilització d'un interferòmetre Mach-Zehnder amb el disseny adequat permet la utilització de fonts òptiques amples en un sistema tolerant a la dispersió. S'estudiaran tots els paràmetres que afecten la transmissió de senyals, amb l'objectiu de definir el funcionament òptim d'aquests sistemes amb especial èmfasi en el treball experimental, però facilitant la seua comprensió teòrica.

Com a exemple de flexibilitat dels sistemes proposats, es demostrarà la transmissió de senyals OFDM multibanda, compostos per diferents bandes OFDM que aporten major eficiència en l'ús de l'espectre elèctric. De nou, un disseny adequat de l'interferòmetre Mach-Zehnder aportarà una solució adaptativa en funció de les necessitats de l'usuari en cada instant, tal com demostraran els resultats experimentals.

Així doncs, aquesta Tesi Doctoral, presentada per a l'obtenció del títol de Doctor en Telecomunicacions, proposa i demostra solucions avançades, noves i eficients per a la transmissió de senyals OFDM en les xarxes òptiques, que seran també vàlides al llarg de la Tesi en el marc de la tecnologia DWDM amb l'objectiu d'explorar els seus potencials de cara a la seua implementació en les futures xarxes.

Abstract

The increasing demand of bandwidth per end-user required by current Internet services, high-definition video, multimedia applications or on-line gaming drives the advanced modulations to play a significant role in optical networks. OOFDM (Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing) has been widely employed as a solution for network communications due to its advantages, such as overcoming chromatic and polarization dispersion impairments, its adaptability to channel variations and its high spectral efficiency.

The modulation technique OFDM dates from the last century, while it is true that its digital implementation has given a boost in the last decades. From a list of modulated symbols, this technique maps each one with a carrier. The set of every carriers forms an OFDM symbol, and the set of every OFDM symbols results in the OFDM signal. The conditions that carriers must satisfy, the different kind of OFDM symbols, the cyclic extensions or the channel estimation are some of the blocks that will be described in-depth along this work.

The generation of OFDM signals, intensity modulated and directly detected, from double sideband modulations results in an inefficient use of the spectrum, adding the power fading related to the chromatic dispersion. Alternatively, the single band modulations avoid this drawback. In this work, we are introducing an original scheme of transmission of optical OFDM signals based on the single band modulation that makes a better use of the spectrum. It consists of the definition of paired channels. Each one includes two optical carriers with a narrow spectral separation, and the external single sideband.

Furthermore, this Thesis provides a low-cost solution for the implementation of WDM-OFDM transmitters based on the use of broadband sources. Despite the chromatic dispersion avoids the use of this kind of optical sources, the inclusion of some structures before the detection enable the transmission of OFDM signals in optical links. The use of a Mach-Zehnder interferometer, properly designed, enables the use of broadband sources in a dispersion tolerant scheme, as will

be experimentally demonstrated. Moreover, every parameter that concerns the transmission of the signals will be studied, with the goal of defining the optimal operation of these systems. Despite the emphasis is focused in the experimental experiences, the theoretical comprehension is also taken into account.

As an example of the flexibility of the introduced systems, the transmission of multiband OFDM signals will also be demonstrated. Different OFDM bands form these signals, increasing the electric spectrum efficiency. Once again, the proper design of the Mach-Zehnder interferometer will result in an adaptive solution regarding the end-user requirements in each moment, as the experimental results will confirm.

Therefore, this Doctoral Thesis, introduced for gaining the title of Philosophae Doctor in Telecommunications, proposes and demonstrates advanced, novel and efficient solutions for the transmission of OFDM signals in optical networks. They will also be validated along the Thesis in the context of the DWDM technology, for exploring their potential as a candidate for implementation in future networks.

Índice general

Resumen	vi
Índice general	xiii
1 Introducción	1
1.1 Contexto	3
1.1.1 Necesidades actuales de las redes de telecomunicación	3
1.1.2 Evolución de las comunicaciones ópticas	3
1.1.3 Formatos de modulación avanzados	5
1.1.4 Redes de acceso ópticas	5
1.1.5 Servicios y aplicaciones de la señal OFDM	8
1.2 Objetivos	9
1.3 Estructura	11
2 Transmisión de señales OFDM en sistemas de fibra óptica	13
2.1 Descripción de la señal OFDM	15
2.1.1 Formulación matemática	15
2.1.2 Simetría hermítica	19
2.1.3 Extensiones cíclicas	20
2.1.4 Estimación de canal y equalización	21

2.1.5	Relación de potencia de pico a potencia media	23
2.1.6	Ventajas e inconvenientes de la técnica OFDM	24
2.2	Sistemas de transmisión OOFDM	25
2.2.1	Modulación óptica	26
2.2.2	Fibra óptica	29
2.2.3	Detección óptica	31
2.3	Sistemas actuales de transmisión OOFDM	32
2.3.1	Transmisión de señales OOFDM en tiempo real	32
2.3.2	Transmisión de señales OOFDM offline	33
2.3.3	Señales OOFDM multibanda	33
2.3.4	Redes WDM-OOFDMA	34
3	Sistema experimental de generación y detección de señales OOFDM	37
3.1	Instrumentación experimental	39
3.2	Procesado digital de la señal OFDM	41
3.2.1	Parámetros de la señal OFDM	41
3.2.2	Generación de la señal OFDM	42
3.2.3	Recepción de la señal OFDM	51
3.2.4	Calidad de la señal OFDM	56
3.3	Transmisión eléctrica de la señal OFDM	58
3.4	Transmisión óptica de la señal OFDM	60
3.4.1	Fuente óptica	61
3.4.2	Punto de modulación del MZM	61
3.4.3	Ancho de banda de guarda	63
3.4.4	Efecto de supresión de portadora	64
4	Transmisión óptica de señales OFDM-DWDM con alta densidad espectral	67
4.1	Descripción del transmisor DWDM-SSB-OOFDM de canales pareados	70
4.1.1	La señal SSB	70
4.1.2	Los canales pareados	72
4.1.3	El transmisor DWDM-SSB-OOFDM	72
4.2	Montaje experimental	73
4.3	Resultados experimentales	75
4.3.1	Transmisión de la señal SSB	75

4.3.2 Transmisión del canal pareado	76
4.3.3 Transmisión sobre la red DWDM	78
5 Transmisión óptica de señales OFDM utilizando fuentes anchas	81
5.1 Fuentes anchas en redes de acceso ópticas	83
5.2 Transmisores de señales OOFDM tolerantes a la dispersión basados en interferómetros Mach-Zehnder	86
5.3 Transmisión de señales OOFDM empleando fuentes ópticas anchas	90
5.3.1 Esquema experimental	92
5.3.2 Medidas de transmisión	94
5.4 Transmisión de señales OOFDM multibanda	99
5.4.1 Esquema experimental	100
5.4.2 Medidas de transmisión	102
6 Conclusiones y líneas futuras	107
6.1 Conclusiones	109
6.2 Líneas futuras	112
A Méritos	115
A.1 Publicaciones	115
A.2 Congresos	116
A.3 Otros méritos	116
A.3.1 Relacionados con el área de Ingeniería	116
A.3.2 Relacionados con el área de Matemáticas	117
A.3.3 Relacionados con el área de Idiomas	120
B Procesado digital para la generación y detección de señales OFDM	121
B.1 Generación de la señal OFDM	121
B.1.1 OFDMTX.m	122
B.1.2 scPlan.m	123
B.1.3 PreEmp.m	124
B.1.4 clipOFDM.m	124
B.2 Recepción de la señal OFDM	125
B.2.1 OFDMRX.m	125

B.3 Parámetros de calidad de la señal OFDM	127
B.3.1 OFDMQ.m	127
Bibliografía	129

Capítulo 1

Introducción

1.1 Contexto

1.1.1 Necesidades actuales de las redes de telecomunicación

Podemos verificar la creciente demanda de ancho de banda para la transmisión de señales día tras día con las numerosas aplicaciones que las empresas ponen a nuestro alcance: la posibilidad de almacenamiento en la nube, las videoconferencias en el entorno familiar y profesional o las compañías que ofrecen *streaming* multimedia para la visualización de sus contenidos son unos pocos ejemplos. El horizonte nos indica que, de momento, no existe límite para las aplicaciones. Y para ello, es necesario dotar a las redes de técnicas que permitan mejorar el uso que se hace de ellas.

La empresa CISCO realiza un estudio anual que valora las perspectivas del tráfico de datos en las redes a lo largo de los próximos años. En su informe relativo al año 2017 [1], se indica una tendencia exponencial en el crecimiento del tráfico generado en Internet, como ilustra la Figura 1.1, con casi el triple de tráfico en 2021 del que se gestionó cinco años atrás.

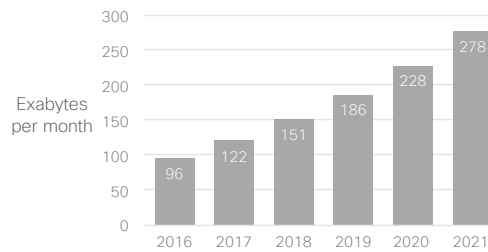


Figura 1.1: Pronóstico del tráfico en Internet [1]

Bajo esta perspectiva, resulta capital la investigación abierta en diferentes frentes.

1.1.2 Evolución de las comunicaciones ópticas

En las últimas décadas del siglo XX se produjo el desarrollo de las comunicaciones ópticas, debido al cuello de botella de capacidad que presentaban los sistemas de transmisión de radiofrecuencia. A partir del primer láser en funcionamiento de la historia en 1960 [2], el campo de la fibra óptica sufrió una revolución a lo largo de esa década. Kao y Hockman [3] propusieron a la fibra óptica como medio de transmisión en 1966. Un año más tarde, Kapany demostró la transmisión de una imagen a través de un haz de fibras de vidrio [4]. A continuación se describe la evolución de las comunicaciones ópticas a lo largo de la historia [5, 6, 7].

La primera generación de comunicaciones ópticas se fija en la década de 1970. El empleo de fibras multimodo en primera ventana ($0.8 \mu\text{m}$) permitió tasas de transmisión de centenares de Mb/s en enlaces de 10 km. En este caso, la dispersión intermodal era su principal limitación.

Para hacer frente a este problema, en la década de 1980 aparece la segunda generación, basada en la transmisión en segunda ventana ($1.3 \mu\text{m}$). Dada la inexistencia de fuentes que transmitieran en dichas longitudes de onda, se desarrollaron los láseres de *InGaAsP* y los fotodetectores de *Ge*. Debido a la dispersión de la fibra multimodo, las tasas no superaban los 100 Mb/s en enlaces de 20 km, por lo que se incorporaron las fibras monomodo. En 1987 ya se conseguían transmitir velocidades de 2.5 Gb/s en enlaces de 50 km.

La tercera generación se establece en la primera mitad de la década de 1990, con la utilización de la tercera ventana ($1.55 \mu\text{m}$), en la que la atenuación de la fibra pasa de 0.5 dB/km a 0.2 dB/km. Sin embargo, en esta ventana la dispersión cromática adquiere un valor considerable. Para paliar el efecto de la dispersión cromática se siguieron dos líneas: el desarrollo de fibra de dispersión desplazada y el desarrollo de láseres monomodo. El empleo de ambos dispositivos permitió operar a 10 Gb/s en enlaces de 100 km. La regeneración de la señal en los enlaces supuso un inconveniente hasta la aparición de los amplificadores ópticos quienes, junto con la multiplexación en longitud de onda, dan comienzo a la llamada generación 3.5. Los amplificadores de fibra dopada con erbio (*Erbium-Doped Fiber Amplifier*, EDFA) permitieron la transmisión comercial de 5 Gb/s a 11.300 km, en un enlace transoceánico. La capacidad de las transmisiones consiguió un importante aumento con la técnica de multiplexación en longitud de onda (*Wavelength Division Multiplexing*, WDM), transmitiendo 20 canales de 5 Gb/s a lo largo de 9100 km.

La cuarta generación se centra en el aumento de la capacidad, con la transmisión de múltiples canales WDM con separaciones de 100 GHz, 50 GHz e incluso 25 GHz, lo que se nombra como WDM denso (*Dense Wavelength Division Multiplexing*, DWDM). El control de la estabilidad de las longitudes de onda y el desarrollo de dispositivos que las gestionen suponen los elementos fundamentales de esta generación. Estos esfuerzos resultaron en el desarrollo de dispositivos como los amplificadores Raman, los multiplexores y demultiplexores DWDM, los multiplexores ópticos de inserción y extracción de longitudes de onda reconfigurables (*Reconfigurable Optical Add-Drop Multiplexer*, ROADM) y los conmutadores ópticos (*Optical Cross-Connect*, OXC).

La quinta generación está orientada a las capacidades entre 100 Gb/s y 1 Tb/s por longitud de onda. Para ello, se requieren modulaciones avanzadas como la multiplexación por división en frecuencia ortogonal (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*, OFDM), codificaciones de canal, multiplexación por polarización, procesado digital de la señal o sistemas de detección coherente. Los organismos de estandarización ya han completado el trabajo sobre 100 Gb/s Ethernet y se encuentran en el desarrollo de 400 Gb/s y 1 Tb/s Ethernet.

Quedan dentro de las generaciones siguientes las transmisiones por encima de 1 Tb/s, como la reciente demostración experimental de transmisión de 70.4 Tb/s a lo largo de 7.600 km de fibra óptica [8].

1.1.3 Formatos de modulación avanzados

OFDM es una técnica de modulación avanzada basada en modulación multiportadora propuesta en los años 60 [9, 10, 11]. La técnica de modulación OFDM adquiere relevancia en canales no ideales, es decir, que presentan problemas de desvanecimientos. Su respuesta en frecuencia no tiene módulo constante pero, al dividir el canal en subcanales de menor ancho de banda, se consigue en cada uno de ellos un comportamiento prácticamente plano en términos de relación señal a ruido, dando lugar a un comportamiento casi ideal.

En la época en la que se propuso OFDM, su implementación era demasiado compleja y poco eficiente, debido a un diseño totalmente analógico. En 1969 se propuso por primera vez el uso de transformadas discretas de Fourier [12] para generar las señales OFDM, pero hasta que la electrónica de los semiconductores no estuvo lo suficientemente evolucionada, no se pudo implementar la señal OFDM con transformadas discretas de Fourier.

La técnica de modulación OFDM solventa dos problemas muy importantes en las técnicas convencionales de multiplexación por división en frecuencia (*Frequency Division Multiplexing*, FDM) [13]. Por un lado, el uso de un espectro excesivo, ya que OFDM permite solapar los espectros de las portadoras individuales y por tanto consigue una importante eficiencia espectral. Por otro, se evita el diseño de los generadores y osciladores necesarios para generar las señales moduladas, empleando la transformada de Fourier rápida (*Fast Fourier Transform*, FFT) que realiza una implementación en tiempo discreto de la señal OFDM. En la Figura 1.2 se muestra la evolución de los esquemas de multiplexación [14].

En los sistemas de multiplexación en frecuencia que se ilustran en la Figura 1.2(a) se implementa a partir de un conversor serie a paralelo con diferentes transmisores y filtros paso banda de anchos muy estrechos. La primera evolución hacia OFDM, representada en la Fig. 1.2(b), trata de realizar una implementación analógica de la FFT sustituyendo los filtros paso banda. Los transmisores actuales, como se puede observar en la Fig. 1.2(c), incluyen tanto el procesado digital de la señal como diferentes bloques que aportan múltiples funcionalidades.

Las aplicaciones de OFDM no se hicieron esperar. En 1985, Cimini [15] propone la técnica OFDM para comunicaciones móviles, mientras que 10 años más tarde se implementa una versión de OFDM sencilla para la transmisión de la línea de abonado digital asimétrica (*Assymetric Digital Subscriber Line*, ADSL). A partir de entonces, numerosos estándares tratan de utilizar esta técnica avanzada de modulación, comenzando por el estándar 802.11 a de WiFi en 1999.

1.1.4 Redes de acceso ópticas

La red de acceso es aquella parte de la infraestructura de telecomunicaciones más próxima al usuario final. Esta red conecta los servicios de una oficina central (*Central Office*, CO) a través de la red de transporte con los terminales de línea óptica (*Optical Line Termination*, OLT), quien distribuye la señal a las múltiples unidades ópticas de red (*Optical Network Unit*, ONU) [16]. Estas últimas se encargan de proporcionar el acceso a la red a los usuarios finales. La Figura 1.3 muestra un ejemplo de red de acceso.

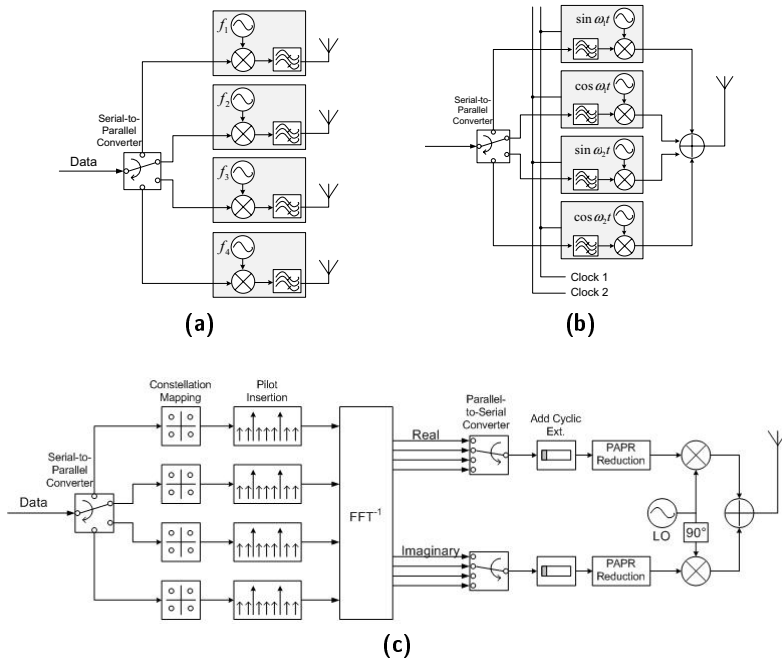


Figura 1.2: Evolución de la transmisión OFDM [14]. (a) Transmisor FDM, (b) Primeros sistemas de transmisión OFDM, (c) Transmisores OFDM actuales.

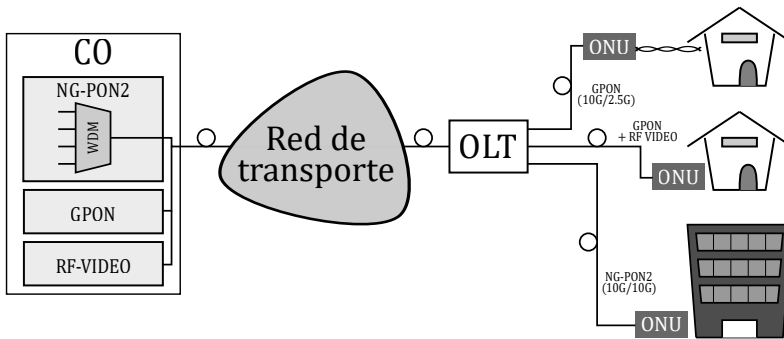


Figura 1.3: Estructura general de una red de acceso (basado en [17]).

Un criterio para clasificar las redes de acceso se basa en la tecnología que transporta la señal. En este sentido, dos son las tecnologías más utilizadas: la solución basada en un híbrido de fibra y cable coaxial (*Hybrid Fiber Coaxial*, HFC), y la solución que solo incorpora fibra (*Fiber To The x*,

FTTx). En ambas tecnologías, el enlace desde la CO hasta las diferentes ONUs está compuesto de fibra óptica. Para el caso de HFC, la transmisión entre la ONU y los usuarios finales se realiza con cable coaxial, como representa la ONU superior de la Figura 1.3. En función de la ubicación de la ONU, la FTTx posee diferentes nombres. Por ejemplo, la fibra hasta el hogar (*Fiber To The Home*, FTTH) cuando la ONU está en el hogar del abonado, la fibra hasta el edificio (*Fiber To The Building*, FTTB) cuando la ONU se encuentra en el edificio o fibra hasta la manzana (*Fiber To The Core*, FTTC) si la ONU se encuentra en ese conjunto de viviendas. La ONU central de la Figura 1.3 es un ejemplo de FTTH, mientras que la ONU inferior representa FTTB.

Las tendencias actuales de redes ópticas de acceso se basan en la implementación de tecnologías ópticas de redes pasivas (*Passive Optical Networks*, PON). La primera generación de las PON se desarrolló en la última década por parte de los organismos ITU (*International Telecommunications Union*) e IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) [18], comenzando por las redes GPON (*Gigabit-capable PON*) y EPON (*Ethernet PON*), respectivamente. Sus objetivos son similares, pero difieren en la implementación de la capa física. La siguiente generación, denominada NG-PON1 (*Next Generation PON 1*), da lugar a XG-EPON (*10G-EPON*) y XG-GPON (*10G-GPON*). Las tasas de transmisión que cubre XG-GPON son de 10 Gb/s en el modo simétrico, y de 10 Gb/s de bajada y 1 Gb/s de subida en el modo asimétrico. Respecto a XG-EPON, el modo simétrico cubre las mismas tasas que XG-GPON, mientras que en el modo asimétrico difiere de la velocidad de subida, estableciéndose en 2.5 Gb/s. La siguiente generación de redes ópticas pasivas se denomina NG-PON2, con el objetivo de aportar una tasa de bajada de 40 Gb/s y una tasa de subida de 10 Gb/s, teniendo cada ONU una capacidad de gestión de 1 Gb/s. Para ello, existen propuestas novedosas de acceso al medio: WDM u OFDM, entre otras.

En general, las redes PON son factibles para diseñar soluciones de bajo coste y proporciona cobertura tanto a aplicaciones empresariales como a usuarios finales. Las arquitecturas básicas se clasifican en función del ancho de banda: ancho dedicado o ancho compartido [19]. Para ambos casos, las tecnologías necesarias deben proveer protección, consumo eficiente de potencia, administración y mantenimiento.

Los mecanismos utilizados en la arquitectura del ancho de banda compartido trabajan con multiplexación por división en el tiempo (*Time Division Multiplexing*, TDM), asignando un ancho de banda en función de las necesidades del usuario, conocido como asignación dinámica de ancho de banda (*Dynamic Bandwidth Assignment*, DBA), ilustrado en la Figura 1.4. En caso de que un usuario requiera mayor ancho de banda, se utiliza el que está disponible para el resto de usuarios pero no está siendo utilizado. De forma análoga, si un usuario no requiere ancho de banda, este es cedido al resto de usuarios que sí lo requiere, maximizando el uso que se hace de la capacidad. No obstante, esta estructura tiene dos inconvenientes principales: el mecanismo de asignación de ancho de banda y el período de control para las solicitudes y asignaciones. Actualmente, con la perspectiva del desarrollo de FTTH, se han demostrado tasas de transmisión entre 1 y 1.2 Gb/s. Para mejorar estas tasas se ha propuesto la combinación de TDM con WDM, en lo que se conoce como TWDM-PON, dando lugar a tasas de transmisión en el enlace ascendente superiores a 10 Gb/s.

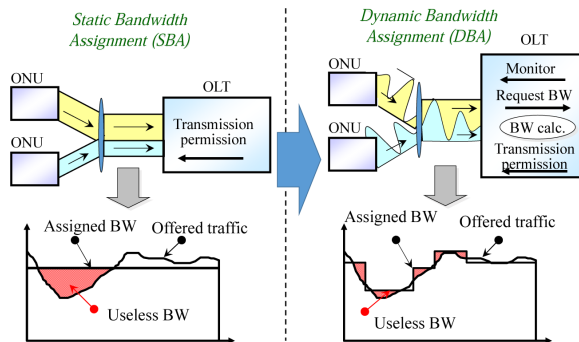


Figura 1.4: Asignación de ancho de banda en una red de acceso [19].

Por otro lado, en la Figura 1.4 también se ilustra la asignación de ancho de banda estática (*Static Bandwidth Allocation*, SBA). Esta estructura permite al usuario tener la garantía de un ancho de banda dedicado, dando lugar a la posibilidad de canales simétricos de upstream y downstream. No obstante, en este tipo de arquitecturas es común el fenómeno del cuello de botella en los enlaces ascendentes. En esta arquitectura el acceso es mediante FDM o WDM. Las evoluciones de estos accesos incluyen OFDM y modulación digital de subportadoras. En estos sistemas, la gestión de las longitudes de onda y las frecuencias es muy simple, y se utiliza para servicios con pocos puntos y grandes anchos de banda. Por ejemplo, se puede utilizar para estaciones base de telefonía móvil 5G y vídeo de alta definición para visión pública.

1.1.5 Servicios y aplicaciones de la señal OFDM

La señal OFDM forma parte de multitud de estándares de modulación de señal. Esta técnica ha tenido su mayor implantación en los sistemas de comunicación inalámbrica. A continuación repasamos algunos de los estándares en los que OFDM ha adquirido protagonismo.

- DAB (*Digital Audio Broadcasting*, estándar ETS300401). El proyecto de transmisión digital de audio tuvo lugar entre los años 1987 y 2000, formando parte del proyecto europeo EUREKA. Existen cuatro modos de transmisión. La señal se modula en OFDM, cuyos datos están modulados en $\pi/4$ -DQPSK. El tamaño de la FFT varía 2^8 y 2^{11} , en función de qué modo se transmite. La tasa de transmisión varía entre 0.576 y 1.152 Mb/s.
- DVB (*Digital Video Broadcasting*, estándares DVB-T y DVB-T2). Fruto de una necesidad que compartían diferentes empresas de televisión digital, a principios de la década de 1990, el consorcio europeo *European Launching Group* trata de estandarizar este tipo de transmisiones. La difusión de vídeo digital terrestre utiliza una versión codificada de OFDM para transmitir sus datos. Tanto la versión DVB-T como la versión DVB-T2 modulan los datos en QPSK, 16QAM y 64QAM, estando la versión 256QAM solo disponible para la

segunda versión del estándar. El tamaño de la FFT varía entre 2^{11} y 2^{15} , con unas tasas de transmisión típicas de 35.4 Mb/s.

- WLAN (*Wireless Local Area Network*, estándar IEEE 802.11). Los estándares de transmisión inalámbrica para redes de área local se desarrollaron entre 1997 y 2009. El más representativo es el estándar 802.11, también conocido como WiFi. Transmite sobre la portadora de 2.4 ó 5 GHz, con tasas de hasta 54 y 11 Mb/s, respectivamente, haciendo uso de FFTs de tamaño 64. En este caso, las portadoras de datos pueden estar moduladas en BPSK, QPSK, 16QAM y 64QAM.
- WiMAX (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*, estándar IEEE 802.16). WiMAX nace a finales de la década de 1990, con el objetivo de aportar un servicio de telecomunicación alternativo a las comunicaciones a través de cable. El estándar WiMAX fue diseñado para las comunicaciones inalámbricas punto a multipunto, en primer lugar para transmisión en línea de visión. Actualmente las tasas de transmisión varían entre 32 y 134 Mb/s, con modulaciones de datos QPSK, 16QAM y 64QAM, con FFTs de tamaño 512.
- LTE (*Long Term Evolution*). LTE se propone en 2004 para optimizar la arquitectura de acceso de radiocomunicaciones, con el objetivo de aportar una alta eficiencia espectral, altas tasas de transmisión y flexibilidad en frecuencia y ancho de banda. Para ello, se utiliza como acceso al medio las tecnologías OFDMA (*OFDM Access*) para el enlace descendente y SC-FDMA (*Single-Carrier FDM Access*) para el enlace ascendente. Las portadoras se agrupan en función del ancho de banda dedicado a cada subcanal, de forma que el estándar permite definir anchos de banda de 1.4, 3, 5, 10, 15 y 20 MHz.
- LTE-A (*Long Term Evolution Advanced*). El estándar LTE-A, propuesto a finales de 2009, persigue aumentar la capacidad a través de proporcionar altas tasas de transmisión a un coste razonable. Las nuevas funcionalidades que aporta respecto de LTE son la agregación de subportadoras, el uso de múltiples antenas (o multiplexación espacial) y el uso de nodos de confianza. De forma similar a LTE, utiliza en el enlace ascendente la técnica SC-FDMA, y en el enlace descendente la técnica OFDMA.

1.2 Objetivos

Los objetivos principales de la presente Tesis Doctoral han sido el diseño y desarrollo experimental de nuevas técnicas propuestas para la transmisión óptica de señales OFDM con una perspectiva de aplicación sobre redes WDM-PON. Para su consecución, se han seguido diferentes líneas de trabajo que pasamos a describir a continuación.

En primer lugar, se ha realizado un estudio teórico basado tanto en la bibliografía como en las publicaciones más novedosas a lo largo de todo el proceso de los estudios de doctorado, siendo actualizado de forma continua debido a las frecuentes novedades que los grupos punteros de investigación han ido introduciendo a lo largo de estos años.

Debido a que se trata de una Tesis Doctoral centrada en la parte experimental, han sido necesarios el conocimiento de los equipos del Laboratorio de Fotónica y la adquisición de las destrezas derivadas tanto de su uso como de los componentes ópticos que se referencian a lo largo de esta memoria.

La generación y recepción de la señal OFDM en el dominio digital ha sido uno de los objetivos fundamentales de este trabajo, dando lugar a un procesador digital de señal offline propio en el que poder configurar cualquiera de los parámetros que definen la señal OFDM. Como la señal es transmitida por equipos analógicos, será necesario tener en cuenta los efectos de estos al atravesar los conversores digital-analógico del transmisor y analógico-digital del receptor, para que los efectos no deseados tengan las menores consecuencias posibles.

Como se indicará y justificará más adelante, los sistemas de transmisión sobre los que se ha trabajado han estado basados en la modulación externa en intensidad y la detección directa. En base a esta elección, el primer objetivo consiste en la demostración experimental de un sistema de transmisión óptica de estas características y la evaluación de sus prestaciones en función de parámetros tales como las características del láser, el punto de modulación o la fibra óptica empleados. En base a este primer objetivo, también ha sido necesaria la realización de pruebas y medidas para distintas velocidades, formatos de modulación, número de subportadoras y otros parámetros relevantes, de cara a la evaluación de las prestaciones de distintas señales OFDM sobre el enlace óptico.

Con la perspectiva de la implementación de nuevas técnicas e introducción de mejoras para la transmisión de señales OFDM sobre redes WDM-PON, se plantean los siguientes objetivos técnicos.

- El aumento de la **eficiencia espectral** de los sistemas de transmisión, mediante la generación de una señal compuesta por dos bandas laterales opuestas que sean transmitidas con dos portadoras cuya separación espectral sea mínima, cumpliendo las especificaciones de las redes DWDM.
- **Mejora de la recepción** de los canales asociados a cada uno de los usuarios, a través de la implementación de estructuras de filtrado avanzado que den lugar a mejoras en la calidad de la señal recibida.
- Transmisión de señales OFDM ópticas mediante fuentes anchas, lo que supone una **solución de bajo coste** para estos sistemas. El estudio teórico y experimental de dicha propuesta dará lugar a estructuras de transmisión que permitan evaluar una solución de compromiso entre el coste de un sistema y la tasa alcanzada por cada uno de los usuarios.
- Transmisión de señales **OFDM multibanda**, con el objetivo de mejorar de la calidad de la señal recibida por cada usuario y su posible implementación adaptativa orientada a la asignación dinámica del ancho de banda.

1.3 Estructura

En base a los objetivos planteados en la sección anterior, para el desarrollo de esta memoria que se centra en la implementación experimental de diferentes técnicas novedosas a implementar sobre las redes WDM-PON, planteamos la siguiente estructura.

El Capítulo 2 está orientado a la introducción de los conceptos básicos de la señal OFDM desde un punto de vista matemático. Esta técnica de modulación es utilizada para la generación de la señal que será transmitida en el dominio óptico, de forma que también desarrollaremos en este capítulo los diferentes sistemas de transmisión ópticos de señales OFDM. Por último, clasificaremos los diferentes sistemas ópticos y daremos una visión del estado del arte actual en este campo de investigación que han supuesto las publicaciones más recientes.

En el Capítulo 3 haremos especial hincapié en la descripción de la generación y la recepción de la señal OFDM de forma secuencial y exhaustiva, desde que se originan los bits hasta que se reciben. Para ello, presentaremos el contenido de los diagramas de bloques típicos de la generación y recepción de este tipo de señales. Asimismo, presentaremos una serie de evaluadores de la calidad de la señal recibida. La implementación de estos sistemas está realizada con Matlab, y su código está reflejado en las diferentes secciones del Anexo B. Para verificar el correcto diseño del procesador e introducir su aplicación experimental, realizaremos transmisiones sin enlace tanto en el dominio eléctrico como en el dominio óptico, y evaluaremos dichas transmisiones variando una serie de parámetros, de forma que nos permitan optimizar aquellos que resulten más críticos.

La primera propuesta de sistema de transmisión ocupará el Capítulo 4. Con la perspectiva de la mejora de la eficiencia espectral, trabajaremos sobre el dominio óptico. En este sentido, presentaremos una propuesta de sistema de transmisión en la que se duplica la capacidad del canal a partir de la transmisión óptica de dos señales OFDM en una región del espectro donde de modo habitual tan solo se envía una. Centrados en esta novedosa estructura de transmisión, aplicaremos estas señales sobre una red DWDM para validar la eficiencia del sistema sobre este tipo de redes.

En el Capítulo 5 demostraremos experimentalmente la posibilidad de transmitir señales ópticas OFDM (*Optical OFDM*, OOFDM) con fuentes ópticas anchas, un tipo de fuentes que hasta la fecha no se habían utilizado para tal propósito. Además de realizar un análisis teórico y experimental de las limitaciones que tienen estos sistemas, presentaremos una solución tecnológica para hacer frente fundamentalmente a las restricciones que nos impone el efecto de supresión de portadora. Una vez demostramos la posibilidad de transmisión con fuentes anchas, utilizaremos estas fuentes para transmitir señales OFDM. Del mismo modo, y con la perspectiva de dar acceso a múltiples usuarios, mostraremos cómo se pueden transmitir señales OFDM compuestas por diferentes bandas.

Por último, el Capítulo 6 versará sobre las principales conclusiones relativas al trabajo realizado, así como el resumen de los hitos conseguidos a lo largo de la presente Tesis. Asimismo, como en cualquier trabajo de investigación, aparecen una serie de posibilidades de trabajo como líneas futuras a desarrollar.

Capítulo 2

Transmisión de señales OFDM en sistemas de fibra óptica

*"Un día me iré a vivir a la teoría,
porque en la teoría todo va bien."*

Marc Levy (1961 -)

A lo largo de este Capítulo vamos a centrarnos en la presentación de la señal OFDM desde un punto de vista teórico. Asimismo, presentaremos los esquemas más empleados para la transmisión de este tipo de señales a través de fibra óptica, describiendo los elementos más importantes. Para finalizar, veremos los principales resultados y realizaremos una recopilación del estado del arte actual.

2.1 Descripción de la señal OFDM

La señal OFDM es un caso particular de modulación multiportadora (*MultiCarrier Modulation*, MCM) [20]. A continuación presentaremos la descripción matemática de la señal OFDM, partiendo de la señal MCM, tomando [21] como referencia.

2.1.1 Formulación matemática

Los datos que transporta una señal OFDM se pueden representar a partir de una tabla, como muestra la Tabla 2.1.

	1	2	...	i	...	S
1	$X_{1,1}$	$X_{1,2}$...	$X_{1,i}$...	$X_{1,S}$
2	$X_{2,1}$	$X_{2,2}$...	$X_{2,i}$...	$X_{2,S}$
\vdots	\vdots	\vdots	\ddots	\vdots	\ddots	\vdots
k	$X_{k,1}$	$X_{k,2}$...	$X_{k,i}$...	$X_{k,S}$
\vdots	\vdots	\vdots	\ddots	\vdots	\ddots	\vdots
N	$X_{N,1}$	$X_{N,2}$...	$X_{N,i}$...	$X_{N,S}$

Tabla 2.1: Esquema de la información transportada por una señal OFDM.

En esta tabla se introduce la notación que utilizaremos a lo largo de este capítulo. La señal OFDM transmite cada símbolo de información $X_{k,i}$ en un símbolo OFDM i y en una portadora k . Los símbolos $X_{k,i}$ son datos con una determinada modulación, que puede ser PSK o M-QAM, dando lugar a símbolos complejos. La señal OFDM está formada por S símbolos OFDM, cada uno de los cuales es transportado por N portadoras. De este modo, en un período de símbolo T se transmiten N símbolos $X_{k,i}$, $k = 1, \dots, N$ en paralelo. Esta notación está referida a la discretización intrínseca que hace la FFT de la señal OFDM. Sin embargo, previo a la discretización hay que tratar a la señal de forma continua. Bajo esta premisa, denotamos $t_i = t(i)$ a cada instante de tiempo, y $f_k = f(k)$ a cada frecuencia.

Partiendo de la expresión de una modulación multiportadora, la señal transmitida $s(t)$ en banda base es

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^N X_{ki} s_k(t - iT), \quad (2.1)$$

donde X_{ki} es la información del símbolo i en la portadora k y $s_k(t)$, $k = 1, \dots, N$ es la señal correspondiente a la portadora k , cuya expresión es

$$s_k(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k t}, & 0 < t \leq T, \\ 0, & t \in (-\infty, 0] \cup (T, +\infty), \end{cases} \quad (2.2)$$

siendo f_k la frecuencia que hace referencia a la portadora k y $j = \sqrt{-1}$ el número imaginario. Cabe destacar que las funciones $s_k(t)$, $k = 1, \dots, N$ constituyen una base de funciones ortogonales.

Sea $r(t)$ la señal OFDM recibida. El detector óptimo, basado en un correlador, recupera la información \hat{X}_{ki} , a partir de

$$\hat{X}_{ki} = \frac{1}{T} \int_0^T r(t - iT) \bar{s}_k(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T r(t - iT) e^{-j2\pi f_k t} dt, \quad (2.3)$$

donde $\bar{s}_k(t)$ representa el complejo conjugado de la expresión (2.2).

Las modulaciones multiportadora convencionales utilizan señales limitadas en banda que no se superponen, requiriendo un gran ancho de banda. La señal OFDM utiliza bandas superpuestas haciendo uso de la ortogonalidad de las portadoras. Recordemos que dos señales son ortogonales si su producto escalar es nulo. De este modo

$$\begin{aligned} \langle s_k(t), s_l(t) \rangle &= \frac{1}{T} \int_0^T s_k \bar{s}_l dt = \frac{1}{T} \int_0^T \exp\{j2\pi(f_k - f_l)t\} dt = \\ &= \frac{\sin(\pi(f_k - f_l)T)}{\pi(f_k - f_l)T} = 0 \leftrightarrow \\ &\leftrightarrow f_k - f_l = r \frac{1}{T}, r \in \mathbb{N}. \end{aligned} \quad (2.4)$$

Por tanto, si las portadoras satisfacen la condición de estar separadas un múltiplo de la inversa del período de símbolo T , la superposición de las portadoras no va a impedir la recuperación de la señal.

La Figura 2.1, basada en [22], muestra las diferencias entre la modulación multiportadora y la modulación OFDM. En el primer caso existen bandas de guarda entre las subportadoras, y en detección es necesario el uso de filtros analógicos para recuperar la información que transporta cada una de las subportadoras. En el segundo caso, gracias a la condición de ortogonalidad, las portadoras se superponen, y son demoduladas en recepción sin necesidad de filtrado ni interferencias con otras portadoras.

Bajo la perspectiva de la eficiencia espectral, resulta evidente la mejora introducida por la modulación OFDM.

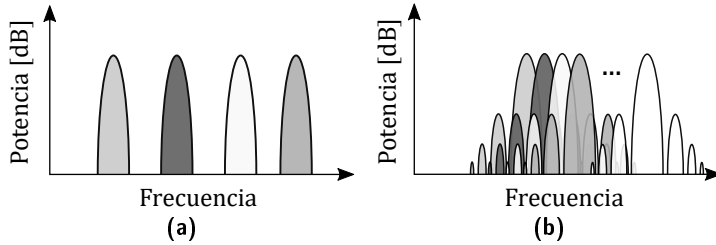


Figura 2.1: Espectro de las modulaciones (a) multiportadora y (b) OFDM.

El análisis de las expresiones (2.1) y (2.3), correspondientes a la modulación y demodulación de la señal OFDM, respectivamente, muestra la necesidad de mantener la ortogonalidad entre las portadoras empleando osciladores de señal perfectamente enganchados en fase tanto en transmisión como en recepción para poder hacer una correcta demodulación. Esto invita al planteamiento de estructuras eficientes para realizar dichas operaciones. A continuación omitiremos los índices temporales i y haremos referencia tan solo a un símbolo de la señal OFDM para simplificar su descripción. Las expresiones son extrapolables a un conjunto de símbolos OFDM.

Muestreando la señal $s(t)$ en los instantes $t_m = (m - 1) \frac{T}{N}$, $m \in \mathbb{N}$, la expresión (2.1) queda como

$$s(t_m) = s_m = \sum_{k=1}^N X_k e^{j2\pi f_k t_m} = \sum_{k=1}^N X_k e^{j2\pi f_k (m-1) \frac{T}{N}}. \quad (2.5)$$

Aplicando la condición de ortogonalidad (2.4) y dando a las frecuencias los valores $f_k = (k-1) \frac{1}{T}$, la expresión (2.5) toma la forma

$$s_m = \mathcal{F}^{-1}\{X_k\}, \quad (2.6)$$

siendo \mathcal{F}^{-1} una versión amplificada de la transformada discreta inversa de Fourier. De forma análoga, la discretización de la señal recibida da lugar a la expresión de la información recuperada, que se representaba en (2.3), como

$$\hat{X}_k = \mathcal{F}\{r_m\}, \quad (2.7)$$

donde r_m es la señal recibida discretizada en el instante $t_m = (m - 1) \frac{T}{N}$, y \mathcal{F} representa la transformada discreta de Fourier. La Figura 2.2 representa el esquema de modulación y demodulación de un símbolo OFDM.



Figura 2.2: Esquema de modulación y demodulación de un símbolo OFDM.

Desde el punto de vista computacional, la modulación y demodulación de señales OFDM se puede realizar a partir de algoritmos eficientes de transformadas de Fourier como la transformada

rápida de Fourier (FFT) y su inversa (*Inverse FFT*, IFFT). Esta implementación permite reducir el número de operaciones de $\mathcal{O}(N^2)$ a $\mathcal{O}(\frac{N}{2} \log_2(N))$.

Una vez vistos los fundamentos de la señal OFDM, vamos a pasar a describir los bloques adicionales que permiten asegurar la ortogonalidad de las portadoras en recepción y mejorar las características de dicha señal en términos de calidad en recepción. Para ello, trabajaremos en las siguientes secciones sobre las extensiones cíclicas, la estimación del canal a través de símbolos piloto y la ecualización. Asimismo, introduciremos uno de los problemas que se presentan en este tipo de sistemas, que es la elevada relación entre las potencias de pico y media. La Figura 2.3 representa el diagrama de bloques de la generación y detección de cada símbolo OFDM.

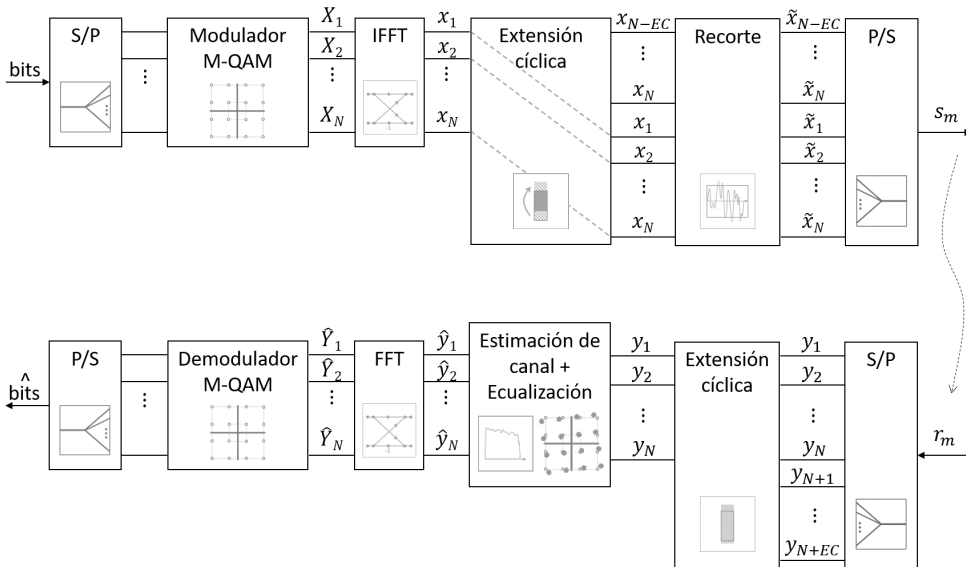


Figura 2.3: Diagrama de bloques de generación y recepción de un símbolo OFDM.

A partir de una trama de bits de datos a transmitir, estos se paralelizan para que cada subtrama sea transportada por una portadora diferente. Las subtramas de datos, compuestas por $\log_2(M)$ bits, se modulan a partir de un modulador digital M-QAM, dando lugar a los símbolos de datos. Estos símbolos, como veremos más adelante, tienen que cumplir la simetría Hermítica, de forma que tras aplicarles la IFFT a la salida tenemos una secuencia de valores reales. La siguiente etapa consiste en extender cíclicamente la señal para, posteriormente, definir el margen dinámico de cara a evitar no linealidades en los dispositivos. Por último, los datos se vuelven a serializar, para poder ser transmitidos.

Una vez se recibe la señal, las muestras se paralelizan y se elimina la extensión cíclica. Con esas muestras y unos símbolos especiales que se han introducido denominados piloto, se obtiene una estimación del canal y se ecualizan las muestras en el dominio de la frecuencia tras haber

aplicado la FFT. Los símbolos se demodulan y, después de serializar, se recupera la trama de bits de datos transmitida.

En el Capítulo 3 incluiremos y modificaremos algunos de estos bloques para adaptar la generación y la detección al caso particular sobre el que trabajemos de forma experimental.

2.1.2 Simetría hermítica

En determinados esquemas de transmisión se requiere que la señal OFDM a la entrada del modulador óptico, $s(t)$, proveniente de la conversión digital a analógico de s_m , sea real. Las características del algoritmo de la FFT permiten adaptar esta condición.

Tomemos una señal x_n periódica de período N y su transformada discreta inversa de Fourier X_k , definidas por

$$x_n = \sum_{k=1}^N X_k e^{j2\pi \frac{kn}{N}}, \quad (2.8)$$

que reescribimos, dada su periodicidad, como

$$x_n = \sum_{p=-N/2}^{N/2-1} X_p e^{j2\pi \frac{pn}{N}}. \quad (2.9)$$

Descomponiendo la señal X_p en partes real e imaginaria, obtenemos $X_p = X_p^R + jX_p^I$, de forma que la expresión (2.9) queda como

$$\begin{aligned} x_n &= \sum_{p=-N/2}^{N/2-1} (X_p^R + jX_p^I) e^{j2\pi \frac{pn}{N}} \\ &= \sum_{p=-N/2}^{N/2-1} X_p^R \cos\left(2\pi \frac{pn}{N}\right) + X_p^I \sin\left(2\pi \frac{pn}{N}\right) + \\ &\quad + j \left[X_p^R \sin\left(2\pi \frac{pn}{N}\right) + X_p^I \cos\left(2\pi \frac{pn}{N}\right) \right]. \end{aligned} \quad (2.10)$$

Para que x_n sea real, la parte imaginaria de (2.10) se tiene que anular, de forma que

$$\sum_{p=-N/2}^{N/2-1} X_p^R \sin\left(2\pi \frac{pn}{N}\right) + X_p^I \cos\left(2\pi \frac{pn}{N}\right) = 0. \quad (2.11)$$

El término del sumatorio correspondiente a $p = -N/2$ es

$$X_{-N/2}^R \sin(-\pi n) + X_{-N/2}^I \cos(-\pi n) = (-1)^n X_{-N/2}^I. \quad (2.12)$$

El término del sumatorio correspondiente a $p = 0$ es

$$X_0^R \sin(0) + X_0^I \cos(0) = X_0^I. \quad (2.13)$$

Para el resto de términos de (2.11), haciendo uso de las propiedades de simetría de las funciones trigonométricas, obtenemos

$$\begin{aligned}
 & \sum_{p=-N/2+1}^{-1} \left\{ X_p^R \sin\left(\frac{2\pi pn}{N}\right) + X_p^I \cos\left(\frac{2\pi pn}{N}\right) \right\} + \\
 & \quad + \sum_{p=1}^{N/2-1} \left\{ X_p^R \sin\left(\frac{2\pi pn}{N}\right) + X_p^I \cos\left(\frac{2\pi pn}{N}\right) \right\} = 0 \Leftrightarrow \\
 & \Leftrightarrow \sum_{p=1}^{N/2-1} \left\{ X_{-p}^R \sin\left(\frac{2\pi(-p)n}{N}\right) + X_{-p}^I \cos\left(\frac{2\pi(-p)n}{N}\right) + \right. \\
 & \quad \left. + X_p^R \sin\left(\frac{2\pi pn}{N}\right) + X_p^I \cos\left(\frac{2\pi pn}{N}\right) \right\} = 0 \Leftrightarrow \\
 & \Leftrightarrow \sum_{p=1}^{N/2-1} \sin\left(\frac{2\pi pn}{N}\right) (X_p^R - X_{-p}^R) + \cos\left(\frac{2\pi pn}{N}\right) (X_p^I + X_{-p}^I) = 0 \Leftrightarrow \\
 & \Leftrightarrow \left\{ X_p^R = X_{-p}^R, X_p^I = -X_{-p}^I \right\} \Rightarrow X_p^* = X_{-p}.
 \end{aligned} \tag{2.14}$$

Por tanto, para que la señal x_n sea real, se tiene que cumplir que $X_p^* = X_{-p}$ y que $X_{-N/2} = X_0 = 0$. Este hecho supone que la mitad de las portadoras tendrán información redundante, lo que reduce la cantidad de símbolos independientes a $N/2$. Sin embargo, el sistema óptico completo no requerirá de técnicas adicionales de compensación propios de otros tipos de modulaciones [23].

2.1.3 Extensiones cíclicas

En comunicaciones resulta capital que las señales sean cíclicas para que no exista interferencia entre los símbolos, de modo que se puedan evitar fenómenos como los errores de sincronismo, ecos debidos al multicamino o dispersión en frecuencia. Bajo esta premisa, en [24] se propone por primera vez el uso de extensiones cíclicas para que aquellas señales que no son cíclicas sean, al menos, pseudo-cíclicas. Estas extensiones consisten en añadir al principio (al final) la parte final (inicial) de la señal. En este trabajo nos centraremos en la primera opción, que nombraremos como prefijo cíclico.

La Figura 2.4 ilustra la inserción del prefijo cíclico. Podemos observar en la Figura 2.4(a) la señal sin extensión cíclica, donde la parte de la señal punteada al final será la que se añada en la parte inicial. En la Figura 2.4(b) la señal ya tiene añadido dicho prefijo cíclico, de forma que la señal a la salida tendrá un mayor número de muestras, afectando directamente a la velocidad de transmisión, puesto que no se trata de muestras que añadan más bits a la señal, sino que se trata de una redundancia de valores.

No obstante, la inclusión del prefijo cíclico consigue que la señal sea pseudo-cíclica y se pueda tratar como si fuera una señal cíclica. La señal recibida r_m se puede expresar a partir de la señal transmitida s_m de la ecuación (2.6) como

$$r_m = s_m * h_m + n_m = s_m * (h_m^{TX} * h_m^C * h_m^{RX}) + n_m, \quad 0 < m < N - 1, \tag{2.15}$$

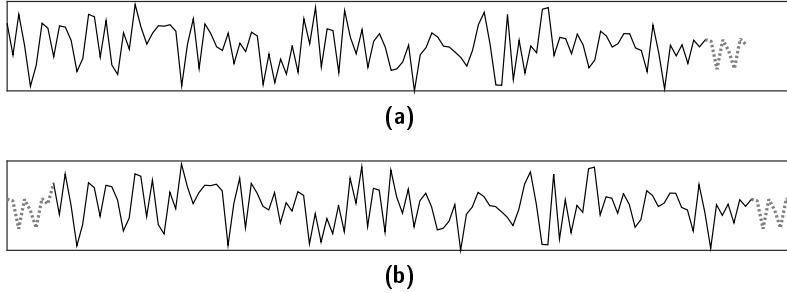


Figura 2.4: Inserción del prefijo cíclico. (a) Sin prefijo cíclico, (b) con prefijo cíclico.

donde h_m^{TX} , h_m^C y h_m^{RX} representan las respuestas al impulso discretas del filtro del transmisor, del filtro que modela la respuesta del canal de transmisión y del filtro receptor, respectivamente, y n_m se añade como ruido aleatorio. Como estamos ante una señal pseudo-cíclica, dicha convolución pasa a ser circular, por lo que (2.15) pasa a tener la expresión

$$r_m = s_m \circledast h_m + n_m, \quad 0 < m < N - 1, \quad (2.16)$$

donde \circledast representa dicha convolución circular.

2.1.4 Estimación de canal y ecualización

Los bloques de estimación de canal y ecualización son fundamentales para la recuperación de la señal OFDM. Dado que el canal va a introducir distorsión sobre nuestra señal, resulta necesario establecer una estrategia para compensarla. La técnica más popular sobre señales OFDM está basada en la inclusión de pilotos, término acuñado por Cavers [25]. Los pilotos son una serie de datos conocidos en transmisión y recepción. A partir de ellos es posible realizar una estimación del canal que permita recuperar los datos transmitidos.

Existen numerosas técnicas de ubicar pilotos en la estructura de la señal OFDM. La Figura 2.5 muestra dos de dichas técnicas, en las que en el eje horizontal se ilustra el símbolo OFDM y en el eje vertical la portadora correspondiente. La técnica *comb-type* ubica pilotos equiespaciados sobre determinadas portadoras. Esta técnica se ilustra en la Fig. 2.5(a). Por otro lado, en la estrategia *block-type* se ubican los pilotos en todas las portadoras de determinados símbolos OFDM equiespaciados, cuyo patrón se ilustra en la Fig. 2.5(b).

Existen estudios que ubican pilotos en las diagonales [26] o que utilizan un algoritmo iterativo para ubicarlos en función de la potencia [27]. La inclusión de pilotos introduce una nueva penalización en la velocidad de transmisión, pero resulta indispensable para poder hacer frente a las interferencias introducidas por el canal.

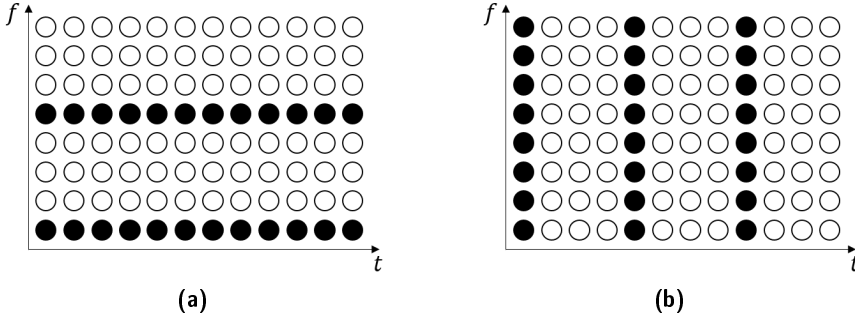


Figura 2.5: Dos patrones de ubicación de pilotos: (a) *comb-type*, (b) *block-type*.

A continuación vamos a realizar el estudio de la técnica *block-type*, que es la que utilizaremos en la parte experimental. Tomando la transformada discreta de Fourier de (2.16), obtenemos

$$Y_k = X_k \cdot H_k + N_k, \quad 0 < k < N - 1. \quad (2.17)$$

La estimación de canal basada en el estimador de máxima verosimilitud (*Maximum Likelihood*, ML), $H_k^{ML} = \hat{H}_k$, indica que

$$H_k^{ML} = \frac{Y_k}{X_k}, \quad (2.18)$$

de forma que si transmitimos un símbolo piloto al principio de la señal OFDM, podemos tener una primera estimación del canal

$$\hat{H}_k^{(1)} = \frac{Y_k^{(1)}}{X_k^{(p1)}}, \quad (2.19)$$

denotando el superíndice el número del símbolo OFDM, y $X_k^{(p1)}$ el primer símbolo piloto OFDM transmitido. Asumiendo que el segundo símbolo OFDM contendrá datos, la ecualización consistirá en corregir los efectos del canal, de forma que la señal a la salida del ecualizador será

$$\hat{Y}_k^{(2)} = \frac{Y_k^{(2)}}{\hat{H}_k^{(1)}}. \quad (2.20)$$

El estimador de canal $\hat{H}_k^{(1)}$ será actualizado cuando llegue un nuevo símbolo piloto, dando lugar a $\hat{H}_k^{(2)}$, y así, sucesivamente hasta el final de la señal OFDM.

Existen otros métodos de estimación de canal menos utilizados, como el basado en el mínimo error cuadrático medio (*Minimum Mean Square Error*, MMSE), debido a que para su uso se requiere el conocimiento previo de la relación señal a ruido.

2.1.5 Relación de potencia de pico a potencia media

La relación de potencia de pico a potencia media (*Peak-to-Average Power Ratio*, PAPR) es el mayor inconveniente de la transmisión de señales OFDM [28]. De la ecuación (2.6) podemos deducir que cada salida de la IFFT es el resultado de la suma de N funciones exponenciales, cada una con su correspondiente amplitud y fase. La distribución de las amplitudes resultantes se puede aproximar por una distribución Gaussiana en la que las colas representan la probabilidad de que la amplitud tome valores altos. Sirva como ejemplo la Figura 2.6.

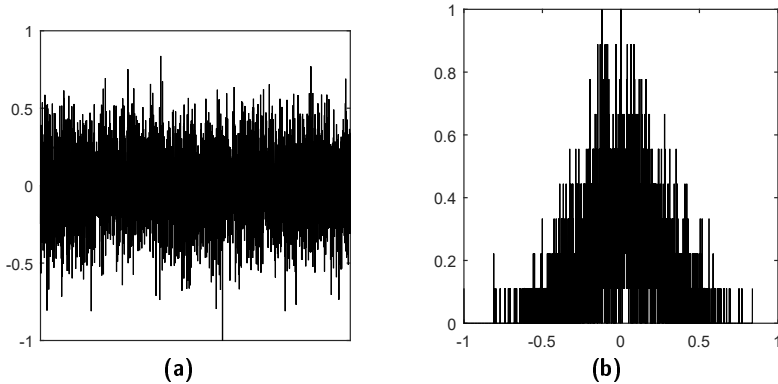


Figura 2.6: Ejemplo de las colas de la distribución de amplitudes en la señal OFDM. (a) Señal OFDM temporal, (b) distribución de las amplitudes.

El valor del PAPR se define como

$$PAPR = \frac{\max\{|s_m|^2\}}{E\{|s_m|^2\}}, \quad (2.21)$$

donde $E\{\cdot\}$ es el operador esperanza. Un valor alto de PAPR da lugar a un amplio margen dinámico, que tienen que satisfacer los componentes electrónicos por los que pase la señal, generando en numerosas ocasiones saturaciones que debilitan su integridad.

Para la reducción del *PAPR* existen diferentes técnicas [29] basadas en la precodificación. Podemos encontrar en la literatura propuestas que introducen la matriz de Hadamard tras la modulación de los símbolos [30], que precodifican y reservan determinadas frecuencias [31] o que utilizan la secuencia ideal de Zadoff-Chu [32]. Otras técnicas consisten en aplicar un pre-énfasis a la fase de los símbolos [33], conseguir señales OFDM de envolvente constante [34, 35] o utilizar una secuencia de entrenamiento para detectar cual genera menor PAPR [36].

Sin embargo, la técnica más utilizada se basa en el recorte de la señal a partir de un determinado umbral γ [37], en lo que se conoce como *hard-clipping*. Matemáticamente se expresa como

$$\tilde{x}_k = \begin{cases} x_k, & |x_k| < \gamma, \\ \gamma e^{j\angle x_k}, & |x_k| > \gamma, \end{cases} \quad (2.22)$$

donde $\angle x_k$ representa la fase de x_k .

En la mayoría de trabajos publicados se utiliza la técnica del recorte de la señal, como por ejemplo, [38], [39], [40] o [41].

2.1.6 *Ventajas e inconvenientes de la técnica OFDM*

A continuación resumimos las principales ventajas e inconvenientes del uso de la técnica OFDM para la transmisión de datos, como se indica en [21, 22, 42].

Ventajas

- Superposición de portadoras sin interferencia entre las mismas, debido a la condición de ortogonalidad.
- Incremento de la eficiencia espectral debido a la superposición de portadoras.
- De forma local, el canal es plano en cada una de las portadoras.
- Utilizando algoritmos eficientes de FFT/IFFT, el coste computacional se reduce.
- Robustez frente a variaciones en el canal.
- Posibilidad de implementación de modulaciones adaptativas, transportando las portadoras con mejores características de potencia modulaciones con un mayor número de niveles.
- Posibilidad de asignación de diferentes potencias en cada una de las portadoras, distribuyendo mayor potencia a aquellas portadoras que peores prestaciones tienen en el canal.

Inconvenientes

- Los valores altos de PAPR implican señales de un alto rango dinámico, que da lugar a saturaciones en determinados componentes electrónicos.
- Los equipos transceptores tienen un mayor coste que los equipos dedicados a modulaciones no avanzadas, fundamentalmente por los conversores digital-analógico y analógico-digital.

2.2 Sistemas de transmisión OOFDM

Los sistemas de transmisión de señales OFDM en el dominio óptico, lo que denominaremos como OOFDM, se ilustran en la Figura 2.7.

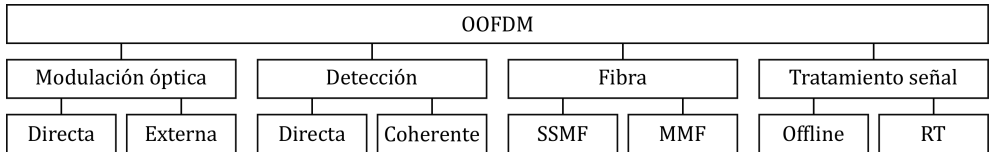


Figura 2.7: Sistemas de transmisión OOFDM.

La señal eléctrica de radiofrecuencia (RF) puede modularse de forma **directa**, a través de un láser, o de forma **externa**, a través de un láser y un modulador. También es posible la transmisión a través de fuentes ópticas anchas, como se ha demostrado actualmente [43]. La modulación directa tiene un bajo coste y es el sistema adecuado para redes metropolitanas y de acceso. No obstante, sus dos problemas principales son su respuesta no lineal y la distorsión que introduce el chirp. Como alternativa está la modulación externa a través de un modulador Mach-Zehnder (*Mach-Zehnder Modulator*, MZM) o un modulador de electroabsorción (*ElectroAbsortion Modulator*, EAM), que presenta una mejor linealidad y ancho de banda, a la vez que el chirp puede eliminarse por completo [44, 45, 46]. La modulación externa se realiza habitualmente de dos maneras: utilizando un MZM single-drive, en el que se introduce la señal OFDM en la frecuencia de RF, o utilizando un modulador IQ, basado en dos MZM, en el que se introducen las señales real e imaginaria en banda base.

Los sistemas de detección se clasifican en detección **directa** (DD-OOFDM) y detección **coherente** (CO-OOFDM). Los primeros tienen un fotodetector simple, pero hay que imponer un ancho de banda de guarda entre la portadora óptica y las subportadoras de OFDM para evitar productos indeseados, lo que reduce la eficiencia espectral. Los segundos requieren de un láser adicional para regenerar la portadora óptica en recepción, y son más sensibles al ruido de fase [22, 47].

Podemos encontrar sistemas que hacen uso de la fibra monomodo estándar (*Standard Single Mode Fiber*, SSMF) y otros que emplean la fibra multimodo (*MultiMode Fiber*, MMF). Los elevados niveles de pérdidas y atenuación de la MMF la hacen poco conveniente para aplicaciones de largo alcance. La SSMF es el medio adecuado para situaciones de más largo alcance, recurso utilizado en numerosas publicaciones [48, 49, 50]. El uso de MMF también se puede encontrar en la literatura para alcances de 100 m [51] o 300 m [35, 52]. Asimismo, aparecen soluciones híbridas [53] en redes de corto alcance.

El último criterio se basa en el procesado de la señal OFDM en generación/recepción. Los primeros resultados experimentales satisfactorios en tiempo real (*Real Time*, RT) obtenían bajas velocidades de transmisión [54]. Con la evolución de las FPGAs (*Field-Programmable Gate Array*), mejorando el proceso de paralelización para ser capaces de soportar altas velocidades [47, 55], se han obtenido mejores velocidades de transmisión, tales como 30 Gb/s [56] o 41.25

Gb/s [57]. Los trabajos **offline** son más frecuentes en la literatura; en ellos, tanto en los primeros trabajos experimentales [58, 59, 60, 61] como en los más actuales [40, 62, 63] se utiliza el software Matlab como procesador digital de señal para generar/recibir la señal.

La Figura 2.8 recoge las distintas posibilidades descritas en los párrafos anteriores.

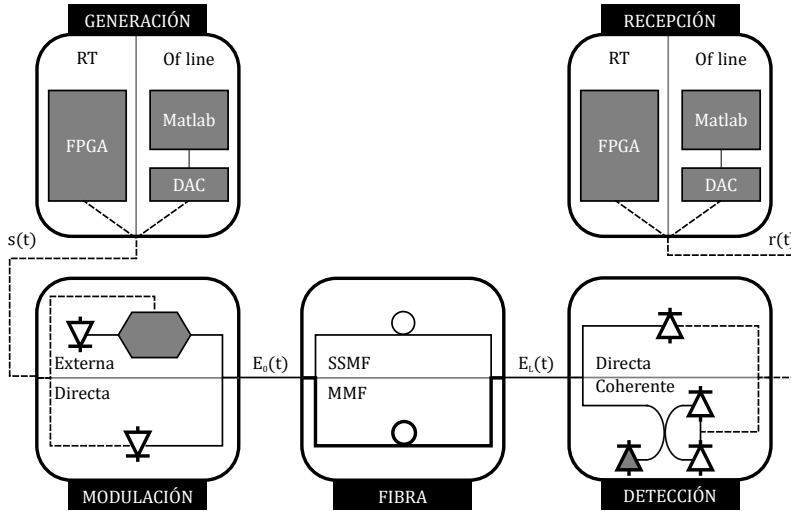


Figura 2.8: Esquema de los diferentes tipos de sistemas OFDM.

2.2.1 Modulación óptica

Como se puede observar en la Figura 2.8, la señal a la salida del bloque de generación, ha atravesado un convertor digital-analógico cuyo efecto modelaremos por $h^{TX}(t)$, siendo dicha señal de salida

$$s(t) = \sum_{k=1}^N X_k \exp\{j\Omega_k t\} * h^{TX}(t) + n^{TX}(t) \quad (2.23)$$

donde $\Omega_k = 2\pi f_k$. El término $n^{TX}(t)$ representa el ruido que introduce el convertor, tales como el error de cuantización al utilizar un número finito de bits, o el recorte de la señal debido al clipping que se ha realizado previamente.

En función del tipo de modulación óptica que se vaya a aplicar, hay que tratar la expresión (2.23) de una forma u otra. A continuación pasamos a describir los dos tipos de modulación: directa y externa.

La Figura 2.9 muestra un esquema de ambos tipos de modulación.

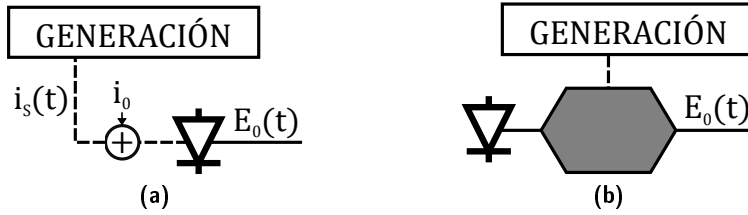


Figura 2.9: Sistemas de modulación óptica de la señal OFDM: (a) directa, (b) externa.

Directa

La Figura 2.9(a) muestra el esquema más básico de un sistema de transmisión de modulación directa. La corriente a la entrada del láser, $i(t)$, se puede expresar como

$$i(t) = i_0 + i_S(t) = i_0 + m \left(\sum_{k=1}^N X_k \exp\{\Omega_k t\} * h^{TX}(t) + n^{TX}(t) \right), \quad (2.24)$$

donde i_0 es la corriente continua que se añade para trabajar sobre la fuente óptica y m es el factor de escalado para que el láser opere sobre una determinada región. La señal a la salida del láser es [5]

$$E(t) = \sqrt{P(t)} \exp\{j\phi(t)\} \exp\{j\omega_0 t\}, \quad (2.25)$$

siendo $P(t)$ y $\phi(t)$ la intensidad y fase ópticas de salida, respectivamente, y ω_0 es la frecuencia angular central del láser.

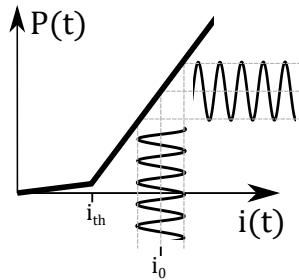


Figura 2.10: Curva P-I de un láser con modulación directa.

La Figura 2.10 muestra curva típica P-I de un láser modulado directamente. Al término i_{th} se le conoce como corriente umbral, dependiente de la temperatura T según la ley:

$$i_{th}(T) = i_C e^{\frac{T}{T_0}}, \quad (2.26)$$

donde i_C es una constante, y T_0 es la denominada temperatura característica [5]. La pendiente de la curva en la zona $i > i_{th}$ depende, entre otros parámetros, de la eficiencia cuántica diferencial,

y determinará el incremento de la potencia óptica de salida al incrementar la corriente de entrada. Si introducimos una señal sinusoidal, el margen dinámico se verá afectado debido a la pendiente de la curva P-I.

Tanto en [44] como [64] se realiza un análisis exhaustivo de la modulación directa, presentando sus efectos sobre señales OFDM.

Externa

La Figura 2.9(b) representa el esquema básico de la modulación óptica de la señal con moduladores externos.

Los moduladores externos que se utilizan en la práctica se basan fundamentalmente en dos tipos de modulación: la basada en el efecto electroóptico y la basada en el efecto de electroabsorción. El objetivo de ambos tipos de modulación es la modificación del índice de refracción a partir de la presencia de un campo eléctrico. En el primer caso se actúa sobre la parte real, mientras que en el segundo se actúa sobre la parte imaginaria. Cabe destacar que no se puede actuar de forma independiente, pero los efectos sobre la parte que no se actúa son mínimos.

El modulador Mach-Zehnder se basa en el efecto electroóptico [65, 66], cuya estructura se ilustra en la Figura 2.11.

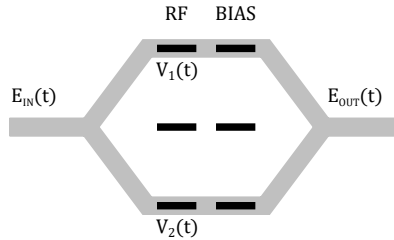


Figura 2.11: Modulador externo Mach-Zehnder.

La señal de entrada atraviesa una bifurcación en Y, de forma que la señal sigue dos caminos diferentes. Aplicando dos tensiones diferentes, se modifica el índice de refracción y, por tanto, el desfase de la señal. A la salida del dispositivo, las señales que provienen de ambos caminos se suman. Asumiendo que en las uniones en Y se distribuye la potencia por igual en ambas ramas, la expresión del campo eléctrico a la salida queda como

$$E_{OUT}(t) = \frac{1}{2} [\exp(-j\Delta\Phi_1(t)) + \exp(-j\Delta\Phi_2(t))] E_{IN}(t), \quad (2.27)$$

donde $\Delta\Phi_1(t)$ y $\Delta\Phi_2(t)$ son los cambios de fase que se producen en cada una de las ramas del modulador, relacionadas con las tensiones aplicadas en cada una de las ramas a partir de

$$\Delta\Phi_j(t) = \frac{\pi V_j(t)}{V_\pi}, \quad j = 1, 2, \quad (2.28)$$

siendo V_π el valor de tensión que provoca un cambio de fase de π radianes. Tomando las expresiones (2.27) y (2.28), podemos reescribir la señal de salida del MZM como

$$E_{OUT}(t) = \frac{1}{2} \left[\exp \left(j \frac{\pi V_1(t)}{V_\pi} \right) + \exp \left(j \frac{\pi V_2(t)}{V_\pi} \right) \right] E_{IN}(t). \quad (2.29)$$

A estos moduladores se les conoce como *dual-drive*, puesto que disponen de dos entradas de tensión para configurar la salida. Los moduladores *single-drive* solo disponen de una entrada de tensión. Se puede obtener una expresión similar a la de (2.29) para este tipo de modulador, tomando $V_1(t) = V(t)$ y $V_2(t) = -V(t)$, de modo que

$$E_{OUT}(t) = \cos \left(\frac{\pi V(t)}{V_\pi} \right) E_{IN}(t). \quad (2.30)$$

La Figura 2.12 muestra la caracterización experimental de la respuesta de un MZM. Para ello, se introduce una potencia óptica P_L constante en el terminal de entrada y, variando la tensión de polarización, se obtiene la potencia de salida del modulador, como ilustra la Figura 2.12(a). En la Figura 2.12(b) se muestra la respuesta del modulador cuando introducimos una potencia óptica de $P_L = 8$ dBm y variamos la tensión del modulador *single-drive* entre 0 y 16 V. Nótese que se trata de una representación logarítmica; si representáramos los datos con variables lineales, podríamos observar la variación sinusoidal de la potencia óptica de salida en función de la tensión de polarización.

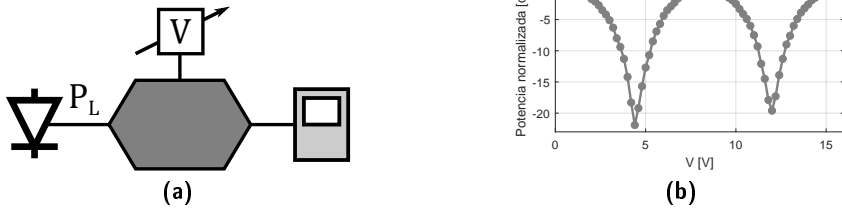


Figura 2.12: Caracterización experimental de la respuesta de un MZM. (a) Esquema para la caracterización, (b) respuesta del MZM.

2.2.2 Fibra óptica

La función de transferencia de la fibra se modela a partir de la expresión

$$H^F(\omega) = \exp \left\{ j \left[\beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} \beta_2(\omega - \omega_0)^2 \right] L \right\}, \quad (2.31)$$

donde $\beta(\omega)$ es la constante de propagación de la fibra, $\beta_0 = \beta(\omega_0)$, $\beta_1 = \left. \frac{d\beta}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0}$, $\beta_2 = \left. \frac{d^2\beta}{d\omega^2} \right|_{\omega=\omega_0}$ y L es la longitud de la fibra.

El parámetro de dispersión cromática D se relaciona con el parámetro de dispersión de la velocidad de grupo β_2 a partir de

$$\beta_2 = -D \frac{\lambda_0^2}{2\pi c_0}, \quad (2.32)$$

donde c_0 es la velocidad de la luz en el vacío y $\lambda_0 = \frac{c_0}{\nu_0}$ es la longitud de onda a la frecuencia óptica ν_0 .

Como veremos en la Sección 3.4.4, uno de los efectos negativos más destacables sobre la transmisión de señales OFDM sobre fibra óptica es el efecto de supresión de portadora [45, 67]. Cuando una señal modulada en doble banda lateral atraviesa un enlace de longitud L , cada una de las bandas sufre un retardo diferente respecto de la portadora óptica. Al realizar el batido en el sistema de detección directa, la amplitud resultante es la suma de ambas bandas, que depende del desfase relativo entre ellas. Si este desfase es de π radianes, nos encontramos con una interferencia destructiva que anula la señal recibida.

Podemos describir matemáticamente este comportamiento a partir de [66]. Sea $E(z, t)$ el campo eléctrico en cualquier punto z de la fibra óptica, de modo que $E(0, t)$ es la señal a la entrada, cuya expresión es

$$E(0, t) = [1 + m \cos(\Omega t)] \sin(\omega_0 t), \quad (2.33)$$

donde ω_0 es la frecuencia angular del láser, m es el índice de modulación y Ω es un tono de frecuencia angular RF. Si $m \ll 1$, el campo eléctrico a la salida de la fibra es

$$E(L, t) = \left\{ 1 + m \cos\left(\frac{\beta_2 L \Omega^2}{2}\right) \cos[\Omega(t - \beta_1 L)] \right\} \sin[\omega_0 t + \psi(z, t)], \quad (2.34)$$

siendo $\psi(z, t)$ un término que agrupa diferentes contribuciones a la fase. La función de transferencia se puede obtener a partir de las expresiones (2.33) y (2.34) como

$$|H(\Omega)| = \left| \frac{E(L, t)}{E(0, t)} \right| \propto \cos\left(\frac{\beta_2 L \Omega^2}{2}\right). \quad (2.35)$$

Al término resultante de la ecuación (2.35) lo renombramos como $H^{RF}(\Omega)$. Teniendo en cuenta que $\Omega = 2\pi f$, la función de transferencia tendrá nulos para las frecuencias de RF

$$f = \sqrt{\frac{2k-1}{4\pi\beta_2 L}}, k = 1, 2, \dots \quad (2.36)$$

En la Figura 2.13 se puede observar una simulación del efecto de supresión de portadora. Representamos en escala logarítmica la potencia de la señal recibida, para un enlace de diferentes longitudes de fibra óptica monomodo con $\beta_2 = -20 \text{ ps}^2/\text{km}$ en el rango de frecuencias de RF de 0 a 20 GHz.

Se puede observar que para todas las longitudes del enlace los nulos aparecen en las posiciones determinadas por (2.36). A modo de ejemplo, encontramos el primer nulo en $f = \{14.11, 8.92, 6.31\}$ GHz, para $L = \{20, 50, 100\}$ km, respectivamente.

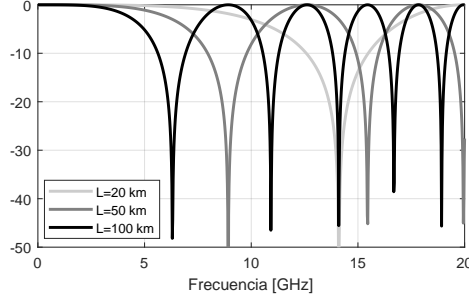


Figura 2.13: Efecto de supresión de portadora de RF sobre enlaces de diferentes longitudes.

Dada una longitud y unas características de fibra determinadas, esta limitación restringirá el rango de frecuencias sobre los que transmitir señales OFDM, no pudiendo extenderse la señal más allá de $f_{3dB} = \sqrt{\frac{1}{8\pi\beta_2 L}}$, que corresponde a $f_{3dB} = \{9.97, 6.31, 4.46\}$ GHz, para los casos anteriores, respectivamente.

2.2.3 Detección óptica

Los sistemas OOFDM pueden detectar la señal de forma directa o coherente. Las implicaciones que tiene la elección de una u otra opción son considerablemente diferentes. A continuación desarrollaremos la detección directa [44], implementada en la parte experimental.

El campo eléctrico a la entrada de la fibra óptica se puede expresar como

$$E_0(t) = \left[\sqrt{P_0} + \frac{1}{2\sqrt{P_0}} (P_1(t) + P_2(t) + P_{11}(t)) - \frac{P_1^2(t)}{8P_0^{3/2}} \right] \times \exp \left\{ j \sum_{k=1}^N m_k \sin(\Omega_k t + \varphi_{m_k}) \right\}, \quad (2.37)$$

donde P_0 es la potencia óptica media y

$$\begin{aligned} P_1(t) &= \sum_{k=1}^N 2p_k \cos(\Omega_k t + \varphi_{p_k}), \\ P_2(t) &= \sum_{k=1}^N 2p_{2k} \cos(2\Omega_k t + \varphi_{p_{2k}}), \\ P_{11}(t) &= \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^{k-1} 2p_{kl} \cos((\Omega_k + \Omega_l)t + \varphi_{p_{kl}}) + \\ &\quad + \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^{k-1} 2p_{kl'} \cos((\Omega_k - \Omega_l)t + \varphi_{p_{kl'}}), \end{aligned} \quad (2.38)$$

siendo $p_k \exp\{j\varphi_{p_k}\}$ el coeficiente complejo de primer orden, $p_{2k} \exp\{j\varphi_{p_{2k}}\}$, $p_{kl} \exp\{j\varphi_{p_{kl}}\}$ y $p_{kl'} \exp\{j\varphi_{p_{kl'}}\}$ los coeficientes complejos de segundo orden de la intensidad óptica, y m_k el índice de modulación en la portadora k .

El campo eléctrico a la salida de la fibra óptica, tomando las expresiones (2.35) y (2.37), lo podemos expresar como

$$E_L(t) = \mathcal{F}^{-1} [\mathcal{F} [E_0(t)] \cdot H(\Omega)], \quad (2.39)$$

donde \mathcal{F} y \mathcal{F}^{-1} representan las transformadas directa e inversa de Fourier.

El esquema de detección directa se ilustra en la Figura 2.14(a). La intensidad óptica se detecta a partir de un fotodetector según la ley cuadrática, cuya expresión es [44]

$$i_r(t) = \mathcal{R} |E_L(t)|^2, \quad (2.40)$$

siendo \mathcal{R} la responsividad del fotodiodo.

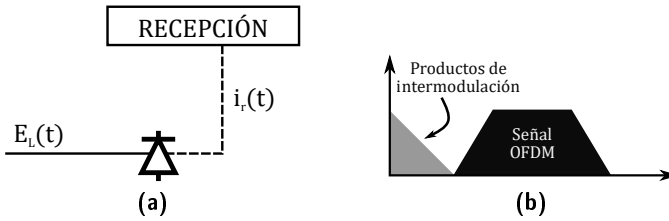


Figura 2.14: Detección directa en sistemas OOFDM. (a) Esquema, (b) espectro recibido.

El mayor inconveniente de este tipo de configuraciones es la dispersión cromática introducida por la fibra, que causa penalizaciones en potencia a determinadas frecuencias, como se ha detallado en la Sección 2.2.2. Además, como ilustra la Figura 2.14(b), es necesario dejar un ancho de banda de guarda para que los productos de intermodulación debidos a la detección óptica no interfieran en las componentes frecuenciales donde transporta la información la señal.

2.3 Sistemas actuales de transmisión OOFDM

2.3.1 Transmisión de señales OOFDM en tiempo real

Los sistemas OOFDM que trabajan en tiempo real son menos frecuentes en la literatura que los que trabajan offline, debido a la complejidad inherente a este tipo de sistemas y la dificultad de su implementación. No obstante, el grupo de investigación de la Universidad de Bangor (Reino Unido), compuesto por R. P. Giddings, E. Hugues-Salas, X. Q. Jin y J. M. Tang, entre otros, ha publicado interesantes trabajos de transmisión óptica de señales OFDM en tiempo real, consiguiendo los primeros hitos a nivel histórico en los primeros años de la década de 2010. Para sistemas con modulación en intensidad y detección directa y transmisión sobre fibra monomodo,

en [68] se transmite una señal de dos bandas de OFDM a 19.125 Gb/s, subiendo la velocidad a 30 Gb/s y 3 bandas de OFDM en [56]. Asimismo, han publicado las primeras demostraciones de OFDMA en tiempo real con ancho de banda dinámico en [69], alcanzando los 11.25 Gb/s.

2.3.2 Transmisión de señales OOFDM offline

En cuanto a los esquemas offline, son mucho más numerosas las entradas que ofrece la literatura. Los esquemas con detección coherente requieren de un receptor con mayor sofisticación y coste, como vimos en la Sección 2.2.3. Este tipo de esquemas pueden trabajar con mayores longitudes, como demuestran los 4000 km de [70], los 3200 km de [62] o los 2000 km de [71], en las publicaciones de los últimos 5 años.

En general, la mayoría de evoluciones se plantean sobre sistemas de modulación en intensidad y detección directa para transceptores offline. Estas transmisiones están más orientadas a las aplicaciones de corto y medio alcance. En la actualidad todavía se están tratando de mejorar las prestaciones de la transmisión de estas señales. Orientado sobre la reducción del PAPR podemos encontrar una variedad de técnicas. Como ejemplos, la utilización de un híbrido entre codificación Huffman y ensanchado de la DFT [40], la introducción de una secuencia caótica basada en sistemas dinámicos discretos [72] o técnicas basadas en los símbolos piloto [73]. Otras mejoras pasan por modulaciones novedosas como offset QAM [74] o transmisión con envolvente constante tanto con fibra monomodo [75] como multimodo [35].

2.3.3 Señales OOFDM multibanda

Los estudios más relevantes de los últimos años relacionados con la transmisión óptica de señales OFDM está orientado a las redes WDM, a la generación de señales multibanda y a las redes de acceso OFDMA.

Los sistemas OOFDM multibanda se han propuesto en un amplio conjunto de aplicaciones. Han permitido la transmisión de varias bandas con menores tasas de transmisión, pero aportando una alta granularidad y acceso flexible a un gran número de usuarios. Sus principales limitaciones derivan de la selección de la banda correspondiente para evitar la diafonía con las bandas adyacentes, el valor de las potencias ópticas y el ancho de banda analógico del transmisor [76].

Las primeras señales multibanda OFDM se transmiten en 2008 a partir de diferentes técnicas con detección coherente. W. Shieh [77] hace uso de las dos polarizaciones y 5 bandas multiplexadas ópticamente para transmitir a 107 Gb/s a lo largo de 1000 km, mientras que un año más tarde S. L. Jansen [78], haciendo también uso de las dos polarizaciones, transmite 4 bandas eléctricas a una velocidad total de 121.9 Gb/s en un enlace de fibra de 1000 km. Recientemente destacan los trabajos [79] y [80] que generan la señal multibanda ópticamente, alcanzando este último trabajo los 1.5 Tb/s tras un enlace de 5600 km utilizando 8 bandas y ambas polarizaciones. En cuanto a la generación eléctrica de las bandas destaca [81], que utiliza 5 bandas y ambas polarizaciones para conseguir 114.8 Gb/s tras 480 km.

Sobre estos sistemas el grupo de comunicaciones ópticas y fotónica del Instituto de Telecomunicações (Portugal), liderado por T. M. F. Alves y A. V. T. Cartaxo, ha desarrollado importantes trabajos recientemente encuadrados dentro del Proyecto MORFEUS. En 2015 publican el primer trabajo experimental [82], en el que se generan 9 bandas de la señal a partir de un peine óptico, y se transmite a 100 Gb/s a través de 150 km de fibra óptica monomodo. Basados en este trabajo, se implementan extensiones que permiten obtener 10 Gb/s/usuario, dando servicio a hasta 32 usuarios a una distancia de 10 km [76].

2.3.4 Redes WDM-OOFDMA

En cuanto a la implementación de OFDM sobre redes ópticas, existen diferentes trabajos que multiplexan en longitud de onda (WDM) las diferentes señales OFDM. En [62], a partir de 5 láseres DFB (*Distributed FeedBack*) y 15 canales de una fuente ancha ranurada, se transmite a una tasa de 20 Gb/s a lo largo de 3200 km de fibra con detección coherente. La velocidad de 100 Gb/s se alcanza [76, 83] a partir de 10 fuentes, generadas con un MLL (*Mode-Locked Laser*). En el primero de ellos, se transmiten 10 canales a 10 Gb/s/ λ a lo largo de 87 km, mientras que en el segundo, cada canal transmite una señal OFDM multibanda de 10 bandas, transportando cada una de las bandas 1 Gb/s a lo largo de 30 km. En ambos casos, los sistemas son de detección directa.

La propuesta de acceso OFDM sobre redes ópticas, conocida como OFDMA, también ha sido fruto de resultados experimentales en los últimos años. La Tabla 2.2 recoge un resumen de los trabajos WDM-OOFDMA.

Se han obtenido resultados parciales en [85], en el que se demuestra la transmisión en el enlace ascendente de 4 ONUs a una tasa individual de 2.25 Gb/s a lo largo de 25 km de fibra, detectando coherentemente la señal en el OLT. Otros ejemplos de resultados parciales, en este caso en el enlace descendente, son [84, 86], haciendo en este último trabajo una prueba experimental entre dos emplazamientos en Berlín. En este sentido, destaca [49] por su elevada tasa de transmisión obtenida, alcanzando los 1.92 Tb/s utilizando 16 canales WDM que transportan señales multibanda de 12 bandas a 10 Gb/s/banda/ λ ; tras 40 km de enlace, la señal se detecta en las ONUs con detección coherente.

Los principales resultados experimentales para los enlaces ascendente y descendente se deben a las publicaciones [87, 88, 89, 90, 91, 92]. En [87] se recoge una prueba de concepto con detección directa en ambos sentidos, puesto que se transmite y se reciben solo un canal a lo largo de 40 km, con una tasa de 20 Gb/s en ambos sentidos. Un caso similar es el de [88], transmitiendo sobre 50 km de fibra con velocidades asimétricas de 10 Gb/s en el enlace descendente y 2.5 Gb/s en el enlace ascendente. Otros sistemas con detección directa son [89], que transmite un canal a dos ONUs a 5 Gb/s en ambos sentidos a través de 50 km, y [90], que utiliza 4 DFBs en el OLT para transmitir a 80 Gb/s a 4 ONUs, cada una de las cuales opera a 10 Gb/s en un enlace de 100 km.

En [91] se puede verificar otra prueba de concepto con un canal en el enlace descendente y una ONU. En este caso, se utiliza detección coherente en el enlace ascendente y detección directa

Ref	Canales WDM	Detección DS	Tasa DS [Gb/s]	ONUs	Detección US	Tasa US [Gb/s]	Dist [km]
[76]	10	Directa	100	-	-	-	30
[62]	20	Directa	20	-	-	-	3200
[83]	10	Directa	100	-	-	-	87
[84]	4	Directa	20	-	-	-	50
[85]	-	-	-	4	Coherente	9	25
[86]	1	Directa	11.4	-	-	-	18.75
[49]	16	Coherente	1920	-	-	-	40
[87]	1	Directa	20	1	Directa	20	40
[88]	1	Directa	10	1	Directa	2.5	50
[89]	1	Directa	5	2	Directa	5	50
[90]	4	Directa	80	4	Directa	40	200
[91]	1	Directa	21.6	1	Coherente	21.6	120
[92]	1	Coherente	31.25	2	Coherente	12.5	150
[93]	25	Directa	1000	25	Coherente	1000	180

Tabla 2.2: Principales publicaciones con trabajos experimentales WDM-OFDMA. Ref: referencia, Dist: distancia, DS: downstream (enlace descendente), US: upstream (enlace ascendente).

en el enlace descendente, a una tasa simétrica de 21.6 Gb/s a lo largo de 120 km de fibra. Un trabajo significativo es [92], en el que se utiliza detección coherente en ambos sentidos. Un canal compuesto por una señal OFDM multibanda de 5 bandas, cada una de las cuales transmite a 31.25 Gb/s se envía a lo largo de 75 km de fibra a dos ONUs, quienes transmiten a una tasa agregada de 12.5 Gb/s.

Por último, N. Cvijetic, en un trabajo excepcional [93] que posteriormente patentó en [94], consiguió de forma experimental transmitir en ambos sentidos, con una distancia total de 180 km, a una tasa de 1 Tb/s, utilizando 25 DFBs y una señal multibanda OFDM de 4 bandas, utilizando detección directa en las ONUs y detección coherente en la OLT.

Capítulo 3

Sistema experimental de generación y detección de señales OOFDM

*"En teoría no hay diferencia entre la teoría y la práctica.
En la práctica, sí la hay."*

Yogi Berra (1925 - 2015)

A lo largo del Capítulo 3 se va a presentar el esquema experimental utilizado para la generación y recepción de señales OFDM en el dominio eléctrico. Una vez analizados los principales aspectos de cada uno de los bloques, determinaremos las figuras de mérito para evaluar la calidad de la señal OFDM. Por último, mostraremos los conceptos básicos de la transmisión óptica de señales OFDM, así como las características de las transmisiones directas del back-to-back óptico.

3.1 Instrumentación experimental

Como se indicó en el Capítulo anterior, el esquema experimental está basado, a nivel eléctrico, en la generación y recepción offline. Es por ello que el procesado digital de la señal lo llevaremos a cabo con Matlab, mientras que las conversiones digital a analógico y analógico a digital las realizaremos con los equipos AWG7122C y DPO72004C (Tektronix), respectivamente. La Figura 3.1 ilustra el sistema experimental que se va a utilizar a lo largo de todo el trabajo.

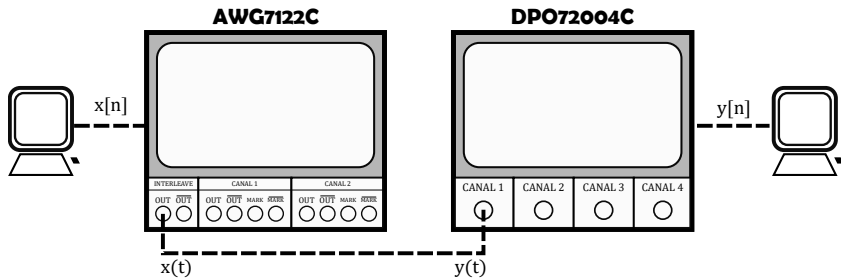


Figura 3.1: Sistema experimental de transmisión de señales OFDM en el enlace eléctrico.

El **equipo transmisor** que se ha utilizado en la parte experimental es el AWG7122C, que se muestra en la Figura 3.2. Se trata de un generador de formas de onda arbitrarias de la compañía Tektronix, cuyas características principales se resumen a continuación [95].

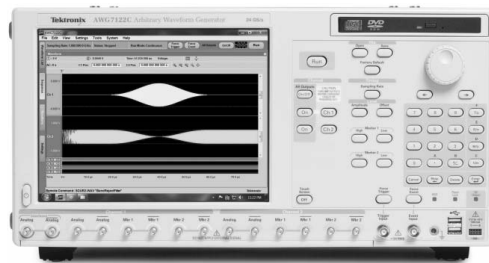


Figura 3.2: Equipo transmisor AWG7122C (Tektronix).

Este equipo tiene la posibilidad de trabajar con dos canales de salida independientes muestreados en el rango 10 MS/s-12 GS/s, o un canal entrelazado (interleaved) con muestreos en el rango 12 GS/s-24 GS/s. La señal de salida tiene una tensión de pico a pico que se puede ajustar entre 0.5 y 1 V_{PP} . La resolución del convertor digital-analógico se puede establecer en 8 o 10 bits. El ancho de banda eléctrico nominal del transmisor es de 7.5 GHz, y su respuesta en frecuencia se ilustra en la Figura 3.3.

Sobre dicha respuesta en frecuencia hay que añadir la variabilidad local de dicha respuesta sobre la frecuencia central. Esta variabilidad es diferente en función de la frecuencia de muestreo que

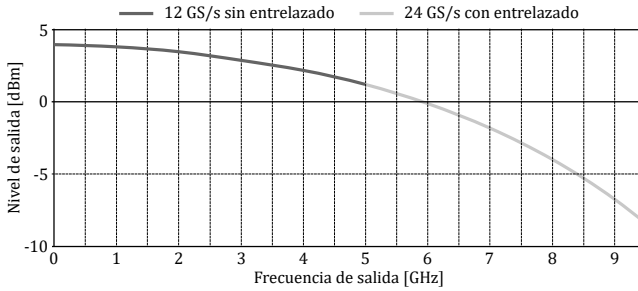


Figura 3.3: Respuesta en frecuencia del AWG7122C.

se aplique, como se ilustra en la Figura 3.4, dando lugar a una variación para el muestreo sobre canales individuales a 12 GS/s o sobre el canal entrelazado a 24 GS/s.

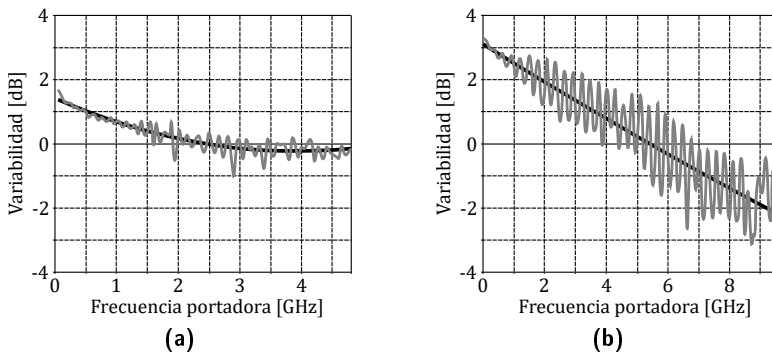


Figura 3.4: Variabilidad local de la respuesta en frecuencia. Muestreo a (a) 12 GS/s, (b) 24 GS/s.

El equipo incluye software propietario (RFXpress) para la generación de señales OFDM, dando posibilidad a la configuración de una serie de parámetros prefijados. No obstante, para poder controlar todos los parámetros de la señal e incluir bloques no estándar que aporten una mejora en la calidad de la señal, hemos optado por diseñar nuestro propio esquema para el procesamiento de la señal offline. Esta opción permite incorporar ideas surgidas de diferentes trabajos de la literatura, así como la introducción de nuevas funcionalidades. Para apoyar esta elección, destacar que en la mayoría de trabajos experimentales offline los autores utilizan sus propios procesadores de señal implementados en Matlab.

El **equipo receptor** que se ha utilizado es el DPO72004C, un osciloscopio digital de la compañía Tektronix, que se muestra en la Figura 3.5.

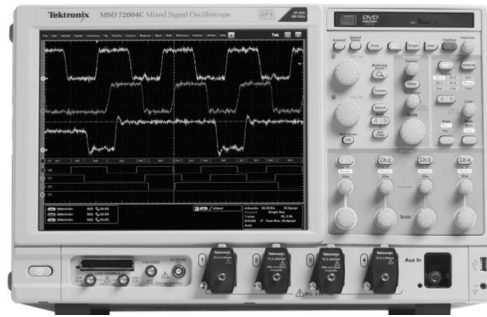


Figura 3.5: Equipo receptor DPO72004C (Tektronix).

Se trata de un equipo con 4 canales de entrada que permite la recepción de señales de hasta 20 GHz, con un muestreo máximo de 100 GS/s. Entre sus características más destacadas, cabe notar que permite la visualización de la señal recibida en el dominio de la frecuencia. Asimismo, incluye filtros paso bajo digitales que permiten desechar las componentes frecuenciales no deseadas de la señal recibida.

Este equipo también incluye un software propietario (SignalVU) que permite procesar la señal una vez ha sido recibida. Al igual que en el caso de la transmisión, hemos optado por diseñar nuestro propio código, de forma que podamos configurar en recepción los parámetros específicos de nuestra señal OFDM.

Las aplicaciones propietarias RFXpress y SignalVU incorporan estándares para la transmisión de señales OFDM. Entre ellos, se encuentran el estándar 802.11a de WiFi, con señales a 36 Mb/s, y los estándares 802.16 de WiMAX con enlaces descendentes a 20, 80 y 160 Mb/s. Estas velocidades distan mucho del objetivo de nuestro trabajo experimental.

3.2 Procesado digital de la señal OFDM

3.2.1 Parámetros de la señal OFDM

La técnica de multiplexación avanzada OFDM presenta una gran flexibilidad en cuanto a la configuración de sus parámetros se refiere. De este modo, vamos a poder generar una señal OFDM cuyas características se ajusten lo máximo posible a nuestras necesidades. Es por ello que, para poder generar diferentes señales OFDM ajustadas a una serie de características que podamos modificar, decidimos generar nuestro propio código, dejando de lado aquellos paquetes de software propietarios de las compañías en los que solo se puede acceder a unos pocos parámetros.

Los elementos de la señal OFDM que vamos a poder configurar son los siguientes:

- Frecuencia central: f_C .
- Ancho de banda: BW .
- Modulación de los datos: MOD .
- Número de subportadoras de datos y nulos.
- Tamaño de la FFT: N_{FFT} .
- Cantidad de símbolos OFDM que componen la señal OFDM: $NSym$.
- Separación entre símbolos piloto: Δ_P .
- Tamaño del prefijo cíclico: CP .
- Nivel de recorte de la señal temporal: $clip$.
- Frecuencia de muestreo del conversor digital-analógico: f_S .
- Estimación de canal.
- Filtrado de la estimación del canal.
- Estructura y ubicación de los pilotos.

3.2.2 Generación de la señal OFDM

El código utilizado para la generación de la señal $s[n]$ en Matlab se incluye en el Anexo B.1. A lo largo de esta sección haremos referencia a dicho código. Cabe destacar para la comprensión del código que, sobre las variables que contienen matrices, cada fila se debe interpretar como una portadora diferente, y cada columna es un símbolo distinto, como se representó en la Tabla 2.1.

Ubicación y asignación de portadoras

A partir de los valores de la frecuencia central, el ancho de banda y el tamaño de la FFT, así como de la frecuencia de muestreo, ubicamos las portadoras de datos sobre las frecuencias correspondientes, dejando nulas aquellas portadoras que no transportan información. Esta subtarea se realiza con la función `scPlan.m`, cuyo código se muestra en la Figura 3.6.

Al discretizar la frecuencia, establecemos la diferencia entre frecuencias Δf como el cociente

$$\Delta f = \frac{f_S}{N_{FFT}}, \quad (3.1)$$

```

1 function SC=scPlan(fc,BW,NFFT,fs)
2 % Copyright (C) 2017 - Francisco Israel Chicharro Lopez
3 % frachilo@upvnet.upv.es
4 %
5 % scPlan ubica las portadoras de datos en cada uno de los puntos de la FFT.
6 % Como variable de salida, SC tiene 0s en las posiciones en las que se
7 % ubican las portadoras nulas, y 1s en las que se ubican datos.
8
9 df=fs/NFFT;
10 SC=zeros(1,NFFT/2);
11 dk=round(BW/df);
12 f1=fc-BW/2; k1=round(f1/df);
13 SC(k1+[1:dk])=1;

```

Figura 3.6: Código para la ubicación de portadoras.

de forma que se establece la relación directa entre cada frecuencia y el número de la portadora a la que representa a partir de

$$f_k = k \cdot \Delta f, \quad k = 1, 2, \dots, N_{FFT}. \quad (3.2)$$

El Teorema de Nyquist indica que para evitar aliasing y que la señal discretizada pueda ser recuperada, es necesario que la frecuencia máxima de la señal no supere la mitad de la frecuencia de muestreo, por lo que reescribimos la relación (3.2)

$$f_k = k \cdot \Delta f, \quad k = 1, 2, \dots, \frac{N_{FFT}}{2}, \quad (3.3)$$

reduciendo los posibles valores que puede tomar el índice k a la mitad. Dados los valores inicial $f_{ini} = f_C - \frac{BW}{2}$ y final $f_{fin} = f_C + \frac{BW}{2}$, sus valores de índice de subportadora k se obtienen como $k_{ini} = \lfloor \frac{f_{ini}}{\Delta f} \rfloor$ y $k_{fin} = \lfloor \frac{f_{fin}}{\Delta f} \rfloor$, donde el operador $\lfloor \cdot \rfloor$ representa el entero más próximo. A partir de estas expresiones, se puede observar la estructura de asignación de contenido a las subportadoras en la Tabla 3.1.

k	1	...	$k_{ini} - 1$	k_{ini}	...	k_{fin}	$k_{fin} + 1$...	$N_{FFT}/2$
Contenido	\emptyset			D			\emptyset		

Tabla 3.1: Asignación de contenido a las subportadoras de la señal OFDM. \emptyset : portadora nula, D: portadora de datos.

Generación de símbolos

Los símbolos que se van a transmitir pueden ser pilotos o datos. Para ambos casos se transmiten secuencias aleatorias generadas con el comando `randsrc`. Los pilotos se modulan en PSK, tomando los valores -1 o 1, mientras que la modulación de los datos es una modulación QAM cuyo número de niveles viene determinado por el valor de `MOD`.

Una vez generados los diferentes datos $X_D[n]$ y pilotos $X_P[n]$, se ubican sobre la correspondiente matriz de transmisión X , dando lugar a

$$X[n] = \begin{cases} X_P, & n = 1, 1 + \Delta_P, 1 + 2\Delta_P, \dots \\ X_D, & n \neq 1, 1 + \Delta_P, 1 + 2\Delta_P, \dots \end{cases}, \quad (3.4)$$

quedando una estructura block-type. En el caso de la Figura 2.5(b) se representó esta estructura para $\Delta_P = 3$.

La Figura 3.7 muestra la parte del código de `OOFDMTX.m` que implementa la generación y ubicación de pilotos y símbolos.

```

41 % Moduladores de datos y pilotos
42 h2=modem.pskmod(2);
43 h=modem.qammod('M',MOD);
44 PIL=rms(h.Constellation)*modulate(h2,randsrc(sum(SC),1,0:1));
45 DAT=modulate(h,randsrc(sum(SC),NSym-NPil,0:length(h.Constellation)-1));
46
47 % Ubicación de pilotos y datos
48 STX(:,nPil)=repmat(PIL,1,NPil);
49 STX(:,nDat)=DAT;
50 X(SC~=0,:)=STX;
    
```

Figura 3.7: Código para la generación y ubicación de pilotos y símbolos.

Simetría hermitica

Los sistemas de transmisión de señales OFDM pueden trabajar bajo diferentes configuraciones en función de la modulación óptica, como se desarrolla en [61, 23, 54]. En moduladores IQ, ambas entradas tienen que ser reales, hecho que no es un problema puesto que en la rama I se transmite la parte real de la señal y en la rama Q la parte imaginaria. En el resto de moduladores, tanto con modulación directa como externa, la entrada tiene que ser real. Para que dicha entrada sea real, la señal a la salida de la IFFT también lo debe ser. Para cumplir esta condición, es necesario que la señal a la entrada de la IFFT satisfaga la simetría hermitica, como se desarrolló matemáticamente en la Sección 2.1.2.

Sean I_k las entradas del bloque IFFT, X_k los datos que se introducen sobre las entradas y N el tamaño de la FFT. Las señales con simetría hermitica son aquellas que cumplen

$$I_k = \begin{cases} X_k, & k = 1, 2, \dots, \frac{N}{2}, \\ \bar{X}_{\frac{N}{2}-k+1}, & k = \frac{N}{2} + 1, \frac{N}{2} + 2, \dots, N. \end{cases} \quad (3.5)$$

Sin embargo, como las componentes continua y de Nyquist deben ser nulas, los valores $X[f_k = 0]$ y $X[f_k = \frac{f_s}{2}]$ tienen que valer cero.

Combinando las condiciones anteriores, presentamos el siguiente esquema de asignación en la Tabla 3.2.

I_1	I_2	\cdots	$I_{\frac{N}{2}-1}$	$I_{\frac{N}{2}}$	$I_{\frac{N}{2}+1}$	\cdots	I_{N-2}	I_{N-1}
0	X_1	\cdots	$X_{\frac{N}{2}-2}$	0	$\bar{X}_{\frac{N}{2}-2}$	\cdots	\bar{X}_2	\bar{X}_1

Tabla 3.2: Organización de los datos a la entrada de la IFFT para que cumplan la simetría hermitica.

Sobre el símbolo I_k se aplica la IFFT de forma que si $x_k = \mathcal{F}^{-1}\{I_k\}$, podemos garantizar que $x_k \in \mathbb{R}$.

La línea de código que implementa la simetría hermitica se muestra en la Figura 3.8.

```
52 % Simetría hermitica
53 X=[X;zeros(1,NSym);conj(X(end:-1:2,:))];
```

Figura 3.8: Código para la implementación de la simetría hermitica.

Prefijo cíclico

Sobre x_k se incluye el prefijo cíclico en la parte inicial. La cantidad de muestras viene determinada por el parámetro CP , de forma que $N_{CP} = CP \cdot N_{FFT}$, siendo N_{CP} el número de muestras que se replican. El símbolo, tras la aplicación del prefijo cíclico, queda como

$$x_{CP}[k] = \begin{cases} x[N - N_{CP} + k], & k = 1, \dots, N_{CP}, \\ x[k - N_{CP}], & k = N_{CP} + 1, \dots, N_{CP} + N. \end{cases} \quad (3.6)$$

La Figura 3.9 ilustra un ejemplo de inserción de prefijo cíclico. La señal OFDM tiene 128 portadoras, de las cuales las portadoras #14 a #40 contienen datos modulados en 16-QAM y el resto son nulas. La Figura 3.9(a) representa la señal temporal correspondiente al primer símbolo OFDM. Sobre dicha señal, se aplica un prefijo cíclico del 25 %, de modo que la señal resultante tendrá 32 muestras más, dando lugar a una señal de 160 muestras, como muestra la Fig. 3.9b. Se ilustra con línea discontinua la parte de la señal en (a) que se replica en (b).

La implementación de la inserción del prefijo cíclico es muy sencilla, como se ilustra en el código de la Figura 3.10.

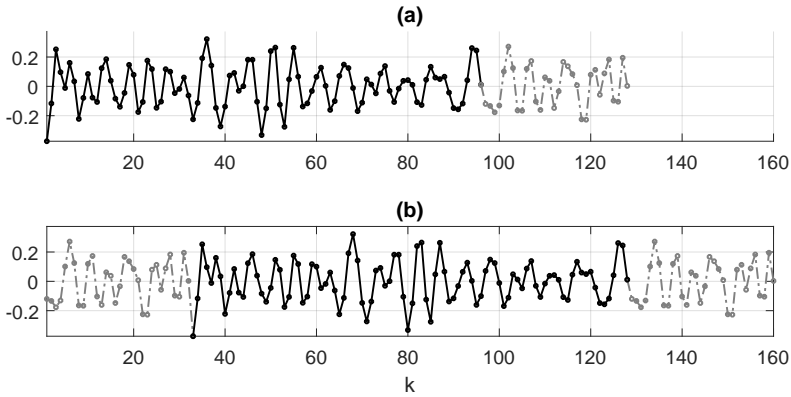


Figura 3.9: Ejemplo de inserción de un 25 % de prefijo cíclico sobre una señal de 128 portadoras: (a) señal original, (b) señal con prefijo cíclico.

```

58 % Inserción del prefijo cíclico
59 xCP=[x(end-NCP+1:end,:);x];
    
```

Figura 3.10: Implementación de la extensión cíclica.

Filtro de pre-énfasis

Debido a que el transmisor no tiene una respuesta en amplitud plana para el rango de frecuencias que se trabaja, como se ha detallado en las Figuras 3.3 y 3.4, es necesario aplicar un filtro de pre-énfasis $h^{TX}(t)$ que ecualice dicha respuesta [96, 93]. La obtención del filtro de pre-énfasis se basa en la transmisión de diferentes señales OFDM con contenido de datos en todas las portadoras. A partir de los espectros recibidos en el enlace eléctrico, se obtienen los valores medios y se suavizan aplicando un filtro paso bajo; nombremos a esta señal por $X^{RX}(f)$. El filtro de pre-énfasis $h^{TX}(t)$ se obtiene para que al multiplicarlo en frecuencia sobre la señal de test recibida, su respuesta sea lo más plana posible, de forma que

$$\begin{cases} X^{RX}(f) \cdot H^{TX}(f) = 1, & f \in [0, BW_{AWG}], \\ 0, & \text{resto,} \end{cases} \quad (3.7)$$

donde BW_{AWG} es el ancho de banda de RF del transmisor AWG. La Figura 3.11 muestra la respuesta del filtro de pre-énfasis en frecuencia.

La Figura 3.12 muestra el efecto de la aplicación del filtro de pre-énfasis para una señal 16QAM-OFDM con $f_C=5$ GHz, $BW=3$ GHz, $N_{FFT}=2048$ y $CP=6.25$ %. Como se puede observar, la señal con pre-énfasis trata de ecualizar a priori los efectos de la respuesta no lineal en frecuencia de la amplitud de la señal.

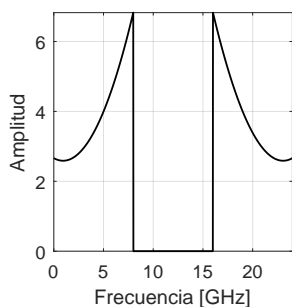


Figura 3.11: Respuesta en frecuencia del filtro de pre-énfasis.

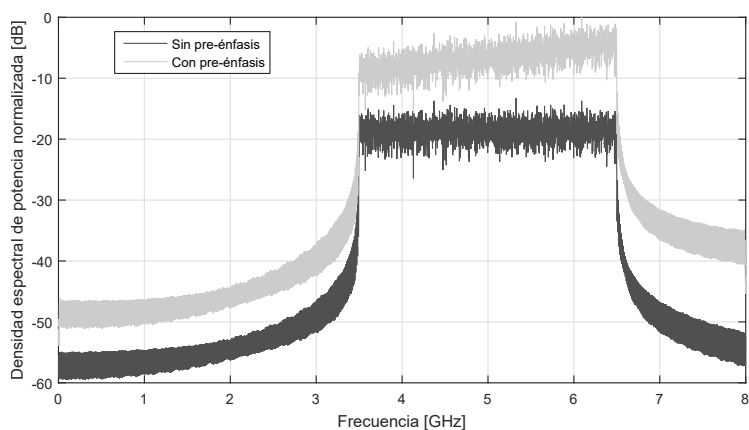


Figura 3.12: Aplicación del filtro de pre-énfasis.

La implementación en Matlab del filtro de pre-énfasis se muestra en la Figura 3.13. La señal X^{RF} , con las características de la Fig. 3.11, se encuentra almacenada en memoria en la variable q . Para poder hacer el producto elemento a elemento de dicha señal con la señal a transmitir, ambas deben tener el mismo número de elementos, por lo que la variable q se remuestrea al número de elementos de la señal a la que se tiene que aplicar el pre-énfasis.

Recorte de la señal

En la Sección 2.1.5 se indicó que uno de los principales problemas de la transmisión de señales OFDM es el alto valor de PAPR debido a la posibilidad de que N funciones exponenciales se sumen en fase, así como que una de las técnicas de prevención consiste en el recorte de la señal.

La Figura 3.14 ilustra el proceso de recorte de la señal. Una vez se tiene la señal que va a ser transmitida, se obtiene el histograma del valor absoluto de las amplitudes (Figura 3.14(a)),

```

1 function xPreEmp=PreEmp(x, fS)
2 % Copyright (C) 2017 - Francisco Israel Chicharro Lopez
3 % frachilo@upvnet.upv.es
4 %
5 % PreEmp aplica un filtro de pre-énfasis sobre la señal para hacer frente a
6 % la respuesta no lineal del equipo transmisor.
7 x0=x;
8 [px0, fx0]=pwelch(x0, [], [], [], fS);
9 load q
10 q=resample(q, length(x0), length(q));
11 X0=fft(x0);
12 X1=X0.*q;
13 xPreEmp=real(ifft(X1));
14 [px1, fx1]=pwelch(xPreEmp, [], [], [], fS); figure,
15 plot(fx0, 10*log10(px0)), hold on, plot(fx1, 10*log10(px1), 'r')

```

Figura 3.13: Implementación del filtro de pre-énfasis.

a partir del cual se obtiene la probabilidad acumulada de cada uno de los valores. Aquellas amplitudes que estén por encima de un determinado umbral (en el caso del ejemplo, el umbral se establece en el 96 %), estas amplitudes se verán recortadas, de forma que la señal resultante cumplirá la ecuación (2.22).

La Figura 3.15 representa la señal recortada a partir de la señal de entrada para una señal 16QAM-OFDM con $f_C=5$ GHz, $BW=3$ GHz, $N_{FFT}=128$, $CP=6.25$ % y filtro de pre-énfasis.

Una vez la señal ha sido recortada, todos los símbolos OFDM se serializan formando la señal OFDM $x[n]$. Esta señal se carga sobre el equipo transmisor AWG7122C, que se encarga de realizar la conversión digital a analógica y, por tanto, generar la señal $s(t)$.

La implementación en Matlab del proceso de recorte o hard-clipping se ilustra en la Figura 3.16.

Velocidad de la señal transmitida

Dos son las velocidades o tasas de transmisión con las que se suele trabajar con las señales OFDM: la velocidad neta y la velocidad bruta. La primera es la velocidad de transmisión de datos real, mientras que la segunda tiene en cuenta una serie de aproximaciones.

La velocidad neta v_N está determinada por la relación entre los bits destinados a datos transmitidas B_D y el tiempo de duración de la señal OFDM T :

$$v_N = \frac{B_D}{T}. \quad (3.8)$$

La parte de la señal que transporta datos está compuesta por N_D símbolos, cada uno de los cuales transporta K_D subportadoras de datos. Una subportadora de datos contiene $\log_2(M)$ bits, siendo M la cantidad de símbolos de la modulación. Por tanto, la cantidad de bits de datos

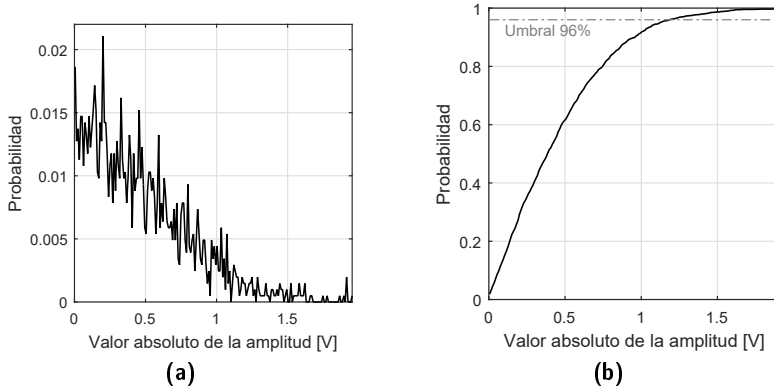


Figura 3.14: Obtención del valor umbral para el recorte de la señal. (a) Histograma, (b) probabilidad acumulada.

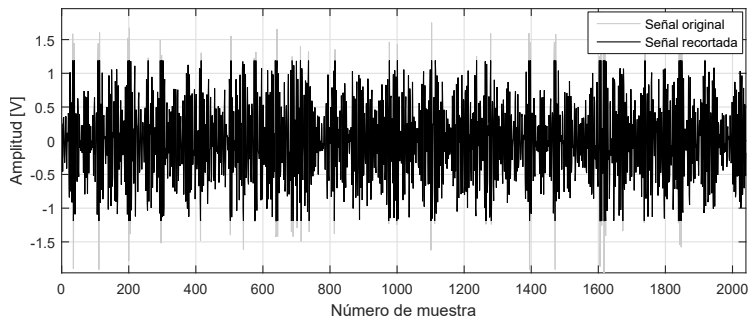


Figura 3.15: Aplicación del recorte de la señal temporal.

transmitidos es

$$B_D = N_D K_D \log_2(M). \quad (3.9)$$

La señal OFDM completa, además de transportar datos, también incluye otros símbolos de control o portadoras nulas. La cantidad de símbolos total comprende a los símbolos dedicados a datos N_D y a los símbolos piloto N_P . Por otro lado, en cada uno de los símbolos están definidas las diferentes subportadoras N_{FFT} , independientemente de que transporten datos o no. Asimismo, sobre estas subportadoras es necesario incluir las dedicadas al prefijo cíclico N_{CP} . De este modo, el número total de muestras M_T es

$$M_T = (N_D + N_{CP})(N_{FFT} + N_{CP}). \quad (3.10)$$

El convertor digital a analógico está definido por su frecuencia de muestreo f_S , de modo que cada una de las muestras se transmite cada $T_S = \frac{1}{f_S}$. Teniendo en cuenta la cantidad de muestras

```

1 function xc=clipOFDM(x,F)
2 % Copyright (C) 2017 - Francisco Israel Chicharro Lopez
3 % frachilo@upvnet.upv.es
4 %
5 % clipOFDM obtiene la distribución de las amplitudes de la señal x;
6 % aquellos valores que están por encima del porcentaje F de la señal son
7 % recortados al valor máximo establecido por dicho porcentaje F
8
9 % Inicialización
10 xc=x;
11
12 % Histograma de las amplitudes de la señal
13 [n,pos]=hist(abs(x),200);
14
15 % Suma acumulada normalizada
16 cn=cumsum(n);
17 fn=cn/cn(end);
18
19 % Valor máximo a partir del cual se recorta la señal
20 [~,b]=find(fn>F);
21 Vsat=pos(b(1));
22
23 % Recorte de la señal
24 [c,~]=find(abs(x)>Vsat);
25 xc(c)=Vsat*sign(x(c));
26
27 % Representación
28 figure, plot(x), hold on, plot(xc,'r'),
29 title(strcat('V_{SAT}=',num2str(Vsat),'V   P=',num2str(F*100),'%'))

```

Figura 3.16: Implementación del recorte de la señal.

M_T de la expresión (3.10), la duración de la señal OFDM tendrá una duración de

$$T = T_S M_T = T_S (N_D + N_{CP})(N_{FFT} + N_{CP}). \quad (3.11)$$

Por tanto, a partir de (3.8), (3.9) y (3.11), la velocidad neta v_N queda como

$$v_N = \frac{N_D K_D \log_2(M)}{T_S (N_D + N_P)(N_{FFT} + N_{CP})}. \quad (3.12)$$

Teniendo en cuenta que el ancho de banda de la señal se puede expresar como $BW = f_S \frac{K_D}{N_{FFT}}$, y asumiendo tanto que $N_{FFT} \gg N_{CP}$ como que $N_D \gg N_P$, la velocidad bruta v_B se determina a partir de estas aproximaciones como

$$v_B = v_N \left\langle \frac{N_{FFT} + N_{CP} \approx N_{FFT}}{N_D + N_P \approx N_D} \right\rangle \approx BW \cdot \log_2(M). \quad (3.13)$$

En la literatura se suele utilizar la velocidad bruta, aunque en determinadas ocasiones también es posible encontrar la velocidad neta. Como ejemplo, en [97], se indica que la velocidad es de

21 Gb/s, resultado del producto $BW \times \log_2(M) = 3 \text{ GHz} \times \log_2(128) = 21 \text{ Gb/s}$. No obstante, si se realizan los cálculos en base a los datos que aporta, la velocidad es de 19.765 Gb/s. Como contraejemplo, [98] publica tanto los datos de velocidad bruta como de velocidad neta, siendo estos 120 Gb/s y 85 Gb/s, respectivamente. La velocidad se ve reducida por la presencia de símbolos piloto (60 símbolos piloto y 150 símbolos de datos), como por la introducción del prefijo cíclico.

3.2.3 Recepción de la señal OFDM

La señal $r(t)$ es recibida en el osciloscopio DPO72004C, donde es discretizada, dando lugar a la señal $r[n]$. El código en Matlab para el procesado de la señal se encuentra en el Anexo B.2. A continuación vamos a describir las funciones que realiza el código OFDMRX.m, desde que se captura la señal $r[n]$ hasta que se obtienen los símbolos.

Remuestreo

Dado que las frecuencias de muestreo del transmisor f_S y el receptor f'_S pueden ser diferentes, el primer paso a realizar consiste en el remuestreo de la señal sobre la frecuencia de muestreo original f_S . Para ello, utilizamos la función `resample(x,p,q)`, siendo x la señal a remuestrear, p la nueva frecuencia de muestreo, y q la frecuencia de muestreo de la señal de entrada. Esta implementación se muestra en la Figura 3.17

```
28 % Ajuste de las frecuencias de muestreo
29 y0=resample(y0,fSAWG,fSDPO);
```

Figura 3.17: Implementación del remuestreo.

Sincronización

Numerosas investigaciones han dado lugar a algoritmos para la sincronización de las señales OFDM. En [99] se publicó el algoritmo de mayor éxito, que consiste en el envío de un símbolo piloto compuesto por dos partes idénticas, de forma que en recepción se pudiera detectar dicho piloto a partir del máximo de la función de correlación. De forma similar, en [100] se diseña el piloto con más de dos símbolos idénticos, pero en este caso de signos invertidos.

En base a la literatura existente, nuestro algoritmo de sincronización se basa en la obtención del máximo de la función de correlación entre la señal transmitida y la señal recibida. Su implementación se muestra en la Figura 3.18.

```
31 %% Sincronización
32 % Detección del inicio de los símbolos OFDM
33 [c,d]=xcorr(y0,x);
34 [~,dd]=max(c);
35 start=d(dd);
36 start=start:-length(x):start-6*(length(x));
37 [~,st0]=find(start>0); st0=max(st0);
38 y=y0(start(st0)+(1:length(x)));
```

Figura 3.18: Sincronización de las muestras recibidas.

Prefijo cíclico

Una vez hemos detectado el inicio de la señal recibida y hemos reestructurado dicha señal para trabajar con ella en forma de matriz, eliminamos el prefijo cíclico. Para ello, volvemos a realizar una correlación entre el primer símbolo recibido $y_1[k']$, $k' = 1, 2, \dots, N, \dots, N + N_{CP}$ y el primer símbolo transmitido $x_1[k]$, $k = 1, 2, \dots, N$. De este modo, cualquier error que se pudiera haber dado en el apartado correspondiente al sincronismo queda subsanado. El proceso se recoge en la Figura 3.19.

```
44 %% Supresión del prefijo cíclico
45 y1=y(:,1); x1=x((M-N)+(1:N));
46 [a,b]=xcorr(y1,x1);
47 [~,d]=max(a);
48 if b(d)>(M-N)
49     b(d)=(M-N)*3/4;
50 end
```

Figura 3.19: Eliminación del prefijo cíclico.

Recepción de símbolos

Una vez el prefijo cíclico ha sido eliminado de la señal, se aplica la FFT para recuperar los símbolos, como se indica en la Figura 3.20.

```
52 %% Aplicación de la FFT
53 Y=fft(y(b(d)+(1:N)),)/sqrt(size(y,1));
```

Figura 3.20: Sincronización de las muestras recibidas.

Estimación del canal

El bloque de estimación de canal se encarga de obtener la respuesta del canal. Una primera aproximación en cualquier esquema de simulaciones se basa en la introducción de ruido aditivo blanco gaussiano (*Additive White Gaussian Noise*, AWGN). Sin embargo, estas estimaciones no se ajustan con lo que ocurre en la realidad.

La técnica para obtener una estimación del canal se basa en la recepción de una serie de símbolos cuya información es conocida. A partir del estimador de máxima verosimilitud de mínimos cuadrados, se comparan los símbolos conocidos con los recibidos. Estos símbolos son los pilotos, y trabajaremos sobre estructuras block-type. Los pilotos se envían intercalados entre los símbolos de datos OFDM. De esta manera, el primer símbolo transmitido es un piloto, y cada Δ_P símbolos habrá un piloto, lo que dará lugar a una nueva respuesta en frecuencia. Por tanto, en función del instante en el que estemos, tendremos disponible la información de las respuestas en frecuencia actuales y anteriores:

$$H_k[n] = \begin{cases} H_k^{(1)}, & n = 1, 2, \dots, \Delta_P, \\ H_k^{(1)}, H_k^{(2)}, & n = \Delta_P + 1, \Delta_P + 2, \dots, 2\Delta_P, \\ H_k^{(1)}, H_k^{(2)}, H_k^{(3)}, & n = 2\Delta_P + 1, 2\Delta_P + 2, \dots, 3\Delta_P, \end{cases} \quad (3.14)$$

y así sucesivamente hasta finalizar la recepción de la señal OFDM.

Desde la perspectiva experimental, hemos observado que esta estimación del canal es mejorable, puesto que se pueden obtener mejores calidades de la señal recibida incluyendo funcionalidades adicionales al procesado en recepción.

La primera funcionalidad que añadimos es la introducción de un filtro paso bajo para la respuesta en frecuencia. En la Figura 3.21(a) se puede observar la respuesta en frecuencia tanto en amplitud como en fase de la estimación del canal. La variación instantánea tiene muchos picos, tanto positivos como negativos, lo que provocaría que la ecualización de nuestra señal sufriera de los mismos picos y diera lugar a símbolos M-QAM con valores altos y pequeños de amplitud, resultando perjudicados los parámetros de calidad de la señal. Sin embargo, el valor medio de dicha variación instantánea parece seguir una curva mucho más suave. La introducción del filtro paso bajo consigue eliminar esta variación y suavizarla, de forma que la respuesta en frecuencia filtrada se refleja en la Figura 3.21(b). Nótese que el sobre el eje de ordenadas izquierdo se representa el módulo de la función de transferencia $|H_k|$ mientras que en el eje de ordenadas derecho está representada la fase de dicha función de transferencia $\angle H_k$.

El filtro que utilizamos es un filtro paso bajo, cuyas características de diseño generales se pueden encontrar en [101]. Al trabajar sobre frecuencias normalizadas, podemos diseñar un filtro genérico que se ajusta a los valores de cada una de las diferentes señales que transmitimos. Las características del filtro se pueden observar en la Figura 3.22

Así como la respuesta del canal representa un sistema anticausal, la función de transferencia $TF_k[n]$ va a ser un sistema causal, puesto que vamos a realizar un promedio entre la respuesta

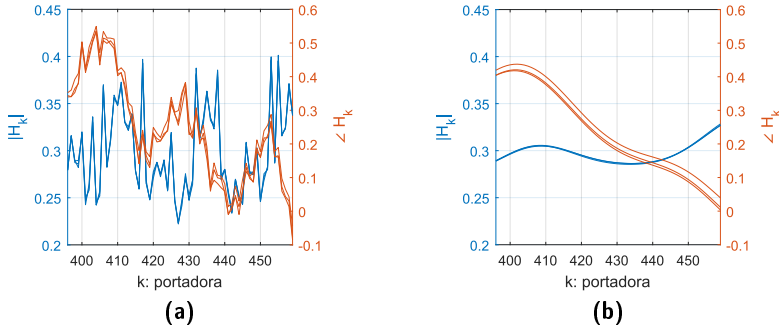


Figura 3.21: Respuesta en frecuencia del canal. (a) Sin filtrar, (b) filtrada.

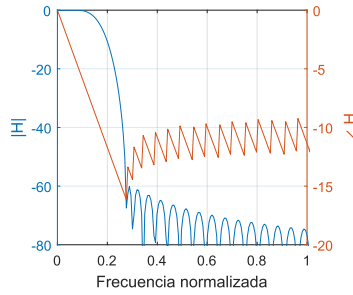


Figura 3.22: Respuesta en frecuencia del filtro paso bajo.

en frecuencia actual y la anterior para determinar. De este modo, la función de transferencia es

$$TF_k[n] = \begin{cases} H_k^{(1)}, & n = 1, 2, \dots, \Delta_P \\ \frac{1}{2} [H_k^{(P)} + H_k^{(P-1)}], & n > \Delta_P, \end{cases} \quad (3.15)$$

donde $P = \lceil \frac{n}{\Delta_P} \rceil$.

Las diferentes funcionalidades y la implementación del estimador de canal están recogidos en la Figura 3.23.

Ecuación

La ecualización consiste en aplicar la función de transferencia estimada sobre los símbolos recibidos. Esta función de transferencia va a modificar tanto la amplitud como la fase de los símbolos en base a la información de los símbolos piloto. Su implementación en Matlab se muestra en la Figura 3.24.


```

55 %% Estimación del canal
56 % TXP: pilotos transmitidos; RXP: pilotos recibidos
57 [~,k]=find(SC~=0);
58 SRX=Y(k,:);
59 TXP=STX(:,nP);
60 RXP=SRX(:,nP);
61 H=RXP./TXP;
62 % La respuesta del canal tiene picos abruptos.
63 % Con el siguiente filtro la suavizamos
64 % Nota: designfilt está disponible a partir de la versión R2014a de Matlab
65 lpf=designfilt('lowpassfir','PassbandFrequency',.023,...
66             'StopbandFrequency',.09,'PassbandRipple',1,...
67             'StopbandAttenuation',60,'DesignMethod','kaiserwin');
68 Hf=filter(lpf,[repmat(H(1,:),NSC,1);H;repmat(H(end,:),NSC,1)]);
69 Hf=Hf(length(H)+round(mean(grpdelay(lpf)))+[1:length(H)],:);
70 indrep=0; TF=[];
71 if length(nP)>1
72     dP=nP(2)-nP(1);
73 else
74     dP=NSym;
75 end
76 % Estimación del canal con memoria
77 while (dP*indrep)<NSym
78     if indrep==0
79         Hind=Hf(:,indrep+1);
80     else
81         Hind=1/2*(Hf(:,indrep)+Hf(:,indrep+1));
82     end
83     TF=[TF repmat(Hind,1,dP)];
84     indrep=indrep+1;
85 end
86 TF(:,(NSym+1):end)=[];

```

Figura 3.23: Código de la estimación de canal.

```

88 %% Ecuación
89 SEQ=SRX./TF;

```

Figura 3.24: Implementación de la ecualización.

En la Figura 3.25(a) se muestra la constelación de una señal recibida en la etapa previa a la ecualización. La Figura 3.25(b) representa los símbolos ecualizados.

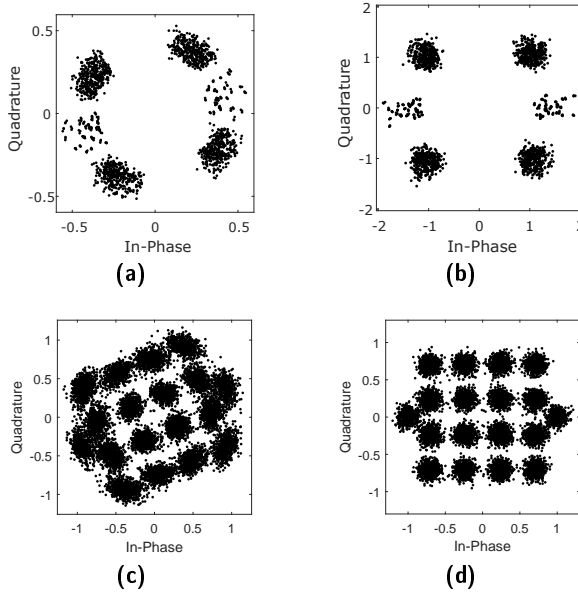


Figura 3.25: Etapa de equalización: (a), (c) símbolos recibidos, (b), (d) símbolos equalizados, para modulaciones (a), (b) QPSK y (c), (d) 16QAM.

3.2.4 Calidad de la señal OFDM

La calidad de la transmisión OFDM la medimos con las figuras magnitud vectorial del error (*Error Vector Magnitude*, EVM) y tasa de error de bit (*Bit Error Rate*, BER) [102]. La evaluación de la calidad de la señal recibida se realiza con `OFDMQ.m`, cuyo código se encuentra en el Anexo B.3.

La expresión del EVM relaciona la potencia del error con la potencia de la señal, a partir de la expresión

$$EVM[\%] = \frac{\sum_{k=1}^N |R_k - T_k|^2}{\sum_{k=1}^N |T_k|^2}, \quad (3.16)$$

donde R_k y T_k hacen referencia a los símbolos recibidos y transmitidos, respectivamente. Existen versiones en las que los símbolos que se comparan son el recibido con el símbolo de la constelación ideal más cercano a dicho símbolo recibido; sin embargo, los valores de EVM a los que se llegan son menores y, en ocasiones, indican un error menor del que realmente ocurre.

La Figura 3.26 ilustra el código utilizado en Matlab para la obtención del EVM.

```

27 % Cálculo del EVM
28 EVMij=abs(Tij-Rij).^2./abs(Tij).^2;
29 EVMi=100*sqrt(sum(EVMij,2)/size(EVMij,2));
30 EVMj=100*sqrt(sum(EVMij,1)/size(EVMij,1));
31 EVM=100*sqrt(mean(EVMij(:)));

```

Figura 3.26: Cálculo del EVM.

La tasa de error de bit la obtenemos a partir del conteo de errores. De este modo, comparamos los bits de datos transmitidos con los recibidos, siendo el valor de BER

$$BER = \log_{10} \left(\frac{1}{M} \sum_{k=1}^M r_k \oplus t_k \right), \quad (3.17)$$

donde r_k y t_k representan los bits de los símbolos de datos recibidos y transmitidos, respectivamente, y \oplus es el operador XOR.

La Figura 3.27 muestra la implementación del cálculo de la tasa de error de bit, basada en el recuento de bits erróneos.

```

33 % Cálculo del BER
34 hDEM=modem.qamdemod('M',MOD,'SymbolOrder','gray');
35 VTX=demodulate(hDEM,Tij(:));
36 VRX=demodulate(hDEM,Rij(:));
37 bTX=de2bi(VTX(:));
38 bRX=de2bi(VRX(:));
39 nErr=sum(xor(bTX(:),bRX(:)));
40 BER=log10(nErr/numel(bTX));

```

Figura 3.27: Cálculo de la tasa de error de bit.

En [102] se establece una relación entre los valores de BER y EVM que, para constelaciones M-QAM, se puede expresar como

$$BER \approx \frac{2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)}{\log_2(M)} Q \left[\sqrt{\frac{3}{2(M-1)EVM^2}} \right], \quad (3.18)$$

donde M es el tamaño de la constelación que modula los datos. Asimismo, en [103] se establecen los umbrales de la tasa de error de bit permitida en las comunicaciones ópticas a partir de las cuales se pueden recuperar los datos con técnicas de corrección de errores a posteriori (*Forward Error Correction*, FEC) en función de la modulación de los datos utilizada. Para un FEC del 7 %, los límites de BER se establecen en 10^{-3} y $3.8 \cdot 10^{-3}$ para las modulaciones 4- y 16-QAM, respectivamente.

La Figura 3.21 muestra la relación de la expresión (3.18), así como los umbrales a partir de los cuales se considera que los errores son aceptables. Para 4-QAM, el valor de EVM para el cual el

BER es de 10^{-3} es aproximadamente un 32.36 %, mientras que para el caso 16-QAM, el límite de $BER=3.8 \cdot 10^{-3}$ se cumple para un valor de $EVM=17.39\%$.

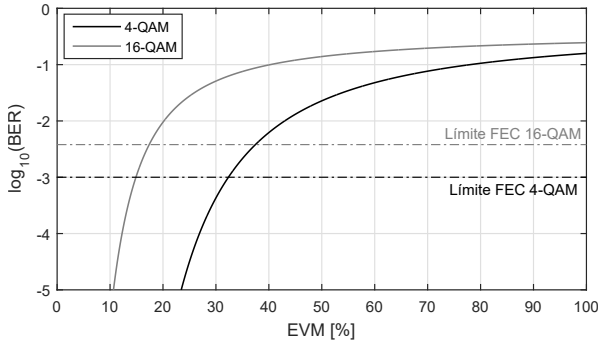


Figura 3.28: EVM versus BER (3.18) para señales 4- y 16-QAM.

El procesamiento que se ha descrito a lo largo de esta sección ha sido utilizado en la parte experimental de las publicaciones [104, 105, 106, 43, 107, 108, 109, 110].

3.3 Transmisión eléctrica de la señal OFDM

A continuación, vamos a mostrar los resultados del enlace eléctrico para diferentes configuraciones de la señal OFDM. La señal de referencia queda definida en la Tabla 3.3.

Señal OFDM I					
f_C [GHz]	5	BW [GHz]	5	MOD	QPSK
N_{FFT}	1024	$NSym$	100	Δ_P	10
CP [%]	6.25	clip	0.975	f_S [GS/s]	24

Tabla 3.3: Parámetros de la señal OFDM para el enlace eléctrico

La Figura 3.32 recoge el efecto que tiene sobre la calidad de la señal OFDM la variación de cada uno de los parámetros. Para ello, en la Fig. 3.29(a) veremos el efecto que tiene la variación de la frecuencia central, tomando los valores $f_C = \{3, 4, 5, 6\}$ GHz. Una manera de incrementar la velocidad bruta de la señal transmitida es aumentando el ancho de banda, de forma que estudiaremos la variación de este parámetro en la Fig. 3.29(b), tomando los valores $BW = \{1, 3, 4, 6\}$ GHz. Otro de los métodos para mejorar la tasa bruta de transmisión es utilizando modulaciones con mayores niveles de modulación; dicho efecto se ilustra en la Fig. 3.29(c), modulando los datos en $\{16, 32, 64\}$ -QAM. Por último, veremos tres variaciones diferentes: la correspondiente a la distancia entre símbolos piloto (Fig. 3.29(d)), con $\Delta_P = \{5, 20, 50\}$, la relativa al recorte de la señal (Fig. 3.29(e)), con nivel de clip de $\{0.8, 0.9, 0.95, 0.99\}$ y la referente a la longitud del prefijo cíclico (Fig. 3.29(f)), con $CP = \{3.125, 12.5, 25, 50\}$ %.

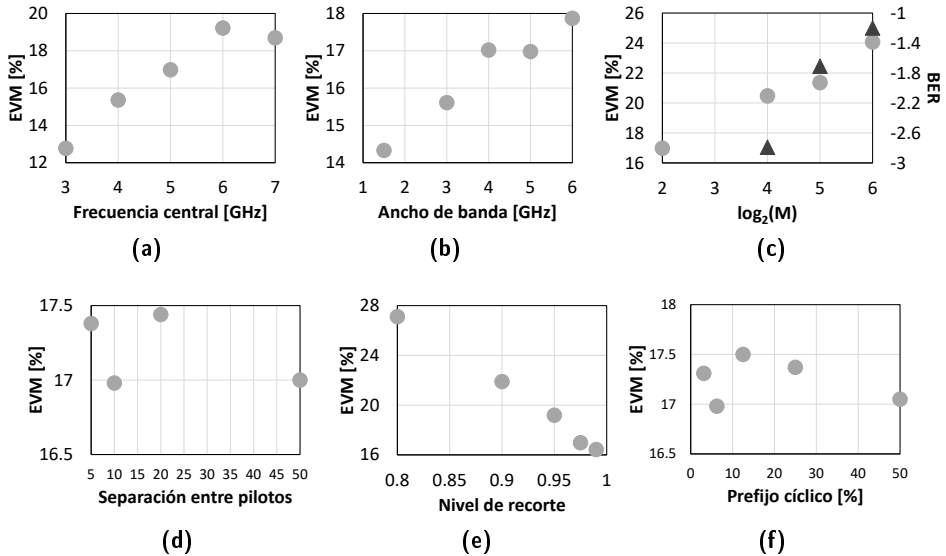


Figura 3.29: Calidad del enlace eléctrico variando los parámetros de la señal OFDM: (a) frecuencia central, (b) ancho de banda eléctrico, (c) modulación de las portadoras de datos, (d) separación entre símbolos piloto, (e) nivel de recorte de la señal, (f) longitud del prefijo cíclico. EVM (círculos) y BER (triángulos) cuando existen errores.

A partir de los resultados de la Figura 3.32, podemos observar como la transmisión a frecuencias más altas da lugar a peores resultados, debido a la respuesta no plana del transmisor. A pesar de haber incluido el filtro de pre-énfasis, no es posible alcanzar los resultados que se dan a frecuencias más bajas, como ilustran las Figuras 3.29(a)-3.29(b).

En cuanto a los niveles de modulación, al transmitir con 4-QAM (valor $\log_2(M) = 2$ de la Figura 3.29(c)) no hay presencia de errores; sin embargo, conforme aumentamos el número de niveles, empiezan a aparecer errores. Como indicamos en la Sección 3.2.4, en función de la corrección de errores a posteriori que se vaya a aplicar, el límite de BER se establece en un valor u otro; en cualquier caso, a mayor número de niveles de modulación, dicho umbral de BER es menos exigente, puesto que se adopta un mayor porcentaje de FEC, siendo 7 % el habitual para QPSK y 20 % para 16-QAM.

La separación entre símbolos piloto y la longitud del prefijo cíclico no aportan diferencias significativas entre las diferentes pruebas mostradas en las Figuras 3.29(d) y 3.29(f). No obstante, en el dominio óptico estos parámetros adquieren especial relevancia.

Por último, en base a los resultados mostrados en la Figura 3.29(e), vemos que cuando tomamos un mayor porcentaje de los valores reales de la señal, obtenemos menores EVMs, mientras que

cuando solo tomamos el 80 % de los valores reales, saturando aquellos que se encuentran por encima, la calidad de la señal disminuye. Este efecto, como los dos anteriores, tiene especial interés en el dominio óptico, como se detalló en las secciones 2.1.5 y 3.2.2.

3.4 Transmisión óptica de la señal OFDM

En base a los sistemas de transmisión óptica de señales OFDM presentados en la Sección 2.2, vamos a presentar los sistemas sobre los que hemos trabajado de forma experimental.

En cuanto a las fuentes ópticas utilizadas, en el Capítulo 4 introduciremos los trabajos relacionados con las fuentes estrechas, mientras que el Capítulo 5 está dedicado al uso de fuentes anchas para transmitir las señales. No obstante, como el esquema básico incluye fuente estrecha, lo desarrollaremos a continuación.

La señal se modula externamente a través de un MZM, atraviesa un enlace compuesto por una fibra óptica monomodo y es detectada de forma directa con un fotodetector. Todo el procesado digital de la señal se realiza offline. La Figura 3.30 muestra un esquema del sistema básico de transmisión.

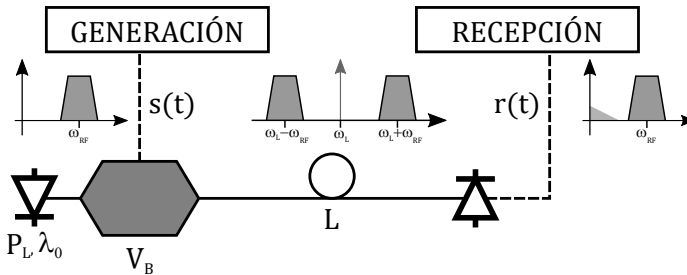


Figura 3.30: Esquema del sistema básico de transmisión.

Los parámetros ópticos que debemos configurar son

- Potencia y longitud de onda central de la fuente estrecha: P_L, λ_0 .
- Punto de modulación del MZM: V_B .
- Longitud del enlace de fibra: L .

Mientras que el primero de los parámetros no tiene incidencia más allá de afectar a la potencia recibida, el punto de modulación del MZM supone encontrar una solución de compromiso.

3.4.1 Fuente óptica

Las fuentes anchas que se han utilizado en las medidas experimentales son láseres DFB (IQS-2403, EXFO). Permiten seleccionar la longitud de onda central en el rango 1528-1565 nm, con una resolución de 0.01 nm y una estabilidad de ± 2 pm. En cuanto a la potencia de salida del láser, se puede configurar entre 3 y 13 dBm, con una estabilidad de ± 0.005 dB a los 15 minutos de la puesta en funcionamiento y ± 0.03 dB tras 8 horas.

3.4.2 Punto de modulación del MZM

La respuesta experimental del MZM se ilustra en la Figura 3.31. Se trata de un modulador externo (PowerBit F-10, AVANEX) de una entrada RF, con unas pérdidas de inserción de 3.5 dB y un ancho de banda de operación de 12.5 GHz. El valor de V_π del modulador es de 2.5 V.

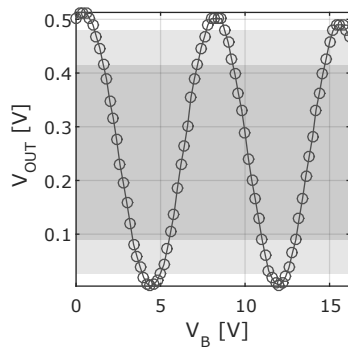


Figura 3.31: Respuesta experimental del MZM.

En base a la respuesta del MZM, podemos distinguir tres regiones de actuación. La primera de ellas es la zona lineal, y en el centro de dicha linealidad se encuentra el punto Q , en la que existe una mayor transmisión de potencia óptica. La segunda de las regiones es la zona que incluye y está en torno a los nulos, en la que prácticamente no hay transferencia de potencia óptica. Y la tercera región es la zona que se encuentra al finalizar el comportamiento lineal y al comenzar el comportamiento nulo. Tan y como se indica en [111, 112, 61], la señal en la tercera región tiene menor potencia, pero también menor ruido, con lo que la calidad de la señal se ve mejorada.

Para verificar esta información y comprobar cómo se adapta a nuestros moduladores, se han transmitido las señales OFDM I y II. Los parámetros de esta última están recogidos en la Tabla 3.4, y se ha variado el punto de modulación del MZM.

Los resultados del enlace directo óptico (*Optical back-to-back*, OB2B) se muestran en la Figura 3.32, donde se representan los parámetros de calidad EVM y BER en función de la tensión de modulación del MZM V_B . Asimismo, se introducen las pérdidas de potencia óptica, para los diferentes puntos de modulación.

Señal OFDM II					
f_C [GHz]	4	BW [GHz]	2	MOD	16QAM
N_{FFT}	2048	$NSym$	55	Δ_P	10
CP [%]	6.25	clip	0.975	f_S [GS/s]	24

Tabla 3.4: Parámetros de la señal OFDM II.

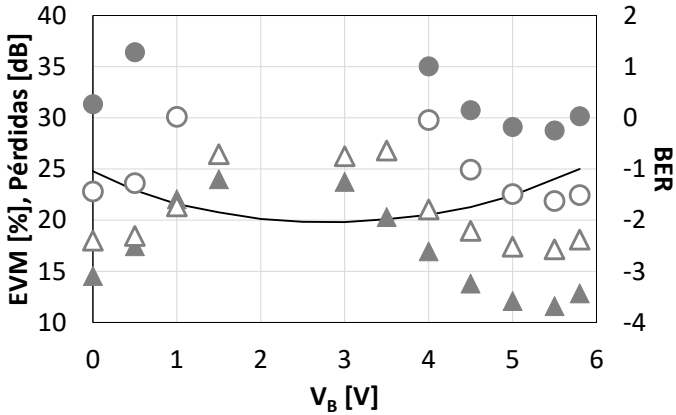


Figura 3.32: Calidad de las señales OFDM I (relleno) y II (vacío) en términos de EVM (círculos) y BER (triángulos). Pérdidas del modulador para distintos puntos de modulación (línea).

En base a los resultados obtenidos en la Figura 3.32, podemos observar diferentes comportamientos. Por un lado, cuando las pérdidas son mínimas (en torno a $V_B = V_\pi = 2.5$ V), lo que se traduce en una mayor potencia óptica transmitida, la calidad de la señal recibida para ambas señales OFDM es muy baja. En esta región, además de que hay una mayor transferencia de potencia óptica, también existe mucho ruido.

Por otro lado, conforme nos alejamos de esta región y nos aproximamos a los máximos de pérdidas, que se corresponden con los mínimos de potencia óptica transmitida, la calidad de la señal mejora ostensiblemente; en estos puntos de modulación, el ruido introducido es bastante menor.

Cabe destacar que la diferencia fundamental entre las señales OFDM I y II reside en la modulación de las portadoras de datos, pues se utilizan las modulaciones QPSK y 16-QAM, respectivamente. Por ello, los valores de EVM y BER son tan distintos. Para modulaciones QPSK, como la de la señal OFDM I, debido a que las regiones de decisión son mayores, las tasas de error de bit son mejores que para señales con modulaciones de superior nivel, como es el caso de la señal OFDM II cuyos datos están modulados en 16-QAM. Es por ello que, en lugar de trabajar con puntos de modulación próximos a V_π , nos situaremos en tensiones en el rango $V_B \in [4, 6]$ V.

3.4.3 Ancho de banda de guarda

Debido a las características de la detección directa, resulta necesario liberar una banda de guarda en el espectro eléctrico del mismo ancho de banda de la señal transmitida. Esto es debido a los productos de intermodulación que surgen del mezclado entre las diferentes componentes frecuenciales de la señal y la portadora en la detección directa.

Por tanto, la frecuencia máxima de la señal transmitida quedará determinada por $f_{MAX} = 2BW$, donde recordemos que BW representa el ancho de banda de la señal OFDM. Visto desde otra perspectiva, dentro de un ancho de banda B , sólo podemos utilizar $B/2$ para transmitir, perdiendo la mitad de la capacidad del canal.

La realidad permite recibir señales OFDM con detección directa sin la necesidad de respetar por completo la indicación del ancho de banda de guarda, como se ha realizado en diferentes trabajos [113, 114, 115]. Esta posibilidad se demuestra experimentalmente en [116] con una estimación de canal de baja complejidad y un recorte de la señal para limitar el alto PAPR. Por tanto, resulta necesario mantener libre un ancho de banda pero no el que se refiere en las indicaciones originales. Como demostración experimental, vamos a utilizar la señal OFDM II, cuyas especificaciones quedan determinadas en la Tabla 3.4, pero vamos a variar la f_C como

$$f_C[k] = \frac{BW}{2} + 30(k-1)\Delta_f + \Delta_f, \quad k = 1, 2, \dots, 10.$$

$$\approx [1.01, 1.36, 1.71, 2.07, 2.42, 2.77, 3.12, 3.47, 3.82, 4.18] \text{ GHz}.$$

de forma que obtendremos la calidad de la señal para regiones en las que se respeta el ancho de banda de guarda ($f_C > 3$ GHz) y para las que no ($f_C < 3$ GHz).

La Figura 3.33 representa la calidad de la señal recibida en términos de EVM y BER para las diferentes señales transmitidas en base a las diferentes f_C . La tensión de polarización la hemos establecido, en este caso, en $V_B = 5.5$ V.

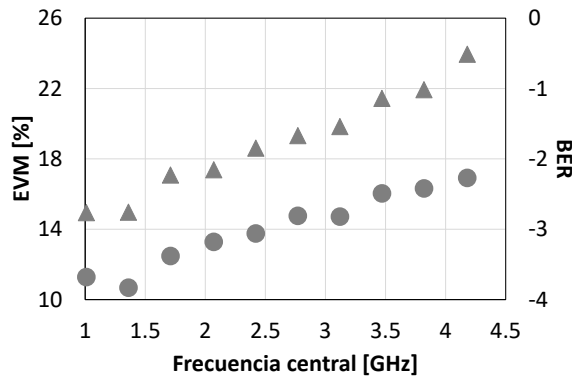


Figura 3.33: Calidad de la señal OFDM II para evaluar el ancho de banda de guarda: EVM (círculos) y BER (triángulos).

A nivel general, el comportamiento es similar al de la transmisión de señales OFDM en el dominio eléctrico, que quedó representado en la Figura 3.29(a). Conforme aumentamos el valor de f_C , la calidad de la señal empeora. De nuevo, este efecto es debido a la respuesta irregular en frecuencia del transmisor. A diferencia de lo esperado, no existe un cambio de comportamiento en la región en la que se mantiene el ancho de banda de guarda ($f_C > 3$ GHz) y la que no lo mantiene ($f_C < 3$ GHz). El único punto en el que no se sigue la tendencia es en el primero, puesto que la calidad para $f_C = 1.01$ GHz es peor que para el caso de $f_C = 1.36$ GHz. Es precisamente el caso de $f_C = 1.01$ GHz en el que el hecho de no mantener el ancho de banda de guarda perjudica ligeramente a la señal, puesto que la primera componente frecuencial está en 0.01 GHz.

3.4.4 Efecto de supresión de portadora

Uno de los objetivos que persigue la técnica OOFDM es la transmisión de señales a lo largo de grandes distancias. Cuando una señal está modulada en DSB, que es el tipo de señal resultado de la transmisión a partir del esquema básico, en la fibra óptica se produce el efecto de supresión de portadora. Como señala [45], cada una de las dos bandas sufre un retardo diferente respecto de la portadora óptica. Al realizar el batido en detección, la amplitud resultante es la suma de las dos bandas, que depende del desfase relativo entre ellas. Si este desfase es de π radianes estamos ante una interferencia destructiva que anula la señal recibida.

A partir de la función de transferencia eléctrica del esquema básico de transmisión óptica, definida por la ecuación (2.35), podemos obtener un rango de longitudes y frecuencias en los que se anula la señal recibida para una fibra óptica determinada.

Para el caso de una fibra SSMF convencional como las que vamos a utilizar en la parte experimental, el parámetro de dispersión tiene un valor de $\beta_2 = -20.3 \text{ ps}^2/\text{km}$. La Figura 3.34 representa el módulo de $H_{RF}(\Omega)$ en escala logarítmica para longitudes de fibra hasta 100 km con frecuencias hasta 20 GHz. Para longitudes de 20, 50 y 100 km vimos dicho efecto en la Figura 2.13.

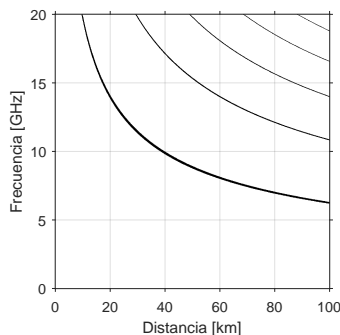


Figura 3.34: Efecto de supresión de portadora. Nulos para diferentes valores de L y f .

Como hemos visto, se trata de un efecto que va a limitar el alcance de nuestras transmisiones. En los siguientes capítulos trabajaremos de formas diferentes para hacer frente a la supresión de la portadora y poder transmitir señales a lo largo de enlaces ópticos. En el Capítulo 4 transmitiremos una señal SSB a partir del filtrado de una de las bandas de la señal DSB, mientras que en el Capítulo 5 utilizaremos un interferómetro para modificar la respuesta en frecuencia de la fibra óptica y, además, obtener un sistema tolerante a la dispersión.

Capítulo 4

Transmisión óptica de señales OFDM-DWDM con alta densidad espectral

"Soy de las que piensan que la ciencia tiene una gran belleza. Un científico en su laboratorio no es sólo un técnico: es también un niño colocado ante fenómenos naturales que le impresionan como un cuento de hadas."

Marie Curie (1867 - 1934)

En el Capítulo 4 vamos a presentar un sistema de transmisión de señales OOFDM que mejora la eficiencia del espectro a partir de una estructura que denominamos canales pareados. Además de demostrar su funcionamiento, validamos su aplicación sobre redes DWDM.

Uno de los principales inconvenientes de la transmisión clásica de señales OFDM a través de medios ópticos es la baja densidad espectral que va asociada a la modulación en doble banda lateral. El hecho de que haya que reservar un espacio del espectro para evitar la banda en la que la detección directa ubica determinados productos limita la capacidad del canal de transmisión. Por otro lado, las transmisiones de señal en doble banda lateral presentan dos inconvenientes principales. El primero de ellos es que cada una de las bandas laterales transporta la misma información, de modo que para transmitir en un ancho de banda BW necesitaremos, sin reservar espacio para la banda de guarda, un ancho espectral de $2BW$. El segundo de los inconvenientes reside en las penalizaciones de potencia inherentes a la modulación en doble banda lateral, que da lugar a caídas importantes de potencia a determinadas frecuencias de RF para una longitud del enlace determinada.

A lo largo de este capítulo presentamos un esquema de transmisión que permite hacer frente a los dos inconvenientes relacionados con la transmisión en doble banda lateral expresados en el párrafo anterior. A partir de dos señales moduladas en doble banda lateral, nuestra propuesta consiste en la multiplexación en longitud de onda de una de las bandas laterales de las señales anteriores a partir de un filtro óptico, dando lugar a una estructura que presentamos como canal apareado. De este modo, tendremos un sistema en el que se transmitan dos bandas laterales, pero con información independiente. Fruto de esta propuesta, aumentaremos la capacidad del canal y, por consiguiente, la densidad espectral del mismo.

Asimismo, de forma indirecta, haremos frente al desvanecimiento de la señal provocado por el efecto de supresión de portadora, ya que habremos evitado la modulación en doble banda lateral de la señal.

En la literatura se pueden encontrar diferentes propuestas para la obtención de la banda lateral única. Por ejemplo, en [50] se presenta una técnica a partir de la modulación con un MZM dual a partir de una señal y su transformada de Hilbert. En este caso, se transmiten 10 Gb/s con una eficiencia espectral de 0.83 b/s/Hz. En [117, 83] se modula la envolvente de la potencia óptica en lugar de la amplitud del campo para obtener la señal en banda lateral única, siendo la primera referencia un caso de simulación y la segunda referencia un caso experimental. Sobre [83] destacar que se transmiten 10 señales OFDM a una tasa individual de 12.75 Gb/s, dando lugar a una eficiencia espectral de 1.12 b/s/Hz. El sistema apareado que proponemos transmite a una velocidad de 47.6 Gb/s sobre 25 GHz, resultando en una eficiencia espectral algo superior a 1.9 b/s/Hz.

En la Sección 4.1 describiremos las características del sistema que hemos propuesto. En la Sección 4.2 presentaremos en detalle el montaje experimental para, finalmente, mostrar las principales conclusiones en la Sección 4.3.

4.1 Descripción del transmisor DWDM-SSB-OOFDM de canales pareados

4.1.1 La señal SSB

En los sistemas de transmisión ópticos de señal OFDM, para evitar el efecto de supresión de portadora a determinadas frecuencias como describimos en la Sección 3.4.4, se recurre a la transmisión de una señal en banda lateral única (*Single Side Band*, SSB). Para conseguir dicha señal, se pueden utilizar diferentes técnicas que difieren en los detalles que se describen a continuación, como se detalla en [61]. La Fig. 4.1 muestra tres técnicas diferentes de obtención de la señal SSB.

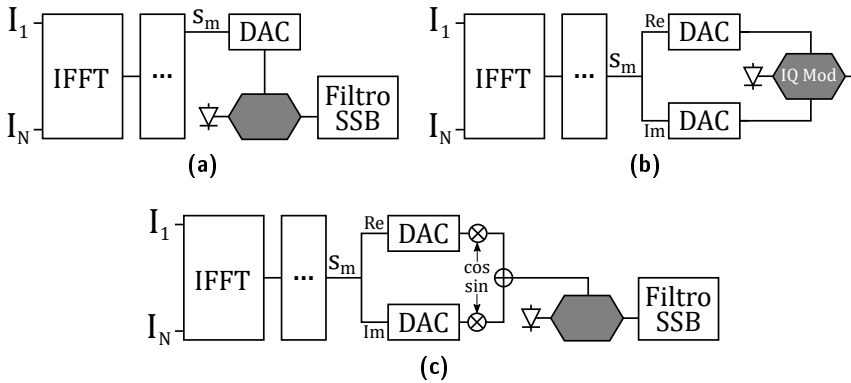


Figura 4.1: Generación de señales SSB-OOFDM. (a) Basada en simetría hermítica y filtrado, (b) basada en la transformada de Hilbert, (c) basada en la subida en frecuencia y filtrado.

A primera vista, hay una gran diferencia entre los sistemas de las Fig. 4.1(a) y las otras dos, y es que en la primera solo se necesita un DAC. Por otro lado, los moduladores de los esquemas de las Fig. 4.1(a) y 4.1(c) son single-drive, mientras que el modulador de la Fig. 4.1(b) es del tipo IQ. Asimismo, en los generadores de las Fig. 4.1(a) y 4.1(c) se utiliza un filtro óptico, no siendo necesario en el esquema de la Fig. 4.1(b).

El esquema de la Fig. 4.1(a) es conocido, puesto que en los capítulos anteriores hemos trabajado sobre él, a excepción de la última parte correspondiente al filtrado óptico. Las entradas $I_1 \dots I_N$ siguen la estructura de la Tabla 3.2. La señal modulada en doble banda lateral (*Double Side Band*, DSB) está compuesta por la portadora óptica y las bandas lateral inferior (*Lower Side Band*, LSB) y superior (*Upper Side Band*, USB). El filtro óptico se encarga de eliminar una de las bandas laterales, dejando pasar la portadora óptica y la otra banda.

La Fig. 4.1(b) muestra un transmisor que genera la señal SSB a partir de una señal y su transformada de Hilbert. Esto se obtiene de una forma sencilla con la señal OFDM poniendo la

primera mitad de las entradas con datos, y la segunda con ceros, es decir,

$$I_i = \begin{cases} X_i, & i = 1, 2, \dots, \frac{N}{2}, \\ 0, & i = \frac{N}{2} + 1, \frac{N}{2} + 2, \dots, N. \end{cases} \quad (4.1)$$

El esquema de la Fig. 4.1(c) es similar al de la Fig. 4.1(a), pero en este caso la señal en banda base se sube en frecuencia a través de un multiplicador analógico. La señal a la entrada de la IFFT no debe cumplir ninguna restricción.

En nuestro sistema hemos utilizado el esquema de la Fig. 4.1(a), debido a su menor cantidad de conversores digital a analógico (*Digital to Analog Converter*, DAC) necesarios y la sencillez a la hora de su implementación. Para la evaluación de la calidad del filtrado recurrimos a los conceptos relación portadora a potencia de señal (*Carrier to Signal Power Ratio*, CSPR) y relación de extinción (*Extinction Ratio*, ER) [118]. El primero relaciona las potencias de la portadora y la banda transmitida, mientras que el segundo relaciona las potencias de las bandas transmitida y suprimida. Su expresión en unidades lineales es

$$CSPR = \frac{P_0}{P_{T-SSB}}, \quad ER = \frac{P_{T-SSB}}{P_{S-SSB}}, \quad (4.2)$$

donde todas las potencias se miden después del filtro con un analizador de espectros ópticos, siendo P_0 la potencia a la longitud de onda del láser λ_0 , P_{T-SSB} la potencia de la banda lateral transmitida y P_{S-SSB} la potencia de la banda lateral suprimida. La Fig. 4.2 ilustra estos conceptos.

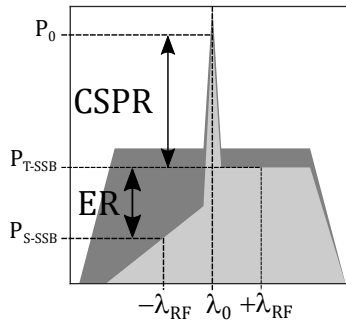


Figura 4.2: Ilustración de las relaciones CSPR y ER: señal DBL (gris oscuro), señal filtrada SSB (gris claro).

Por un lado, el CSPR da una idea de la calidad del filtrado respecto a la banda que queremos transmitir. En función de las características del filtro (pérdidas de atenuación, roll-off para un ancho de banda determinado), habrá que sintonizarlo correctamente, dando lugar a una potencia de la señal transmitida. Por otro lado, el ER evalúa la calidad del filtrado respecto de la banda eliminada. De nuevo, esta calidad dependerá de las características del filtro.

La medida de los valores de las potencias se hace a partir de las longitudes de onda. La potencia P_0 se obtiene como la potencia a la longitud de onda del láser, es decir, $P_0 = P(\lambda_0)$. Del mismo modo ocurre con las otras dos potencias, de forma que $\{P_{T-SSB}, P_{S-SSB}\} = P(\lambda_0 \pm \lambda_{RF})$, tomando el signo en función de cuál es la banda eliminada y cuál la transmitida.

4.1.2 Los canales pareados

La mejora de la eficiencia espectral no solo pasa por el uso de señales SSB, sino también por reducir la banda de guarda. Basándonos en los trabajos [113, 119, 120, 116], reducimos de forma experimental dicha banda de guarda.

En [50] se utiliza la estructura tándem. Se basa en la generación a partir de la transformada de Hilbert de dos señales OFDM que, tras atravesar un híbrido de 90° , modulan un MZM dual-drive con una portadora. Nuestra propuesta, denominada canales pareados, consiste en la composición de dos señales SSB para ocupar aproximadamente el mismo ancho espectral que una señal DSB, transportando las dos portadoras. La Fig. 4.3 ilustra esta idea.

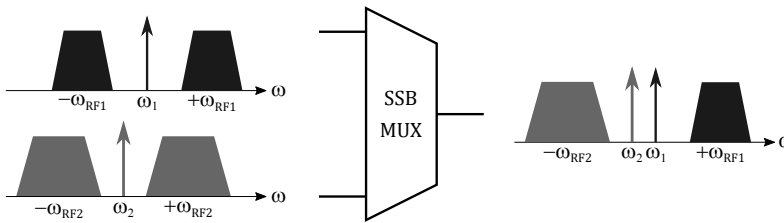


Figura 4.3: Esquema del canal pareado.

A partir de dos señales DSB, cada una con su portadora óptica y sus señales OFDM con diferentes características de ubicación de portadoras, ancho de banda o modulación, entre otras, se obtiene un canal pareado compuesto por las portadoras ópticas y bandas laterales opuestas. El multiplexor SSB obtiene la señal modulada con una sola banda de cada una de las señales DSB y las multiplexa.

4.1.3 El transmisor DWDM-SSB-OOFDM

A partir de los esquemas de generación de señales SSB y de canales pareados, presentamos a continuación el transmisor DWDM-SSB-OOFDM, que se ilustra en la Fig. 4.4.

En nuestro esquema, hemos transmitido dos señales OFDM independientes, con las mismas características en términos de ancho de banda, frecuencia portadora y modulación de datos, de forma que $\omega_{RF1} = \omega_{RF2} = \omega_{RF}$. Cada uno de los N canales pareados se ubica sobre una portadora óptica diferente, estando cada uno compuesto por la estructura descrita previamente. Tras atravesar el enlace óptico, el filtro SSB demultiplexor filtra cada una de las componen-

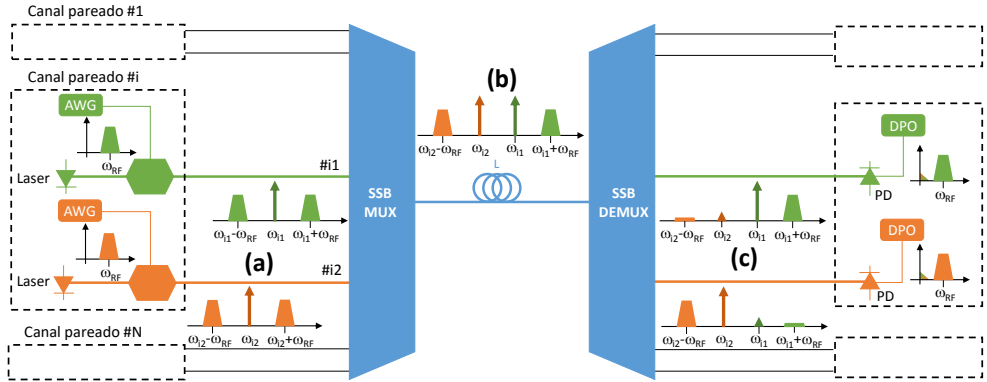


Figura 4.4: Esquema del transmisor DWDM-SSB-OOFDM. (a) Señales DSB $\#i1$ e $\#i2$ a la salida de cada modulador y a la entrada del multiplexor SSB, (b) señal del canal pareado $\#i$ previa a la transmisión por el enlace óptico, (c) señales SSB demultiplexadas.

tes del canal pareado, para su posterior detección y procesamiento de la señal. Las características experimentales las describiremos en la siguiente sección.

4.2 Montaje experimental

Para transmitir N canales pareados DWDM, requeriremos de $2N$ láseres DFB que generan portadoras ópticas diferentes, moduladas en DSB por las señales OFDM a partir de los moduladores externos MZM.

Las señales OFDM generadas para cada una de las señales DSB que componen los canales pareados se recogen en la Tabla 4.1.

Señal OFDM III					
f_C [GHz]	2.9	BW [GHz]	5.95	MOD	16QAM
N_{FFT}	2048	$NSym$	114	Δ_P	17
CP [%]	3.125	clip	0.975	f_S [GS/s]	24

Tabla 4.1: Parámetros de la señal OFDM III.

La señal OFDM está compuesta por 480 portadoras de datos, siendo el resto nulas. Una vez se ha generado la señal, se transmite a partir del generador AWG7122C (Tektronix). La duración de cada señal es de $10.733 \mu s$. Se utiliza ancho de banda de guarda reducido [119] para aumentar la eficiencia espectral, perjudicando la relación portadora a banda transmitida de la señal óptica.

Cada canal pareado DWDM requiere de un multiplexor SSB con dos entradas para eliminar una de las bandas laterales de cada señal DSB de entrada y multiplexarlas sobre la misma fibra para transmitirla por la red, como vimos en la Fig. 4.3. Extrapolando este multiplexor sobre el transmisor completo, requeriremos un multiplexor de $2N$ entradas para generar N canales pareados DWDM. Recíprocamente, en recepción se necesita un demultiplexor SSB que separe cada canal pareado y pueda extraer la señal OFDM transmitida.

El multiplexor SSB utilizado es el filtro óptico sintonizable multipuerto bidireccional WaveShaper 4000S (Finisar). Permite sintonizar frecuencias centrales de paso desde 1527.4 a 1567.5 nm en pasos de 77 pm. El ancho de banda a 3 dB se ajusta al mínimo de 0.1 nm y el factor de roll-off es de 0.06 dB/pm.

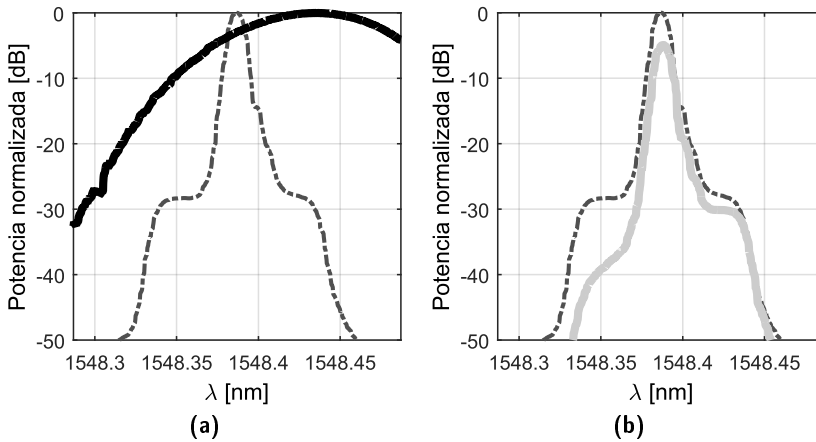


Figura 4.5: Filtrado SSB de la señal DSB. Señal transmitida (línea discontinua). (a) Respuesta del filtro (línea continua), (b) señal filtrada (línea continua).

La Figura 4.5 muestra un ejemplo de filtrado SSB. En la Figura 4.5(a) vemos la señal DSB del canal óptico #i2, cuya longitud de onda central es $\lambda_{i2} = 1548.38$ nm, y la función de transferencia del filtro óptico, ambos medidos con una resolución de 0.01 nm. La Figura 4.5(b) ilustra el resultado del filtrado, en el que se incluyen las señales DSB original y SSB resultante, en la que permanecen la portadora óptica y la banda lateral superior. Se pueden observar unas pérdidas de inserción alrededor de 5 dB.

Así como para el canal #i2 hemos dejado pasar la banda superior, en el canal #i1 se transmite la banda inferior, para formar el canal pareado DWDM. En ese caso, la longitud de onda central es $\lambda_{i1} = 1548.29$ nm.

La señal pareada se transmite a lo largo de $L = 50$ km de fibra óptica monomodo estándar y tras la demultiplexación SSB se fotodetecta y se recibe en el osciloscopio DPO72004C (Tektronix) para su procesamiento.

4.3 Resultados experimentales

4.3.1 Transmisión de la señal SSB

La calidad de la señal SSB depende tanto de la función de transferencia del filtro óptico, como de la posición espectral central del filtro óptico λ_F respecto de la portadora óptica λ_0 . Para una potencia recibida de 0 dBm, se han obtenido la calidad del filtrado y de la señal para factores de ajuste $(\lambda_F - \lambda_0)$, tanto para el canal #i1 como para el #i2. En la Fig. 4.6 se pueden observar los resultados.

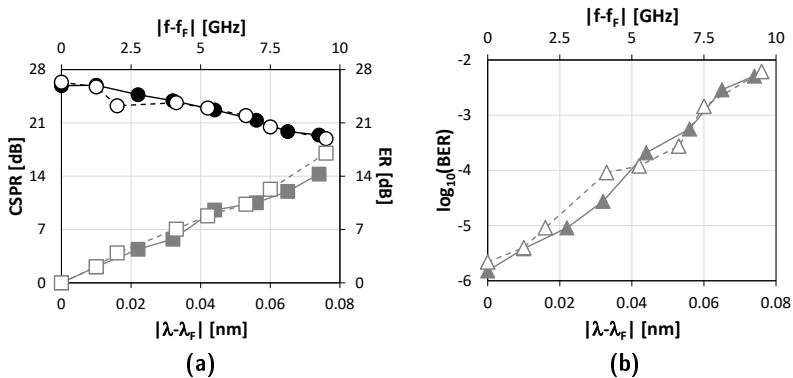


Figura 4.6: Calidad de la señal SSB. CSPR, ER y BER en función de la posición relativa del filtro óptico de los canales #i1 (relleno) e #i2 (vacío). (a) CSPR (círculos) y ER (cuadrados), (b) BER.

La Fig. 4.6(a) muestra el comportamiento de los parámetros CSPR y ER conforme modificamos la posición del filtro. Cuando el filtro óptico está centrado en la portadora, no se produce ningún tipo de filtrado. La relación entre la portadora y la banda transmitida es similar a la de la señal DSB, mientras que la relación de extinción es mínima, puesto que la banda que se debería haber eliminado permanece intacta. Conforme vamos desalineando el filtro óptico y la portadora, los valores de CSPR van a disminuir, puesto que se va filtrando parte de la portadora. Asimismo, los valores de ER van aumentando, ya que la banda no transmitida va eliminándose a medida que desintonizamos el filtro respecto de la portadora óptica.

El efecto de la calidad del filtrado respecto de la calidad de la señal recibida se observa en la Fig. 4.6(b). Cuando las posiciones centrales del filtro y la portadora coinciden, la calidad de la señal es máxima, ya que estamos demodulando una señal DSB. A medida que desalineamos el filtro, la calidad se va reduciendo, puesto que tenemos menor potencia en recepción. La Fig. 4.7 muestra dos densidades espectrales de potencia recibida para dos posiciones diferentes del filtro: en (a) hay un desalineamiento de 0.01 nm mientras que en (b) es de 0.06 nm.

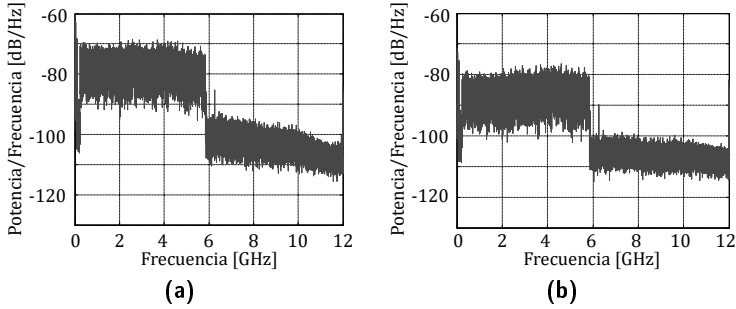


Figura 4.7: Densidad espectral de potencia para: (a) $|\lambda_F - \lambda_0| = 0.01$ nm, (b) $|\lambda_F - \lambda_0| = 0.06$ nm.

La solución de compromiso la hemos establecido en una desintonización del filtro de $\lambda_F - \lambda_0 = 0.045$ nm, obteniendo un CSRP=23 dB y un ER=10 dB, para los cuales la calidad de la señal recibida tiene un BER inferior a 10^{-4} .

4.3.2 Transmisión del canal pareado

Una vez que cada una de las señales DSB ha sido filtrada y multiplexada, se procede al estudio del canal pareado. Para analizar la viabilidad de esta señal compuesta y su eficiencia espectral, transmitimos un canal pareado compuesto por dos señales independientes con las características de la señal OFDM III de la Tabla 4.1. El ancho del canal pareado i , $\Delta\lambda_i$ ó BW_i , es

$$\Delta\lambda_i \approx 96 + \Delta\lambda_i^P \text{ pm}, \quad BW_i \approx 12 + BW_i^P \text{ GHz}, \quad (4.3)$$

donde $\Delta\lambda_i^P$ y BW_i^P representan la separación entre las portadoras ópticas del canal i .

La Figura 4.8 muestra los espectros ópticos del canal pareado. Por un lado, en la Fig. 4.8(a) se puede observar el espectro óptico de la señal pareada a la salida del multiplexor SSB. En este caso, las portadoras ópticas están separadas tan solo 105 pm, por lo que el ancho de banda del canal pareado i es $\Delta\lambda_i = 201$ pm o, de forma equivalente, $BW_i = 25.125$ GHz. La señal pareada atraviesa el enlace de 50 km y, tras separar cada uno de los canales pareados en el demultiplexor SSB, se reciben las señales cuyos espectros aparecen en la Fig. 4.8(b).

En el demultiplexor SSB se filtra la componente no deseada, aunque es cierto que se transmite parte de la portadora óptica del subcanal adyacente. De hecho, en el caso de la Fig. 4.8(b), hay una interferencia de 15 y 18 dB sobre los subcanales #i1 e #i2, respectivamente. Una vez las señales han sido fotodetectadas y procesadas, la calidad de las mismas es de $\text{BER}=1.55 \cdot 10^{-4}$ para el canal #i1 y de $\text{BER}=1.20 \cdot 10^{-4}$ para el canal #i2. Las Fig. 4.8(c)-4.8(d) muestran las constelaciones de los canales #i1 e #i2 con una potencia de -11.5 dBm, con unos valores de EVM de 13.49 % y 13.19 %, respectivamente.

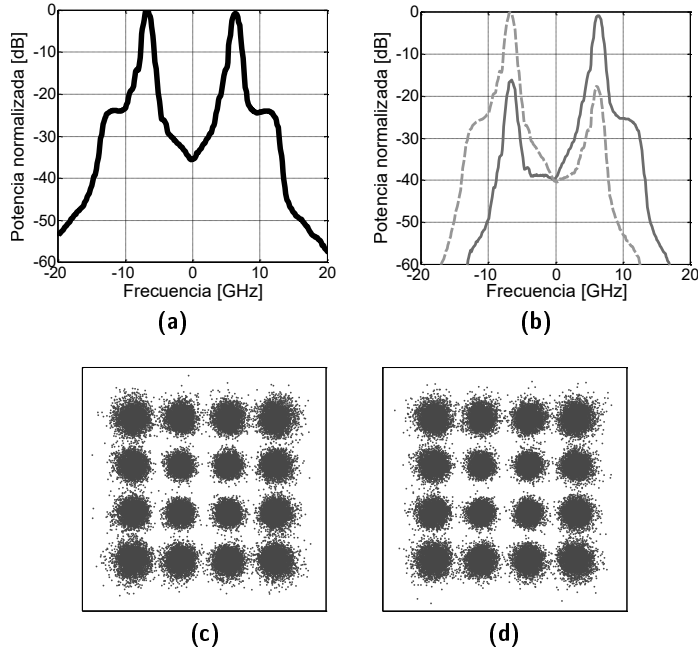


Figura 4.8: Espectro óptico del canal pareado i (a) transmitido, (b) recibido (canal #1 con línea continua, canal #2 con línea discontinua). Constelaciones de las señales recibidas del canal pareado (c) #i1, (d) #i2.

Bajo la perspectiva de aumentar todavía más la eficiencia espectral, se analiza la calidad de la señal para diferentes valores de $\Delta\lambda_i^P = |\lambda_1 - \lambda_2|$, equivalentes a $BW_i^P = |f_1 - f_2|$. La Fig. 4.9 muestra los resultados de BER e interferencia introducida para valores de $\Delta\lambda^P$ en el rango [70, 115] pm, una vez transmitido el canal pareado a lo largo de los 50 km de fibra óptica.

A pesar de que conforme se aproximan las portadoras ópticas se produce una degradación de la señal debido a la interferencia del canal adyacente, los valores de BER están siempre por debajo de 10^{-3} . Esta interferencia la medimos como la diferencia entre las potencias de los canales deseado y no deseado, y toma un valor mínimo de 6.8 dB cuando se recibe una potencia óptica de -11.8 dBm.

De este modo, hemos demostrado la transmisión de un canal pareado compuesto por dos portadoras ópticas separadas $BW_i^P = 8.75$ GHz a una velocidad neta de 40.8 Gb/s. A partir de (4.3), vemos que el ancho de banda del canal pareado i es de $BW_i = 20.75$ GHz, por debajo de los 25 GHz.

La mejora de la calidad de la transmisión del canal pareado pasa por la mejora de las interferencias y la degradación de la señal, de forma que se obtengan tasas de transmisión más altas y mejores

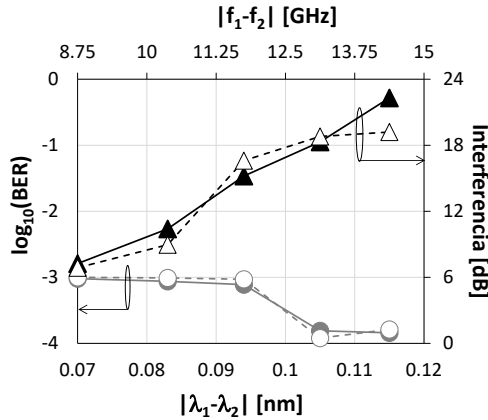


Figura 4.9: BER (círculos) e interferencia (triángulos) para diferentes separaciones entre las portadoras ópticas de los canales multiplexados #i1 (relleno) e #i2 (vacío).

calidades de la señal recibida, siempre y cuando el generador de la señal OFDM y la multiplexación SSB lo permitan.

4.3.3 Transmisión sobre la red DWDM

Por último, se prueba la transmisión de canales pareados sobre una red DWDM de cara a evaluar la degradación de los canales pareados adyacentes. Retomando el esquema de la Fig. 4.4, generamos tres canales pareados, cada uno de los cuales transmite a una velocidad neta de 40.8 Gb/s dentro de un ancho de banda de 25 GHz.

Para analizar la interferencia, realizamos el estudio sobre el canal pareado central II, compuesto por los canales individuales II-1 y II-2. La Fig. 4.10 ilustra el espectro óptico de los tres canales transmitidos, el espectro de los canales pareados centrales recibidos II-1 y II-2, y las constelaciones de cada uno de los canales pareados recibidos. Las señales OFDM recibidas tienen una calidad de $BER=5.6 \cdot 10^{-4}$ y $BER=8.51 \cdot 10^{-4}$, respectivamente, estando por debajo del límite 10^{-3} . Nótese que, según [103], el límite de BER para modulaciones 16-QAM es de $2.4 \cdot 10^{-3}$.

Los resultados experimentales de canales SSB pareados sobre una red DWDM demuestran la viabilidad de esta propuesta para el incremento de la capacidad de dichas redes. Se ha conseguido transmitir tres canales WDM compuestos por canales pareados que transmiten a 40.8 Gb/s, dando lugar a una tasa agregada de 122.4 Gb/s. La configuración de los filtros ópticos ha permitido que las portadoras puedan estar espaciadas 25 GHz, de modo que se logre una eficiencia espectral superior a 1.6 b/s/Hz.

Para obtener todavía más mejoras basadas en el sistema propuesto, resulta necesario el diseño adecuado de los multiplexores y demultiplexores SSB de cara a mejorar la relación de extinción

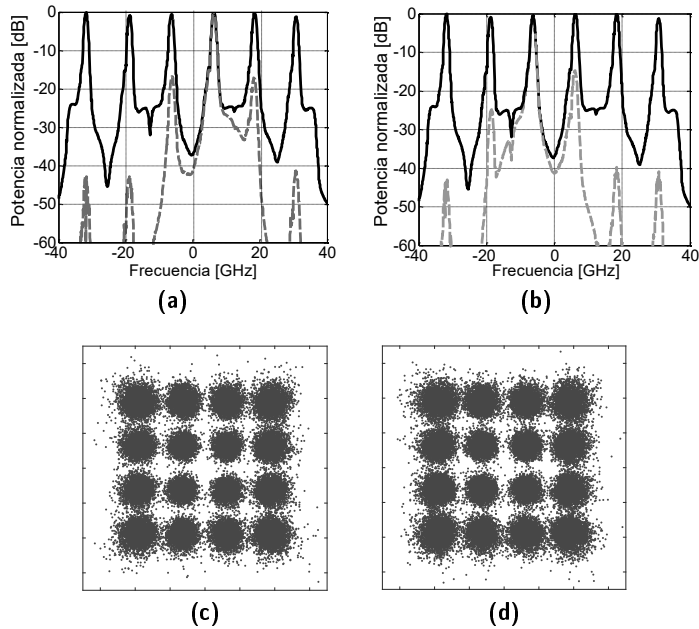


Figura 4.10: (a)-(b) Red DWDM transmitida (línea continua). (a) Recepción del canal II-1 (discontinuo), (b) recepción del canal II-2 (discontinuo). Constelaciones de las señales recibidas del canal pareado (c) II-1, (d) II-2.

entre las bandas SSB así como reducir la interferencia que se introduce en los canales adyacentes en la fase previa a la fotodetección. El uso de filtros optimizados permitiría mejorar la calidad y las prestaciones de la señal sobre un escenario de transmisión real.

Este esquema podría servir para la implementación de la red de acceso DWDM-OFDMA. Para realizar dicha adaptación, el OLT debería incluir la generación de los canales pareados, tal y como está propuesto, y el proceso de detección de la señal de upstream. Las diferentes ONUs podrían reutilizar las portadoras ópticas, de cara a reducir el coste de las mismas, y modular en la polarización ortogonal, para reutilizar el enlace de fibra bidireccional.

Capítulo 5

Transmisión óptica de señales OFDM utilizando fuentes anchas

"El científico no tiene por objeto un resultado inmediato. Él no espera que sus ideas avanzadas sean fácilmente aceptadas. Su deber es sentar las bases para aquellos que están por venir, y señalar el camino."

Nikola Tesla (1856 - 1943)

Una primera clasificación de fuentes ópticas podría darse en función del proceso utilizado para la generación de luz [5]. Por un lado están los láseres, cuyo funcionamiento se basa en un oscilador, en el que la amplificación es debida a la emisión estimulada y la realimentación está determinada por la estructura del dispositivo. Por otro lado están las fuentes en las que la generación se realiza por emisión espontánea, al recombinarse los electrones y los huecos inyectados en la zona de deplexión.

En este capítulo nos centraremos en el segundo tipo de fuentes ópticas, que debido a sus características espectrales denominaremos fuentes anchas. Podemos encontrar diferentes tipos de fuentes ópticas anchas. Los diodos electroluminiscentes (*Light-Emitting Diode*, LED), adquiribles a un coste razonable con anchos de entre 50 y 100 nm. Tienen el inconveniente del bajo nivel de potencia de salida, limitando la escalabilidad de los sistemas. Otras fuentes anchas son los LEDs superluminiscentes (*superluminescent LED*, sLED), con menores anchos de línea y mayores potencias ópticas de salida, y las fuentes de ruido de emisión amplificada espontánea (*Amplified Spontaneous Emission*, ASE), con mayores anchos de línea.

La Tabla 5.1 recoge las anchuras de línea de diferentes fuentes, obtenidas de [6, 45, 5, 121].

Clasificación	Fuente	Anchura de línea
Estrecha	DFB	1-10 MHz
	DBR	1-10 MHz
	FP	2-5 nm
	ECL	10-100 kHz
	VCSEL	40-150 MHz
	MWQ	100-300 kHz
Ancha	sLED	35-40 nm
	LED	50-100 nm
	ASE	80 nm

Tabla 5.1: Ancho de línea típico de diferentes fuentes ópticas. DFB: *Distributed FeedBack*, DBR: *Distributed Bragg Reflector*, FP: *Fabry-Perot*, ECL: *External Cavity Laser*, VCSEL: *Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser*, MWQ: *Multiple Quantum Well*, sLED: *superluminescent Light-Emitting Diode*, LED: *Light-Emitting Diode*, ASE: *Amplified Spontaneous Emission*.

5.1 Fuentes anchas en redes de acceso ópticas

Desde la perspectiva del coste, las fuentes anchas tienen una gran ventaja respecto de las fuentes estrechas. El ranurado de una fuente ancha permite tener diferentes fuentes de un ancho espectral menor para transmitir en cada uno de los canales WDM en lugar de disponer de tantas fuentes como canales WDM. Utilizadas en la literatura fundamentalmente para este propósito en escenarios WDM-PON [122, 123, 124, 125], suponen soluciones de bajo coste que permiten la implementación de estos sistemas.

Sin embargo, la propagación de la señal sobre enlaces SSMF está afectada por la presencia del parámetro de dispersión cromática de la fibra. La dispersión que se introduce no solo depende de las características de la fibra, sino que también guarda relación con el proceso de modulación óptica y con las características espectrales de la fuente óptica. Es por ello que el uso de fuentes ópticas anchas no va a estar exento de limitaciones.

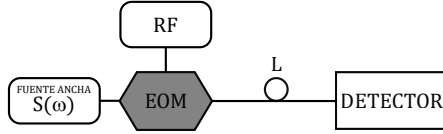


Figura 5.1: Esquema de transmisión con fuentes ópticas anchas.

Sea $S(\omega)$ la densidad espectral de potencia de la señal óptica emitida por una fuente ancha caracterizada por su ancho espectral $\delta\omega_{3dB}$. Al ser modulada en amplitud por una señal de RF utilizando doble banda lateral y transmitida a lo largo de un enlace óptico de longitud L y parámetro de dispersión β_2 , como indica la Figura 5.1, la función de transferencia eléctrica $H^{RF}(\Omega)$ viene determinada por [126]

$$H^{RF}(\Omega) \propto CSE(\Omega) \cdot H_0^{RF}(\Omega), \quad (5.1)$$

donde $\Omega = 2\pi f$, $CSE(\Omega)$ representa el efecto de supresión de portadora eléctrica que representamos en capítulos anteriores en las Figuras 2.13 y 3.34, y

$$H_0^{RF}(\Omega) = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} S(\omega) \exp\{-j\beta_2 L(\omega - \omega_0)\Omega\} d\omega}{\int_{-\infty}^{+\infty} S(\omega) d\omega} \quad (5.2)$$

recoge el efecto combinado de la dispersión cromática y la distribución espectral de la fuente óptica.

Centrándonos en el término (5.2), resulta clave el conocimiento de la densidad espectral de potencia emitida por la fuente ancha sobre la que vamos a transmitir. Asimismo, cabe notar la relación en términos de transformadas de Fourier existentes entre la función de transferencia $H_0^{RF}(\Omega)$ y la densidad espectral de potencia $S(\omega)$ [126].

Veamos dos perfiles de fuentes. Ante una fuente óptica con perfil Gaussiano, típico de los LEDs, cuya densidad espectral de potencia se describe a partir de

$$S(\omega) = \frac{P_0}{\sqrt{2\pi}} \frac{1}{\delta\omega} \exp\left\{-\left(\frac{\omega - \omega_0}{\delta\omega}\right)^2\right\}, \quad (5.3)$$

siendo $\delta\omega = \frac{\delta\omega_{3dB}}{2\sqrt{\ln 2}}$, la expresión de la función de transferencia resulta

$$H_0^{RF}(\Omega) = \exp\left\{-\left(\frac{\beta_2 L \Omega \delta\omega}{2}\right)^2\right\}. \quad (5.4)$$

Si dicha fuente, en lugar de tener un perfil Gaussiano tiene un perfil rectangular, la expresión de la densidad espectral de potencia es

$$S(\omega) = \begin{cases} \frac{P_0}{\delta\omega_{3dB}}, & |\omega - \omega_0| < \frac{\delta\omega_{3dB}}{2}, \\ 0, & |\omega - \omega_0| > \frac{\delta\omega_{3dB}}{2}, \end{cases} \quad (5.5)$$

siendo su correspondiente función de transferencia

$$H_0^{RF}(\Omega) = \text{sinc}\left(\frac{\beta_2 L \Omega \delta\omega_{3dB}}{2}\right). \quad (5.6)$$

La Figura 5.2 representa las funciones de transferencia teóricas $H_0^{RF}(f)$ para un enlace con $\beta_2 = -20 \text{ ps}^2/\text{km}$, $L = 10 \text{ km}$ y diferentes anchuras de fuente $\delta\omega_{3dB}$, para una fuente con perfiles rectangular y Gaussiano.

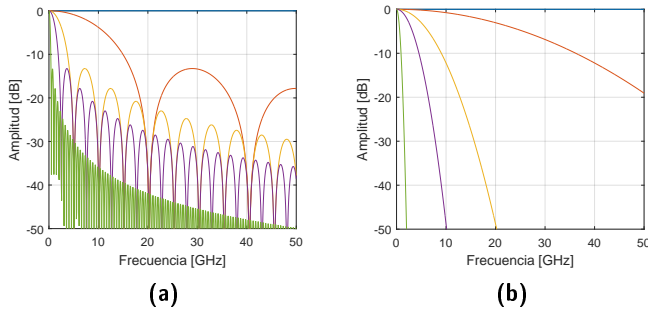


Figura 5.2: Funciones de transferencia de perfiles de fuentes anchas teóricos. (a) Perfil rectangular, (b) perfil gaussiano. Anchos de fuente óptica $\delta\omega_{3dB}/2\pi$ [GHz]: 0.125 (azul), 12.5 (naranja), 50 (amarillo), 100 (violeta), 500 (verde).

Podemos observar en la Figura 5.2 que, para ambos casos, la penalización de potencia está relacionada con la anchura $\delta\omega_{3dB}$ de la fuente óptica, dando lugar a una respuesta de filtrado paso bajo. Los valores de la anchura de la respuesta en frecuencia a $-3dB$ (*Full Width at Half Maximum*, FWHM) se recogen en la Tabla 5.2.

Anchura de fuente $\delta\omega_{3dB}/2\pi$ [GHz]		$\rightarrow 0$	12.5	50	100	500
FWHM [GHz]	Perfil rectangular	$\rightarrow \infty$	9	2.24	1.12	0.22
	Perfil Gaussiano	$\rightarrow \infty$	19.85	4.96	2.48	0.50

Tabla 5.2: FWHM para las fuentes rectangular y gaussiana con diferentes anchos de fuente.

La combinación de los términos recogidos en la expresión (5.1), es decir, el ancho de la fuente (ilustrado en la Figura 5.2) y el efecto de supresión de portadora (mostrado en la Figura 2.13), dará lugar a regiones del espectro de RF en las cuales será inviable la transmisión, debido a las pérdidas de potencia originadas por un efecto u otro.

5.2 Transmisores de señales OOFDM tolerantes a la dispersión basados en interferómetros Mach-Zehnder

Dadas las limitaciones que presentan las fuentes ópticas anchas descritas previamente, no se han utilizado en muchas más aplicaciones aparte del ranurado espectral para sistemas WDM-PON.

La literatura relacionada con la transmisión óptica de señales OFDM está orientada al uso de fuentes estrechas, tanto para detección directa como para detección coherente. Sin embargo, el uso de fuentes anchas para dicho propósito supone una solución de bajo coste. Es posible sortear las limitaciones que presentan las fuentes anchas en la transmisión de señales de RF a partir de una estructura de transmisión basada en un interferómetro Mach-Zehnder (*Mach-Zehnder Interferometer*, MZI) con línea de retardo variable (*Variable Delay Line*, VDL) [126]. La Figura 5.3 ilustra el nuevo esquema de transmisión.

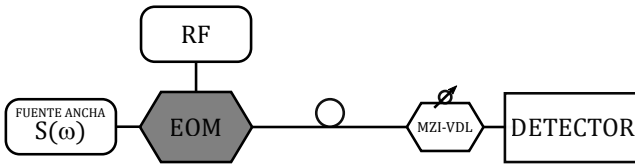


Figura 5.3: Esquema de transmisión con fuentes ópticas anchas basado en interferómetro Mach-Zehnder.

El MZI-VDL podría haber sido introducido tras la fuente ancha. Sin embargo, como se indica en [127], la inserción del MZI-VDL tras el modulador permite paliar determinados efectos de supresión de portadora, de forma que hay mayor margen para la transmisión de señales RF.

El interferómetro Mach-Zehnder, cuyo esquema se muestra en la Figura 5.4, es un dispositivo óptico formado por dos acopladores de potencia, uno a la entrada y uno a la salida, y una línea de retardo variable en uno de los brazos que hace que la señal a la salida haya recorrido dos caminos de longitudes diferentes.

La función de transferencia del MZI-VDL es [65]

$$H_{MZI-VDL}(\Omega) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[e^{-j(\Omega-\Omega_0)\tau_1} + e^{-j(\Omega-\Omega_0)\tau_2} \right], \quad (5.7)$$

donde τ_1 y τ_2 son los retardos introducidos en cada uno de los brazos, y la frecuencia Ω_0 queda definida por

$$\Omega_0 = \frac{\Delta\tau}{\beta_2 L}, \quad (5.8)$$

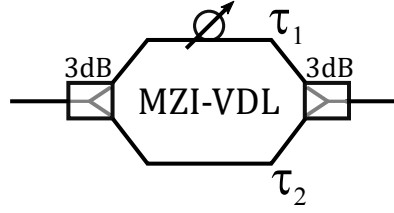


Figura 5.4: Esquema de interferómetro Mach-Zehnder.

siendo $\Delta\tau = |\tau_1 - \tau_2|$.

En este caso, la expresión de la función de transferencia (5.1) sufre una pequeña variación, resultando

$$H^{RF}(\Omega) \propto \cos\left(\frac{\Omega \Delta\tau}{2}\right) \cdot CSE(\Omega) \cdot H_0^{RF}(\Omega) + \frac{CSE^-}{2} \cdot H_0^{RF}(\Omega - \Omega_0) + \frac{CSE^+}{2} \cdot H_0^{RF}(\Omega + \Omega_0), \quad (5.9)$$

donde los términos CSE^\mp son una versión desplazada de (2.35), de expresión

$$CSE^\mp = \cos\left(\frac{\beta_2 L \Omega (\Omega \mp \Omega_0)}{2}\right). \quad (5.10)$$

Cabe destacar que el término descrito por (5.10) es despreciable para $\Omega = \Omega_0$. Por otro lado, se puede deducir de los términos $H(\Omega \mp \Omega_0)$ la aparición de una nueva ventana de transmisión en RF centrada en la frecuencia Ω_0 . Asimismo, debido a la ventana de Ω_0 y la expresión (5.8), vamos a poder configurar la frecuencia central de esta ventana a partir de 3 parámetros: el retardo entre los brazos del interferómetro $\Delta\tau$, la característica dispersiva de la fibra β_2 y la longitud del enlace L . De este modo, el efecto de supresión de portadora se ha paliado para un esquema de transmisión DSB basado en fuentes anchas.

La Figura 5.5 muestra la respuesta de la nueva función de transferencia para diferentes valores de $\Delta\tau$, en la que se ha utilizado una fuente rectangular de $\delta\omega_{3dB}/2\pi = 500$ GHz, es decir, de $\delta\lambda = 4$ nm. Para las simulaciones se han utilizado los valores $\beta_2 = -20.3$ ps²/km, $L = 10$ km.

Se puede observar en la Figura 5.5 cómo, para diferentes valores de $\Delta\tau$ se abren determinadas ventanas paso banda sobre las frecuencias Ω_0 , relacionadas a partir de la expresión (5.8).

Bajo una perspectiva experimental, utilizamos la fuente ancha C&L Band ASE Source (NP Photonics), que emite 19.5 dBm con una estabilidad de 0.01 dB/hora en el rango 1525-1610 nm. Para reducir el ancho de banda y conformarlo con un perfil rectangular, introducimos la señal de la fuente ancha en un filtro óptico. En este caso, a modo de ejemplo, utilizamos el filtro óptico sintonizable WaveShaper 4000S (Finisar).

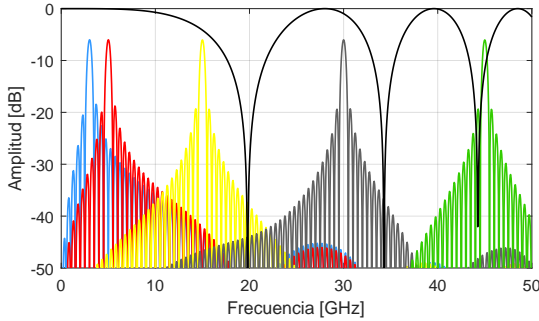


Figura 5.5: Respuesta de la función de transferencia (5.9) para $\Delta\tau = \{3.83, 6.38, 19.13, 38.26, 57.40\}$ ps en rojo, azul, amarillo, gris y verde, respectivamente. En negro, la respuesta en frecuencia de la transmisión con un láser a lo largo de 10 km de fibra.

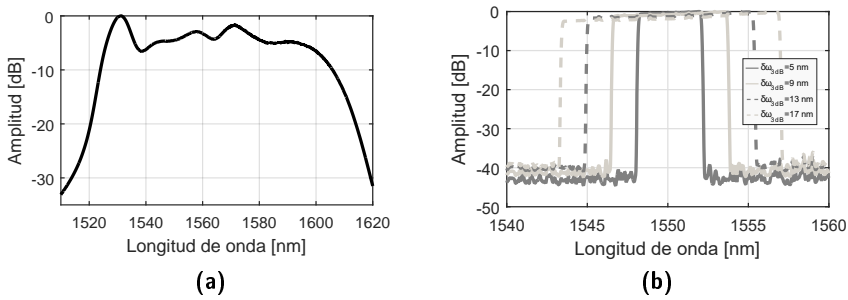


Figura 5.6: Obtención del perfil rectangular de la fuente ancha. Espectros ópticos (a) de la fuente ancha, (b) rectangulares para diferentes valores de $\delta\omega_{3dB}$

Debido a su capacidad para la implementación de filtros con anchos de banda regulables, conseguimos obtener a la salida fuentes anchas con diferentes anchos de banda, ajustados a las necesidades del sistema sobre el que trabajemos. La Figura 5.6 ilustra el resultado de la obtención del perfil rectangular. Dada la fuente ancha con el espectro óptico de la Fig. 5.6(a), se obtienen perfiles rectangulares de diferentes anchos a 3dB, como se observa en la Fig. 5.6(b), para $\delta\lambda_{3dB} \in \{5, 9, 13, 17\}$ nm.

Una vez disponemos de la fuente ancha $S(\omega)$ cuyo ancho espectral determinamos de forma experimental, vamos a verificar el efecto que tiene la introducción del MZI-VDL en nuestro sistema, ilustrado previamente en la Fig. 5.3. En este caso, utilizaremos una fuente ancha de 6 nm de ancho espectral. Esta fuente es modulada en amplitud por una señal RF. La señal modulada se transmite a través de un enlace óptico de $L = 10$ km, cuya característica de dispersión viene determinada por $\beta_2 = -22.71 \text{ ps}^2/\text{km}$. El MZI-VDL se configura para permitir

el paso de la banda centrada en 5 GHz de forma que, resolviendo (5.8), obtenemos un retardo entre los brazos del interferómetro de $\Delta\tau = 7.13$ ps.

La Figura 5.7 muestra el espectro óptico a la salida del MZI-VDL y la función de transferencia eléctrica.

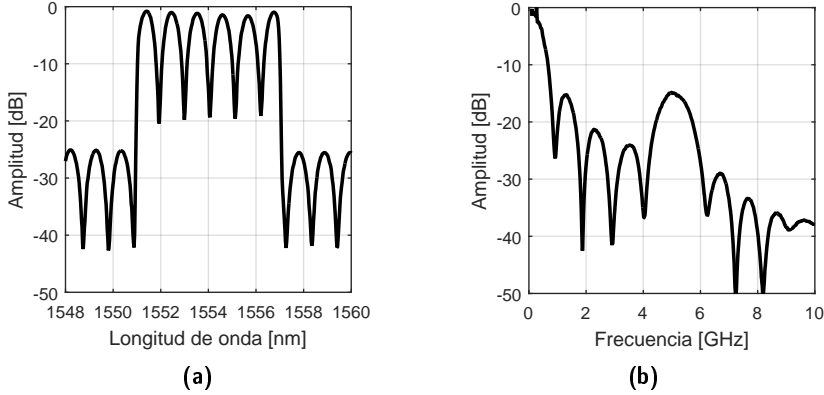


Figura 5.7: Efectos de la introducción del MZI-VDL sobre el esquema de transmisión con fuentes anchas: (a) Espectro óptico a la salida del MZI-VDL, (b) Función de transferencia.

Observando la Fig. 5.7(a), la distancia entre los máximos representa el período temporal $\Delta\lambda$ que, si lo representáramos en frecuencia, sería el parámetro $FSR = \Delta f = \frac{1}{\Delta\tau}$. De este modo

$$\Delta\tau = -\frac{\lambda^2}{c\Delta\lambda}. \quad (5.11)$$

Por tanto, de la información del espectro óptico se puede obtener directamente el valor del retardo entre los brazos. Por otro lado, la Fig. 5.7(b) muestra la ventana de RF que se abre debido a la introducción del MZI-VDL. La mayor o menor anchura de la ventana de transmisión vendrá dada, como vimos previamente, por la anchura de la fuente óptica, guardando una relación de proporcionalidad inversa.

Para evaluar las características de la ventana de RF resultante de la aplicación del sistema, utilizamos diferentes retardos para evaluar, por un lado, la frecuencia central de la ventana y, por otro, el ancho de banda eléctrico. Esta relación se representa en la Figura 5.8(a). Asimismo, como sabemos que existe una relación entre el ancho de la fuente $\delta\omega_{3dB}$ descrita por (5.5) y el ancho de la banda eléctrica, representamos en la Figura 5.8(b) dicha relación para diferentes valores del retardo introducido por el MZI-VDL, expresados en términos de Ω_0 .

Podemos observar en la Figura 5.8(a) cómo los valores experimentales de la frecuencia central se ajustan bastante bien a los valores teóricos. En cuanto al ancho de banda eléctrico resultante,

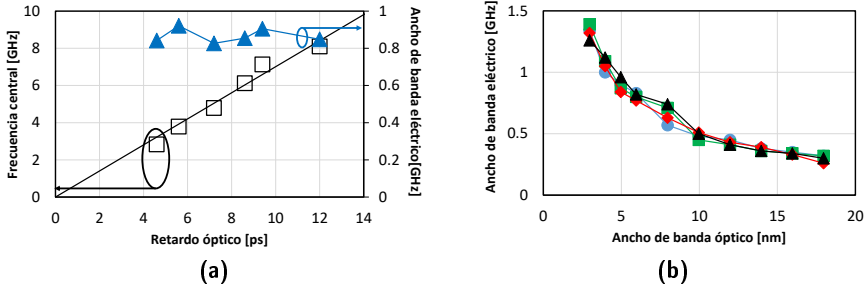


Figura 5.8: (a) Caracterización paso banda respecto del retardo óptico con una fuente ancha de $\delta\omega_{3dB} = 6$ nm: frecuencia central teórica (línea negra), frecuencia central experimental (cuadrados) y ancho de banda eléctrico a 3 dB (triángulos). (b) Ancho de banda eléctrico a 3 dB en función del ancho de banda óptico de la fuente $\delta\omega_{3dB}$, con la banda de paso de RF centrada en 3 GHz (azul), 4 GHz (verde), 5 GHz (rojo) y 6 GHz (negro).

permanece prácticamente constante en torno a los 900 MHz. Por otro lado, en la Figura 5.8(b) podemos observar una tendencia de proporcionalidad inversa entre los anchos de banda óptico y eléctrico.

Asimismo, la Figura 5.9 representa las funciones de transferencia del caso $\Omega_0 = 2\pi \cdot 5$ GHz al transmitir con fuentes rectangulares de distintos anchos de fuente $\delta\lambda_{3dB}$. Los anchos de banda eléctricos resultantes se reflejan en la Tabla 5.3.

$\delta\lambda_{3dB}$ [nm]	3.9	5	7.1	10.3	13.4
δf_{3dB} [GHz]	1.05	0.84	0.72	0.50	0.41

Tabla 5.3: Ancho de banda eléctrico δf_{3dB} resultante al transmitir con una fuente rectangular de ancho $\delta\lambda_{3dB}$ con un valor de $f_0 = 5$ GHz.

Basándonos en estos principios, vamos a desarrollar a lo largo de las siguientes secciones diferentes aplicaciones para la transmisión de señales OFDM en entornos WDM-PONs utilizando fuentes anchas e interferómetros Mach-Zehnder basados en líneas de retardo variable.

5.3 Transmisión de señales OOFDM empleando fuentes ópticas anchas

Tal y como se ha comentado previamente, hasta la fecha no se han utilizado fuentes anchas para la transmisión de señales OFDM sobre fibra óptica, a pesar de su eficiencia económica, su robustez frente a las interferencias intercanal y derivas de temperatura de otros componentes WDM. En [126] se presentó un transceptor de multiplexación de subportadoras basado en fuentes

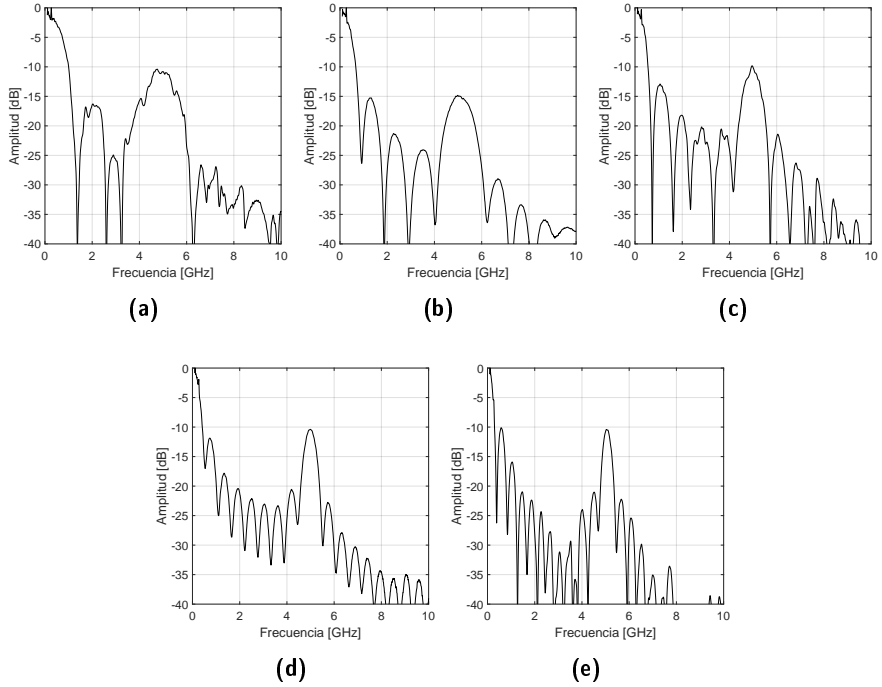


Figura 5.9: Respuesta en frecuencia experimental del transmisor centrado en $f_0 = 5$ GHz para fuentes rectangulares de anchos (a) $\delta\lambda_{3dB} = 3.9$ nm, (b) $\delta\lambda_{3dB} = 5$ nm, (c) $\delta\lambda_{3dB} = 7.1$ nm, (d) $\delta\lambda_{3dB} = 10.3$ nm, (e) $\delta\lambda_{3dB} = 13.4$ nm.

anchas tolerante a la dispersión. Esta configuración permitió la transmisión de señales radio sobre fibra utilizando fuentes incoherentes de espectro ranurado tales como fuentes ASE o LEDs en redes WDM.

A lo largo de este apartado vamos a presentar un sistema de bajo coste para la transmisión de señales OFDM [43] basado en fuentes ópticas anchas para tasas de transmisión moderadas sobre redes WDM. Este sistema es compatible con esquemas de nueva generación de señales OFDM-PON multibanda [76], así como para redes de área local basadas en enlaces de fibra multimodo [128].

5.3.1 Esquema experimental

La Figura 5.10 presenta el esquema del montaje experimental. Utilizamos la fuente ancha C&N Band ASE (NP Photonics) con 19.5 dBm de potencia. Su ancho espectral se configura a partir de un filtrado óptico, que en este caso se realiza mediante un controlador de canales ópticos (Peleton). Este dispositivo permite seleccionar canales, obteniendo fuentes rectangulares de anchos en el rango 0.8-38.4 nm.

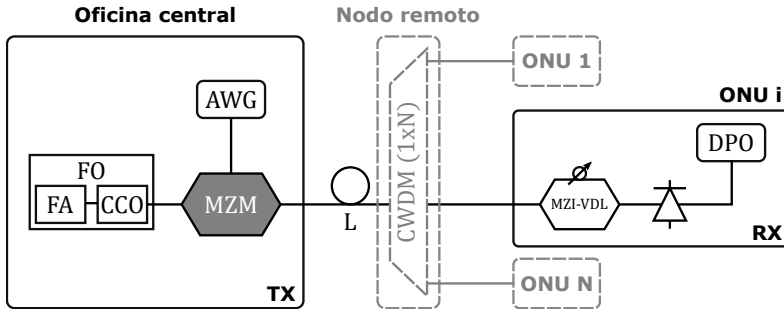


Figura 5.10: Esquema de transmisión de señales OOFDM utilizando fuentes anchas. FO: fuente óptica, FA: fuente ancha, CCO: controlador de canales ópticos, AWG: generador de onda arbitraria, MZM: modulador Mach-Zehnder, CWDM: multiplexor por división de longitud de onda, ONU: unidad óptica de red, MZI-VDL: interferómetro Mach-Zehnder basado en líneas de retardo, DPO: osciloscopio digital de fósforo.

La señal de salida es modulada por una señal OFDM QPSK utilizando un modulador electroóptico Mach-Zehnder (AVANEX). El diagrama de bloques de la generación de la señal OFDM se puede observar en la Fig. 5.11(a), cuya implementación ha sido descrita en el Capítulo 3. Se utiliza un tamaño de IFFT de 2048 en el que 172 subportadoras contienen datos, satisfaciendo la simetría Hermítica. Tras la inclusión de un prefijo cíclico del 6.25 %, los datos son cargados sobre el convertor digital-analógico del generador de ondas arbitrarias (AWG7122C, Tektronix), muestreados a 24 GS/s. Se aplica un patrón de pilotos block-type, dando lugar a 90 símbolos de datos y 10 símbolos de pilotos. La señal eléctrica resultante tiene un ancho de banda de 1 GHz y está centrada en 5 GHz, de forma que se obtiene una tasa bruta de 2 Gb/s. Los datos de la señal OFDM están recogidos en la Tabla 5.4.

Señal OFDM IV					
f_C [GHz]	5	BW [GHz]	1	MOD	QPSK
N_{FFT}	2048	$NSym$	100	Δ_P	10
CP [%]	6.25	clip	0.975	f_S [GS/s]	24

Tabla 5.4: Parámetros de la señal OFDM IV.

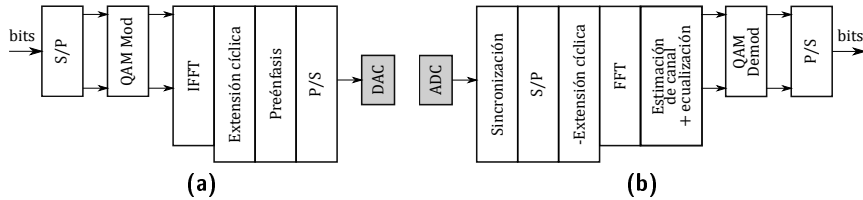


Figura 5.11: Diagrama de bloques de la (a) generación y (b) recepción de la señal OFDM.

La señal óptica modulada en DSB se transmite a lo largo de un enlace de fibra estándar monomodo de 10 km. Dicho enlace óptico está caracterizado por su parámetro de dispersión $\beta_2 = -22.71 \text{ ps}^2/\text{km}$. Este sistema es compatible con una red WDM eficiente basada en una sola fuente, en la que los diferentes canales se generan en el CWDM ranurando el espectro de la fuente ancha (en este caso, el controlador de canales óptico no sería necesario). Los canales se demultiplexan en el nodo remoto en la etapa previa a la detección.

Justo antes de la detección, y de acuerdo a los conceptos descritos en la sección 5.2, la señal atraviesa un interferómetro Mach-Zehnder basado en líneas de retardo variable. Las pérdidas de inserción del dispositivo están en torno a 1 dB, y el máximo retardo que puede introducir es de 330 ps.

Tras la fotodetección, la señal eléctrica recibida se muestrea a 50 GS/s en un osciloscopio digital de tiempo real (DPO72004C, Tektronix), y las muestras se sincronizan y paralelizan. Tras eliminar el prefijo cíclico, se aplica la FFT. Los pilotos de estructura block-type son utilizados para la estimación del canal, a partir del cual se realiza la ecualización. Los datos se demodulan y la trama de bits transmitida se recupera tras el proceso de serialización. La Fig. 5.11(b) ilustra el diagrama de bloques de este proceso.

La Figura 5.12 muestra una imagen del montaje experimental en el laboratorio.

Para evaluar el efecto de la introducción del interferómetro sobre nuestro sistema, medimos la función de transferencia utilizando diferentes esquemas de transmisión. Por un lado, transmitimos con un láser y sin el MZI-VDL. Por otro lado, transmitimos con fuentes ópticas de diferentes anchos sin introducir el MZI-VDL. Por último, introducimos el MZI-VDL para las diferentes fuentes ópticas. La Figura 5.13 ilustra los resultados obtenidos.

Podemos observar que, cuando transmitimos con las fuentes ópticas sin utilizar el MZI-VDL, el efecto de filtrado paso-bajo va a impedir que la señal pueda ser transmitida. Sin embargo, cuando se introduce el MZI-VDL, se puede visualizar una respuesta paso-banda, permitiendo la transmisión de señales dentro de la banda de paso. Centrándonos en la Fig. 5.13(a), si la diferencia de retardos introducida por el interferómetro es de $\Delta\tau = 7.13 \text{ ps}$, la banda de paso está centrada en 5 GHz, de acuerdo con (5.8). El ancho de la banda pasante es de 1.13 GHz, viéndose reducido si introducimos fuentes ópticas de mayores anchos, como se ilustra en las Fig. 5.13(b) y 5.13(c). En dichos casos, las fuentes ópticas tienen anchos de 7.09 y 10.28 nm, permitiendo

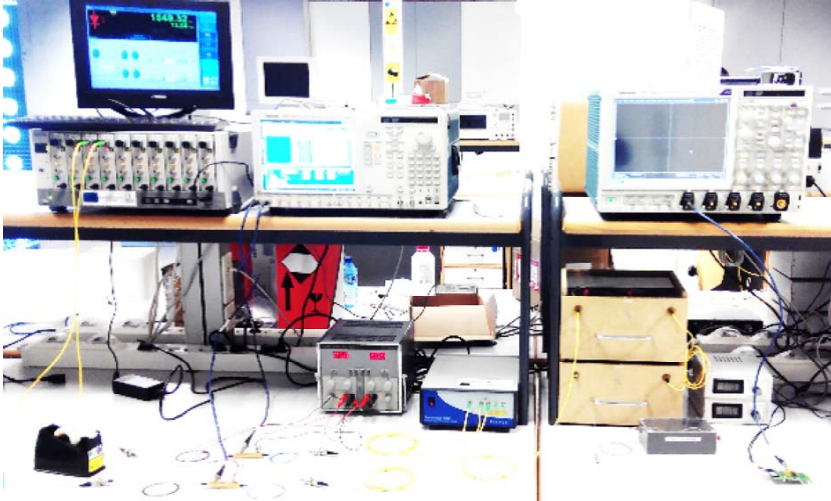


Figura 5.12: Fotografía del montaje experimental.

el paso de la señal RF con anchos de banda de 0.75 y 0.67 GHz, respectivamente. En todas las subfiguras de la Fig. 5.13 se incluye el espectro de la señal OFDM, de cara a visualizar la banda de paso de la función de transferencia y verificar la posibilidad de transmitir estas señales sobre los esquemas propuestos.

5.3.2 Medidas de transmisión

El sistema propuesto ha sido evaluado para la transmisión de la señal OFDM IV (recogida en la Tabla 5.4).

Evaluamos el sistema para la transmisión de una señal OFDM con los símbolos modulados en QPSK de diferentes anchos de banda eléctricos. Estos anchos de banda están directamente relacionados con la cantidad de símbolos transmitidos y, por tanto, con la tasa de transmisión, de modo que la relación entre los anchos de banda BW [MHz] y la tasa de transmisión v_B [Gb/s] viene dada por la ecuación (3.13) que, particularizada para este caso, es

$$v_B = BW \log_2(M) = 2BW. \quad (5.12)$$

Asimismo, cada una de las señales OFDM se ha transmitido utilizando tres fuentes anchas diferentes, de anchos $\delta\lambda_{3dB} \in \{3.9, 7.09, 10.28\}$ nm.

La Figura 5.14(a) representa el valor del EVM, medido como la relación de potencia entre los símbolos ecualizados y los símbolos transmitidos, como se presentó en la ecuación (3.16). Estos valores han sido medidos para una potencia óptica recibida de -6 dBm. Bajo la perspectiva de tener una referencia, también se han incluido los valores de EVM correspondientes al OB2B, en el

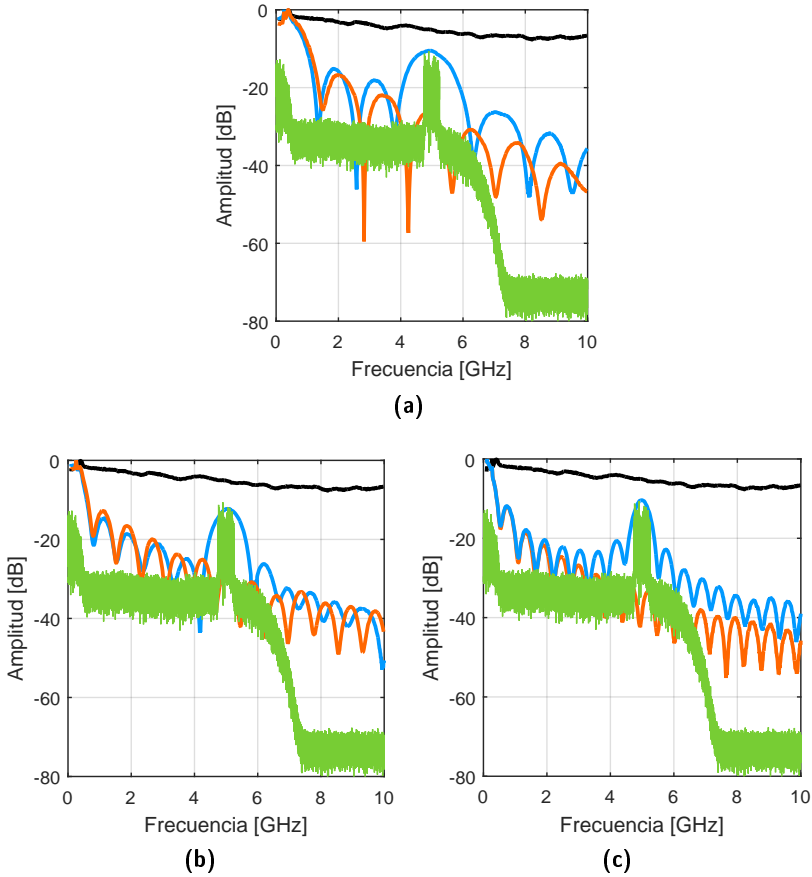
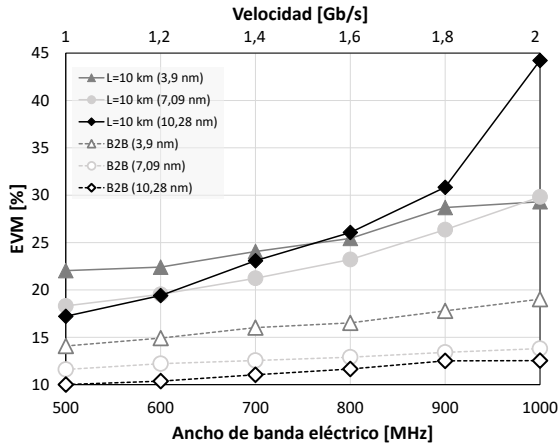


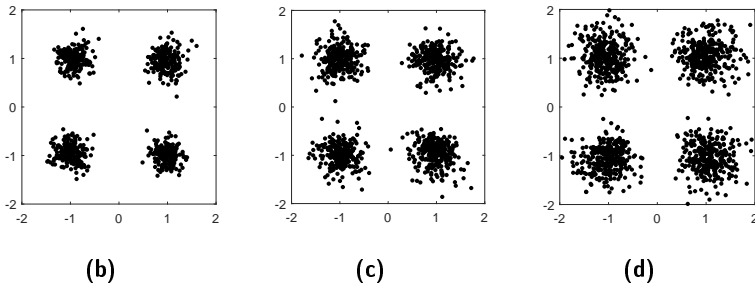
Figura 5.13: Respuesta de la señal tras 10 km de fibra utilizando un láser (línea negra), una fuente óptica de ancho $\delta\omega_{3dB}$ (línea naranja), una fuente óptica de ancho $\delta\omega_{3dB}$ con el sistema propuesto (línea azul) y la señal eléctrica OFDM de 1 GHz de ancho de banda (línea verde). (a) $\delta\lambda_{3dB} = 3.9$ nm, (b) $\delta\lambda_{3dB} = 7.09$ nm, (c) $\delta\lambda_{3dB} = 10.28$ nm

que la señal a la salida del modulador se introduce directamente sobre el fotodetector. Asimismo, se representan en las Figuras 5.14(b)-5.14(d) las constelaciones para diferentes casos de ancho de fuente óptica y ancho eléctrico de la señal OFDM.

De la Figura 5.14 podemos visualizar cómo se degrada la señal para fuentes ópticas con mayores anchos, puesto que la ventana de RF que queda abierta es menor y, por tanto, parte de la señal OFDM se ve afectada, tal y como ilustramos en la Fig. 5.13. Sin embargo, a pesar de estas limitaciones, la Fig. 5.14 evidencia que tanto la fuente óptica de 3.9 nm como la de 7.09 nm



(a)



(b)

(c)

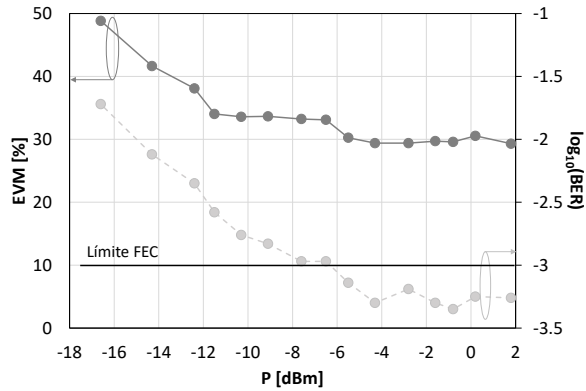
(d)

Figura 5.14: (a) Valor del EVM medido para señales QPSK-OFDM con diferentes anchos de banda eléctricos utilizando fuentes ópticas de diferentes anchos de fuente: B2B (marcadores vacíos) y tras atravesar 10 km de fibra óptica (marcadores rellenos). Constelaciones recibidas cuando la señal transmitida es (b) $\delta\lambda_{3dB} = 10.28$ nm, $\delta f_{3dB} = 500$ MHz, (c) $\delta\lambda_{3dB} = 7.09$ nm, $\delta f_{3dB} = 700$ MHz, (d) $\delta\lambda_{3dB} = 3.9$ nm, $\delta f_{3dB} = 800$ MHz.

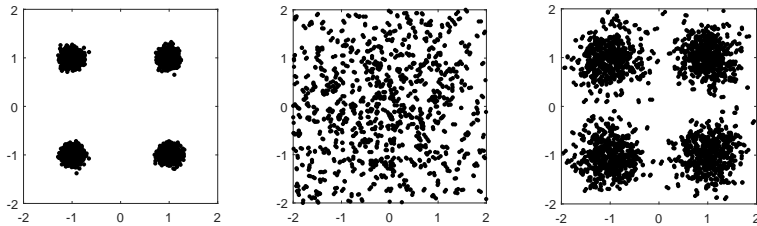
permiten la transmisión de señal OFDM de 1 GHz de ancho de banda eléctrico con valores de EVM por debajo de un 30 %.

Centrándonos en el caso de la fuente óptica de 3.9 nm de ancho, evaluamos el EVM y la tasa de error de bit, medida a partir de la ecuación (3.17), sobre el sistema propuesto para diferentes potencias ópticas recibidas. Para ello, transmitimos de nuevo una señal QPSK-OFDM de 1 GHz de ancho de banda, centrada en 5 GHz. La Figura 5.15 muestra los resultados.

La señal recibida sufre una penalización conforme se reduce la potencia recibida, tal y como era de esperar. El valor mínimo de potencia que garantiza el límite de $BER=10^{-3}$ para el cual se



(a)



(b)

(c)

(d)

Figura 5.15: (a) Valores medidos de EVM (línea continua) y BER (línea discontinua) relativos a la calidad de señal recibida cuando transmitimos una fuente óptica de 3.9 nm modulada por una señal QPSK-OFDM de 1 GHz de ancho de banda a lo largo de 10 km de enlace óptico sobre el sistema propuesto. Constelaciones al transmitir (b) con un láser, (c) con fuente ancha sin MZI-VDL, (d) con fuente ancha y MZI-VDL.

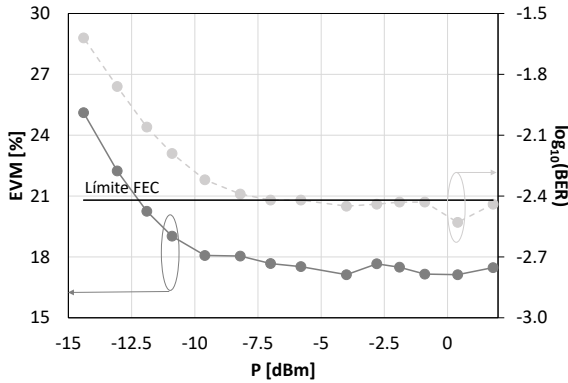
pueden corregir los errores con técnicas FEC es de -6.3 dBm. Para estos valores de potencia óptica recibida, el EVM siempre está por debajo del 32 %.

Para finalizar la evaluación del sistema, transmitimos la señal OFDM V, recogida en la Tabla 5.5. Se trata de una señal 16QAM-OFDM a 2 Gb/s de 500 MHz de ancho de banda eléctrico, en una configuración similar a la que da lugar a la Fig. 5.13. Es decir, transmitimos con un láser y con la fuente ancha, midiendo en este último caso tanto la respuesta sin y con la inclusión del interferómetro. La Figura 5.16(a) ilustra las medidas de EVM y BER para el caso en el que transmitimos con la fuente ancha e incluimos el MZI-VDL, en función de la potencia óptica recibida.

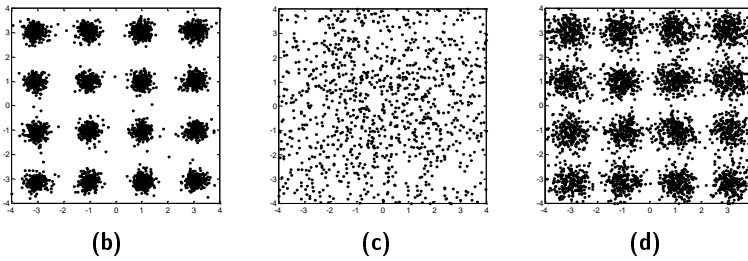
Podemos comprobar cómo la señal se transmite de forma satisfactoria con un EVM=17.67 % y un valor de BER por debajo del límite de FEC de $3.8 \cdot 10^{-3}$, correspondiente a la especificación

Señal OFDM V					
f_C [GHz]	5	BW [GHz]	0.5	MOD	16QAM
N_{FFT}	2048	$NSym$	100	Δ_P	10
CP [%]	6.25	clip	0.975	f_S [GS/s]	24

Tabla 5.5: Parámetros de la señal OFDM V



(a)



(b)

(c)

(d)

Figura 5.16: (a) Valores medidos de EVM (línea continua) y BER (línea discontinua) relativos a la calidad de señal recibida cuando transmitimos una fuente óptica de 3.9 nm modulada por una señal 16QAM-OFDM de 0.5 GHz de ancho de banda a lo largo de 10 km de enlace óptico sobre el sistema propuesto. Constelaciones al transmitir (b) con un láser, (c) con fuente ancha sin MZI-VDL, (d) con fuente ancha y MZI-VDL.

de la ITU-T para 16-QAM [103]. En estos casos, la potencia recibida tras el enlace de 10 km es mayor de -7 dBm.

Mostramos en las Figuras 5.16(b)-5.16(d) las constelaciones correspondientes a los tres casos que previamente habíamos enunciado. En la Fig. 5.16(b) observamos la constelación correspondiente

a la transmisión con un láser, mientras que en las Fig. 5.16(c)-5.16(d) se corresponden con los casos en los que transmitimos con la fuente ancha, sin y con la inclusión del interferómetro, respectivamente. Resulta evidente la inviabilidad de utilizar este tipo de estructuras sin la inclusión del dispositivo que abre la ventana de RF.

De este modo, hemos demostrado experimentalmente la transmisión de señales OOFDM utilizando fuentes anchas a lo largo de enlaces ópticos de 10 km. Para ello, hemos introducido en el sistema un módulo basado en un sistema interferométrico en la etapa anterior a la detección para paliar las limitaciones de dispersión que presenta el sistema de base. Utilizando estas técnicas, se han transmitido satisfactoriamente señales DSB OOFDM a una tasa de 2 Gb/s utilizando una fuente ASE de 3 a 7 nm de ancho. Este esquema es extensible a redes de acceso WDM y compatible con la transmisión de señales de nueva generación OFDM-PON multibanda.

5.4 Transmisión de señales OOFDM multibanda

La técnica de señales multibanda OFDM (*MultiBand OFDM*, MB-OFDM), también conocidas en la literatura como supercanal OFDM o banda multiplexada ortogonal OFDM, propuesta en sus orígenes en [59, 129] consiste en dividir el espectro de la señal eléctrica OFDM en diferentes bandas individuales ortogonales. Para ello, se utilizan multiplexaciones eléctricas [129], ópticas [59] o un híbrido de ambas [130].

En [78] aparece una comparativa muy interesante entre señales de una sola banda y señales multibanda. Entre las ventajas que aporta la estructura multibanda, destacan la reducción del prefijo cíclico, la reducción del ancho de banda de guarda y el aumento de la tasa neta de transmisión bajo una complejidad computacional del mismo orden.

Los sistemas ópticos de transmisión de señales OFDM multibanda han sido propuestos, en los últimos años, para un gran conjunto de aplicaciones, como por ejemplo la asignación dinámica de ancho de banda en esquemas compatibles con OFDMA, beneficiándose de las ventajas que aporta la modulación avanzada OFDM [131, 86, 69]. En [76] se demuestra de forma experimental un esquema OFDM multibanda de detección directa, transmitiendo varias bandas con menores tasas de transmisión. Este sistema proporciona alta granularidad y acceso flexible a una gran cantidad de usuarios a lo largo de decenas de kilómetros. Sin embargo, el factor limitante de este esquema reside en la selección adecuada de la banda, tratando de evitar la interferencia con los canales adyacentes, el balance de potencias y el ancho de banda analógico del equipo transmisor.

De nuevo, de forma análoga al comentario de la sección anterior, se desconoce la propuesta del uso de fuentes anchas para la transmisión de señales multibanda OFDM. Para tasas de transmisión moderadas sobre redes OOFDMA [43], resulta una solución interesante, pues se trata de una opción de bajo coste, alta estabilidad y que permite la transmisión de señales radio sobre fibra.

A lo largo de esta sección presentaremos el que es, desde nuestro conocimiento, el primer transmisor de señal OFDM multibanda basado en fuentes anchas para el acceso múltiple en redes WDM de acceso [107].

5.4.1 Esquema experimental

La Figura 5.17 muestra el esquema experimental propuesto para la transmisión de señales OOFDM multibanda. La señal eléctrica multibanda se genera offline en Matlab [21] y las muestras generadas se cargan en el generador de onda arbitraria (AWG7122C, Tektronix), siendo muestreadas a 24 GS/s. Se aplica un tamaño de IFFT de 2048, en el que 256 subportadoras contienen datos modulados en QPSK, satisfaciendo la simetría Hermítica que hace que la señal a la salida de la IFFT sea real. La señal multibanda se organiza a partir de las portadoras de datos. De este modo, la banda #1 contiene las subportadoras #534 a #661, mientras que la banda #2 está compuesta por las subportadoras #790 a #917. Esta distribución da lugar a dos bandas OFDM de 750 MHz de ancho de banda, centradas en 3.5 y 5 GHz, respectivamente, generando una trama con una tasa de transmisión de 3 Gb/s. Se introduce un prefijo cíclico de 6.25 % del símbolo, y la estimación del canal para la ecualización en recepción se configura a partir de símbolos piloto equiespaciados con estructura block-type, suponiendo un 10 % de los símbolos totales transmitidos. Para evitar la respuesta irregular del transmisor eléctrico, se introduce un filtro de preénfasis. La densidad espectral de potencia de la señal eléctrica transmitida se puede observar en la Fig. 5.18(a). Las características de la señal OFDM VI se recogen en la Tabla 5.6.

Señal OFDM VI					
f_C [GHz]	{3.5, 5}	BW [GHz]	0.75	MOD	QPSK
N_{FFT}	2048	$NSym$	100	Δ_P	10
CP [%]	6.25	clip	0.975	f_S [GS/s]	24

Tabla 5.6: Parámetros de la señal OFDM VI.

La portadora óptica se genera con una fuente ancha y un filtro óptico. La fuente ancha es, de nuevo, la fuente C&L Band ASE Source (NP Photonics), emitiendo una potencia óptica integrada de 19.5 dBm en el rango espectral 1525-1610 nm. La señal óptica se modula en DSB por una señal OFDM a partir de un modulador electroóptico Mach-Zehnder (AVANEX), y se transmite a través de un enlace de fibra estándar monomodo de 10 km. La fuente óptica ancha se ranura con un filtro óptico multipuerto sintonizable (WaveShaper 4000S, Finisar), que proporciona la multiplexación por división de longitud de onda (CWDM). El filtro óptico permite la selección del canal central desde 1527.4 a 1567.5 nm, en pasos de 77 pm, y un valor de roll-off de 0.06 dB/pm de cada puerto transmisor de salida ($1 - M$). Cada salida del CWDM soporta N ONUs, y cada una de estas ONUs selecciona la banda OOFDM con la que opera. De este modo, si cada canal óptico de la red WDM transmite N bandas OFDM, en el esquema propuesto se pueden abastecer hasta un total de $M \times N$ ONUs. En comparación con la versión estática de OFDM, esta estructura tiene el valor añadido de poder cambiar la banda de operación de forma dinámica.

En nuestro sistema, un puerto CWDM óptico se ha configurado para proporcionar servicio a un conjunto de ONUs con una portadora óptica cuyo espectro está centrado en 1554 nm y su ancho de banda es de 6 nm. La banda OFDM se selecciona a partir de la configuración del MZI-VDL de cada ONU, cuyas características han sido descritas previamente en la Sección 5.2.

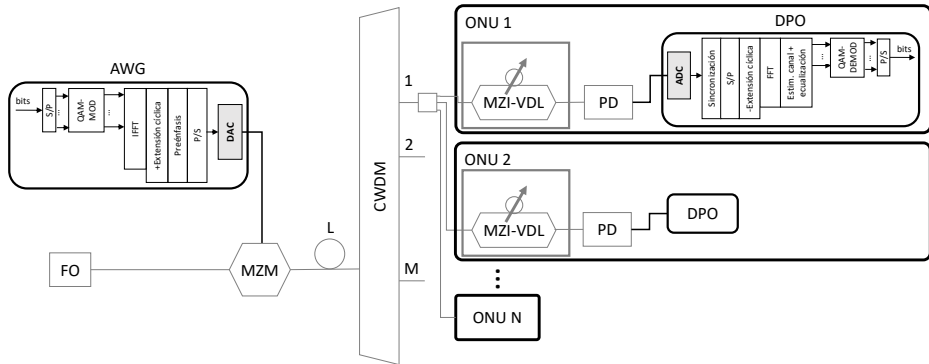


Figura 5.17: Esquema experimental para la transmisión de señal multibanda OOFDM utilizando una fuente ancha. FO: fuente óptica, AWG: generador de onda arbitraria, MZM: modulador Mach-Zehnder, CWDM: multiplexor por división en longitud de onda gruesa, DPO: osciloscopio digital de fósforo, DAC: convertor digital-analógico, ADC: convertor analógico-digital, PD: fotodetector, MZI-VDL: interferómetro Mach-Zehnder basado en líneas de retardo variable.

Las Figuras 5.18(b) y 5.18(c) ilustran la función de transferencia eléctrica del sistema basado en el dispositivo MZI-VDL. Utilizando una fuente ancha de 6 nm, la ventana de transmisión tiene como frecuencias centrales 3.5 y 5 GHz, respectivamente. Tal y como describimos en (5.8), el parámetro $\Delta\tau$ se sintoniza adecuadamente para que las frecuencias centrales sean precisamente 3.5 y 5 GHz, resultando en unos valores de retardo de 4.99 y 7.13 ps, respectivamente. Las funciones de transferencia correspondientes muestran ventanas de paso con anchos de banda eléctricos a 3 dB de 0.84 y 0.96 GHz, respectivamente, de acuerdo con las Fig. 5.18(b) y 5.18(c). A modo comparativo, en dichas figuras se incluye también la respuesta cuando se utiliza la fuente ancha pero no se incluye el MZI-VDL, mostrando la respuesta de filtrado paso-bajo que inhabilita la transmisión para señales con frecuencias mayores de 1 GHz.

Tras el MZI-VDL, la señal es fotodetectada. La señal eléctrica resultante se muestrea a 50 GS/s en un osciloscopio digital de tiempo real (DPO72004C, Tektronix). Las Figuras 5.18(d) y 5.18(e) muestran la densidad espectral de potencia de las bandas OFDM recibidas.

Las muestras se sincronizan y paralelizan para ser procesadas en un esquema habitual de recepción de señales OFDM. Una vez el prefijo cíclico es eliminado de cada símbolo OFDM, se aplica la FFT de tamaño 2048. El canal se estima a partir de los pilotos, que previamente han sido modulados con el formato PSK, e introducidos cada 10 símbolos OFDM de datos. Estos pilotos permiten, junto con las técnicas de mínimos cuadrados [21] y el promediado temporal para reducir el ruido, obtener una buena estimación del canal, a partir de la cual se ecualizan los símbolos de datos. Por último, los símbolos QPSK son detectados y tras la serialización se obtiene la trama transmitida.

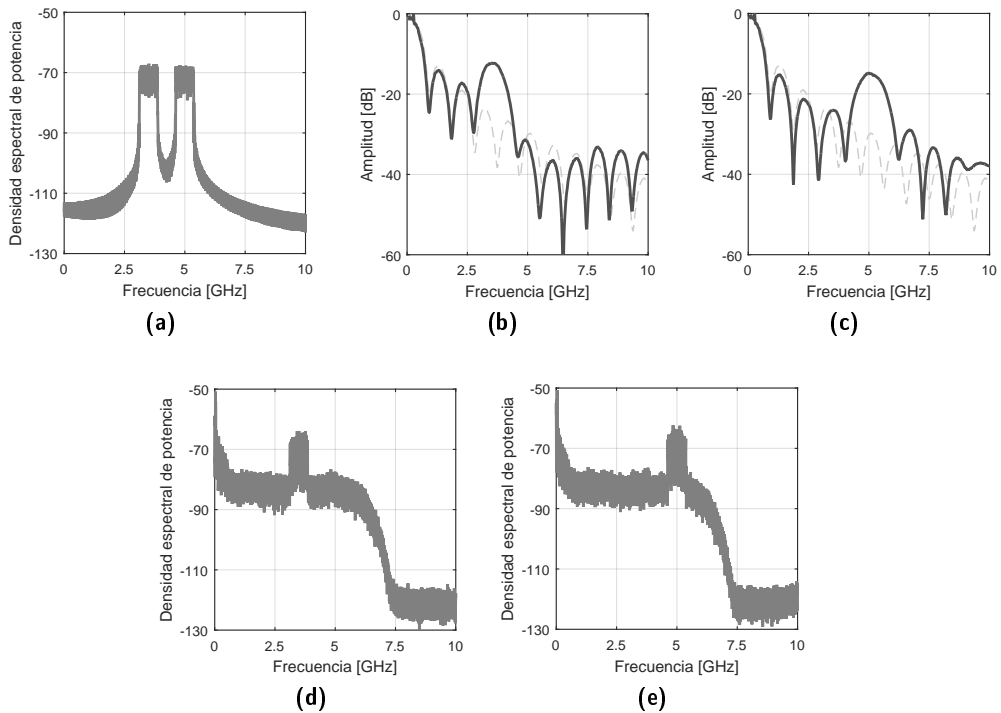


Figura 5.18: Medidas en diferentes puntos del esquema de la Figura 5.17: (a) Densidad espectral de potencia de la señal OFDM transmitida, (b) Función de transferencia sin (línea discontinua) y con (línea continua) el MZI-VDL para $f_1 = 3.5$ GHz, (c) Función de transferencia sin (línea discontinua) y con (línea continua) el MZI-VDL para $f_2 = 5$ GHz, (d) Densidad espectral de potencia de la banda OFDM #1 recibida, (e) Densidad espectral de potencia de la banda OFDM #2 recibida.

5.4.2 Medidas de transmisión

El sistema ha sido evaluado para la transmisión de señales OOFDM multibanda tanto sobre un canal como sobre múltiples canales WDM.

Señal QPSK-OFDM multibanda sobre un canal WDM

Debido a las limitaciones de los equipos disponibles, utilizamos el formato QPSK de modulación para verificar la prueba de concepto, si bien es cierto que se podrían utilizar modulaciones de mayores niveles con equipos que tuvieran mejores prestaciones. La Figura 5.19 muestra las constelaciones de las señales recibidas en las bandas #1 (5.19(b),5.19(c)) y #2 (5.19(e),5.19(f)) tanto sin el uso del MZI-VDL (5.19(b),5.19(e)) como cuando lo insertamos en la etapa previa

a la detección (5.19(c),5.19(f)). Asimismo, se incluye la constelación de la señal transmitida cuando utilizamos un láser para las bandas #1 (5.19(a)) y #2 (5.19(d)).

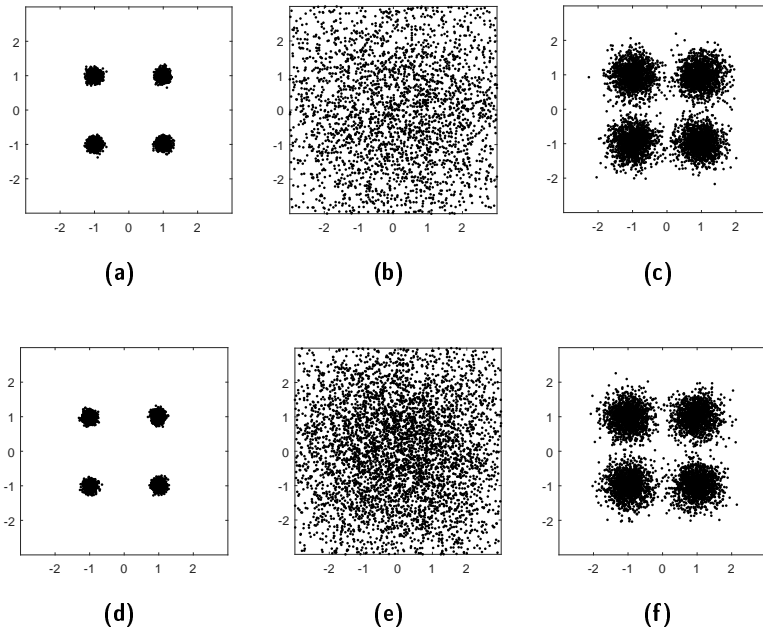


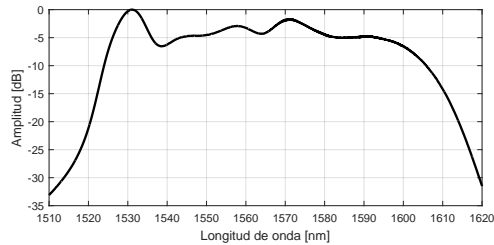
Figura 5.19: Constelaciones recibidas con diferentes fuentes ópticas de transmisión: (a) Banda #1: Láser, (b) Banda #1: Fuente ancha sin MZI-VDL, (c) Banda #1: Fuente ancha con MZI-VDL, (d) Banda #2: Láser, (e) Banda #2: Fuente ancha sin MZI-VDL, (f) Banda #2: Fuente ancha con MZI-VDL.

Resulta evidente que la detección de la señal es inviable cuando se utilizan fuentes anchas, al menos que el MZI-VDL esté incluido en el sistema. Para los casos de las Fig. 5.19(c) y 5.19(f), los valores de EVM son de 30.33 % y 31.70 %, respectivamente. Ambos satisfacen el límite del 7 % de FEC [103].

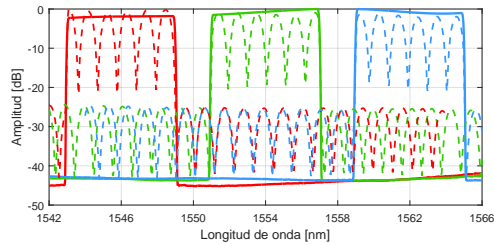
Señal QPSK-OOFDM multibanda sobre múltiples canales WDM

El sistema de transmisión de la señal OOFDM basado en fuentes anchas y MZI-VDL también ha sido evaluado sobre una red WDM, como se ilustra en la Fig. 5.17, de cara a valorar su viabilidad. En este caso, se han transmitido tres canales WDM sobre la misma configuración que para el caso de un canal, pero utilizando fuentes anchas de 6 nm centradas en 1546, 1554 y 1562 nm. La Figura 5.20(a) muestra el espectro óptico de la señal modulada antes del enlace óptico. Tras atravesar el CWDM, la señal es filtrada en cada uno de los puertos tras la demultiplexación. La Figura 5.20(b) muestra los espectros antes y después del dispositivo MZI-VDL, configurado con

$\Delta\tau = 7.13$ ps. Dado que transmitimos dos bandas de 0.75 MHz sobre tres canales, el ancho de banda transmitido es de 4.5 GHz. A partir de la expresión (3.13), como transmitimos con modulación QPSK, la tasa de transmisión es de 9 Gb/s.



(a)



(b)

Figura 5.20: Espectros ópticos: (a) tras la modulación en el MZM, (b) tras la demultiplexación en los puertos del CWDM (líneas continuas) y tras el MZI-VDL (líneas discontinuas), de los puertos 1, 2 y 3 (rojo, verde y azul, respectivamente).

La Figura 5.21 presenta la evaluación de la calidad de las señales recibidas. Para ello, representamos las medidas del EVM y el BER, a partir de las ecuaciones (3.16) y BER (3.17), respectivamente, en función de la potencia óptica recibida de las señales transmitidas, para los tres canales implicados y para cada una de las dos bandas OFDM. Se puede apreciar que todos los canales transmitidos dan lugar a valores del EVM por debajo de 32.6 % sobre el rango de potencia óptica recibida representado. De nuevo, asumiendo el límite que establece el 7 % de FEC, el caso peor que satisface el umbral de $BER=10^{-3}$ requiere una potencia óptica recibida de -3.5 dBm.

Existen determinadas limitaciones intrínsecas de los equipos disponibles que se han ido describiendo a lo largo de este trabajo. No obstante, se esperan mejores valores de potencia óptica recibida para los cuales se satisfaga el criterio del 7 % de FEC en el caso de utilizar equipos con mejores prestaciones. Cabe destacar que el uso de fuentes ópticas anchas como un transmisor de múltiples longitudes de onda en una red de acceso WDM reduce considerablemente el coste de

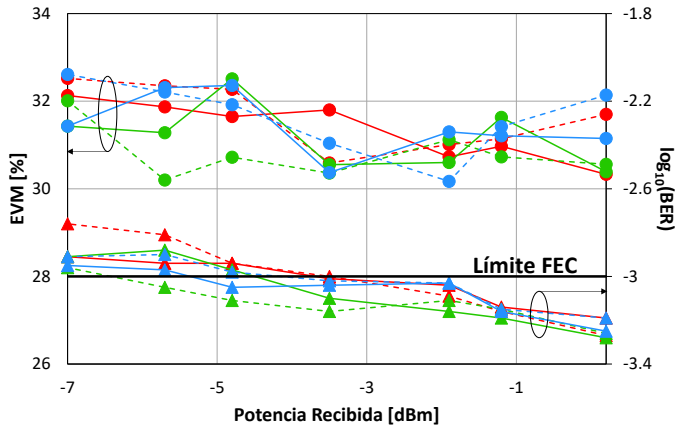


Figura 5.21: Calidad de la señal sobre 3 canales WDM. EVM (círculos) y BER (triángulos) respecto de la potencia óptica recibida. Canales 1 (rojo), 2 (verde) y 3 (azul). Bandas #1 (línea continua) y #2 (línea discontinua).

implementación, ofreciendo a su vez altos niveles de flexibilidad y sintonización. Como la fuente ancha original tiene un ancho de 85 nm, el sistema puede ser extendido a la transmisión de más de 10 canales ópticos de 6 nm utilizando el filtro óptico sintonizable multipuerto adecuado. De este modo, el sistema propuesto sería viable para la transmisión de 30 Gb/s con el valor añadido de la selección flexible de la banda para cada usuario sobre una red de acceso compuesta por 20 ONUs.

Capítulo 6

Conclusiones y líneas futuras

"El que ha llegado tan lejos que ya no se confunde, ha dejado también de trabajar."

Nikola Tesla (1858 - 1947)

La labor de investigación de esta Tesis Doctoral comenzó con el planteamiento de una serie de objetivos orientados a la implementación de mejoras e introducción de esquemas innovadores de cara a una transmisión de señales OFDM en el dominio óptico con mayores eficiencias espectrales y soluciones de compromiso económicas a introducir en las futuras redes WDM-PON. En base a ello, presentamos las siguientes conclusiones y el trabajo futuro a desarrollar tomando como punto de partida los hitos conseguidos a lo largo de este proyecto.

6.1 Conclusiones

A lo largo de la presente Tesis Doctoral se han conseguido desarrollar de forma experimental diferentes propuestas para conseguir el objetivo principal, consistente en la implementación de técnicas avanzadas de transmisión de señales OFDM sobre enlaces ópticos para redes WDM.

En primer lugar, cabe destacar el exhaustivo trabajo de conocimiento de estado del arte. En una disciplina tan actual como es la transmisión óptica de señales OFDM, ha sido fundamental la revisión constante de la literatura. Las novedades que generalmente se introducen en este tipo de sistemas van en dos líneas muy amplias. Por un lado, la implementación de funcionalidades añadidas y/o modificadas para la generación de señales OFDM con el objetivo de mejorar la calidad de la señal recibida. Estas funcionalidades se centran en tratar de minimizar uno de los principales inconvenientes de las señales OFDM, como es el alto nivel de PAPR, o de maximizar la capacidad del canal a partir de técnicas como la modulación adaptativa o la distribución no homogénea de potencia en cada portadora. Por otro lado está la línea orientada a los sistemas de transmisión, más centrada en la maximización del uso de la red a partir de procedimientos como la asignación dinámica del ancho de banda o la multiplexación eficiente de canales, entre otros.

La implementación de un sistema capaz de transmitir y recibir señales con el formato de modulación OFDM ha resultado bastante costosa, resultando una tarea a la que se ha dedicado gran parte del desarrollo experimental. Se ha trabajado con equipos de reciente adquisición, de forma que su manejabilidad era ciertamente compleja. Por otro lado, el grupo de investigación carecía de experiencia en generación y detección experimental de señales OFDM, teniendo que partir de cero tanto en el conocimiento del estado del arte como en la implementación de los transceptores correspondientes para la señal. Finalmente, se optó por la implementación de un procesador de señal basado en Matlab con una serie de parámetros configurables que han sido descritos en el Capítulo 3 y cuyo código completo está en el Anexo B. El esquema de la implementación desarrollada se puede observar en la Figura 6.1.

Gracias al esfuerzo dedicado a la generación eléctrica de señales OFDM y su correspondiente recepción, se pudo comenzar con la transmisión de señales OFDM a través de enlaces ópticos. Esta etapa, no exenta de complejidad, dio lugar a la primera transmisión experimental de modulación en intensidad y detección directa de señales OFDM ópticas dentro del Laboratorio de Investigación Fotónica (*Photonics Research Labs*, PRL) de la Universitat Politècnica de València. Las primeras transmisiones experimentales se realizaron empleando de láseres DFB, la práctica más común en la implementación de este tipo de sistemas. Sin embargo, en una etapa posterior

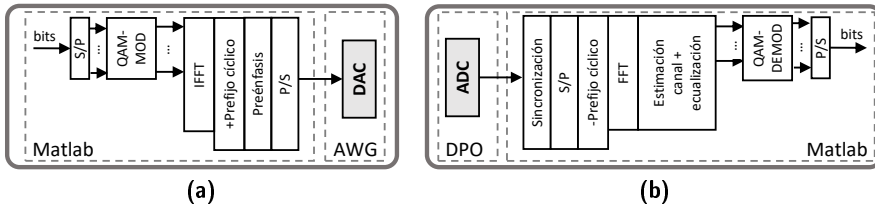


Figura 6.1: Diagrama de bloques del (a) transmisor y (b) receptor de señales OFDM.

se abordó el reto principal de utilizar fuentes anchas para realizar la transmisión experimental de este tipo de señales.

La transmisión de señales en doble banda lateral no supone una buena solución en los sistemas de modulación en intensidad y detección directa. Por un lado, unas determinadas frecuencias que dependen de la longitud del enlace, sufren el efecto de desvanecimiento debido a la dispersión cromática de la fibra óptica. Por otro lado, suponen un uso ineficiente del espectro debido a que transportan la misma información en cada una de las bandas. Es por ello que hemos planteado en el Capítulo 4 un sistema de transmisión de canales pareados [104, 105, 106]. A partir de dos señales moduladas en DSB, el sistema propuesto hace uso de las dos bandas opuestas de las señales originales y sus portadoras ópticas, generando un canal pareado. En la etapa de detección se selecciona uno de los dos subcanales a partir de un filtro óptico. La introducción de este elemento permite eliminar el ruido de las regiones adyacentes, resultando en una mejora de la calidad de la señal recibida. Este sistema se puede observar en la Figura 6.2. La demostración experimental del esquema de canales pareados ha permitido la transmisión a una tasa neta de 40.8 Gb/s en cada una de las tres bandas DWDM con una eficiencia espectral superior a 1.6 b/s/Hz que, aunque no es un valor excesivamente alto, aporta como novedad el concepto de uso de estos canales para la transmisión OFDM en redes DWDM.

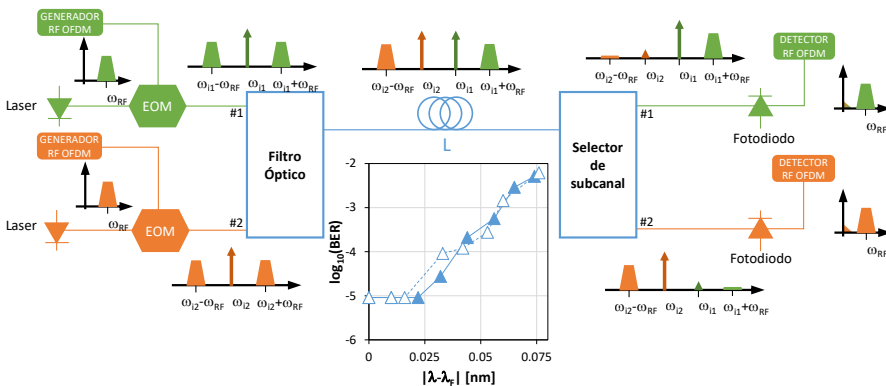


Figura 6.2: Sistema de transmisión con canales pareados. Inset: BER vs $|\lambda - \lambda_F|$.

Como hemos comentado previamente, se ha abordado el reto de transmitir señales OFDM en enlaces ópticos a partir de fuentes anchas, dando lugar a una solución de bajo coste. En el Capítulo 5 hemos propuesto y demostrado experimentalmente un sistema de transmisión de señales OOFDM con fuentes anchas que es tolerante a la dispersión. Para ello, ha sido necesaria la introducción de la estructura MZI-VDL que, no solo permite el paso de una banda fija de radiofrecuencia sino que además tiene la posibilidad de sintonizarse en función de la frecuencia central de la señal OFDM transmitida. Hemos demostrado de forma experimental la transmisión con fuentes de diferente ancho de banda óptico para dos señales OFDM cuyos datos están modulados en 4- y 16-QAM a una tasa de transmisión de 2 Gb/s [43].

En base a la innovación que supone el uso de fuentes anchas para transmitir señales OFDM, en la segunda parte del Capítulo 5 hemos propuesto un sistema de transmisión WDM-MB-OOFDM, ilustrado en la Figura 6.3, en el que se ha transmitido una señal multibanda OFDM compuesta por dos bandas sobre tres canales WDM [107, 108]. La demostración experimental de esta prueba de concepto ha dado lugar a una tasa de 3 Gb/s/λ. La extrapolación de estos resultados sobre las características de los dispositivos utilizados permite la transmisión de más de 10 canales ópticos que darían servicio a 20 ONUs con una tasa total agregada de 30 Gb/s.

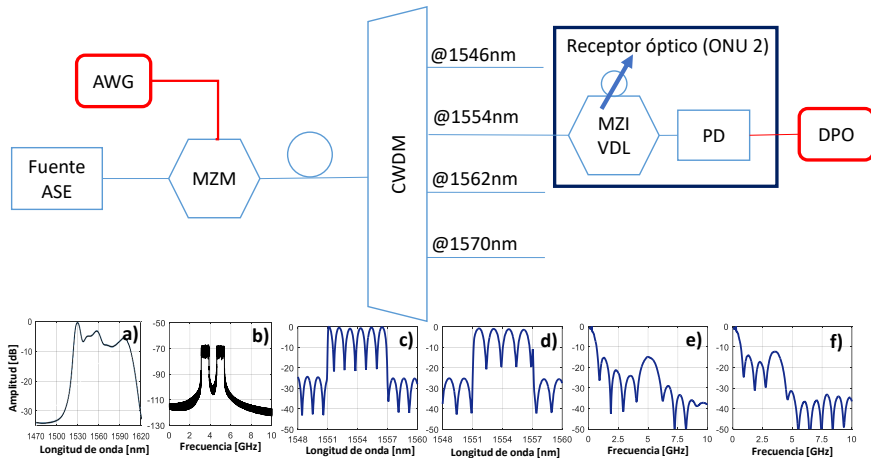


Figura 6.3: Sistema de transmisión de señales MB-OFDM con fuentes anchas. (a): Espectro óptico de la fuente ancha. (b): Densidad espectral de potencia de la señal MB-OFDM. (c) y (d): Espectro óptico recibido al configurar el MZI-VDL con $\Delta\tau = \{7.13, 4.99\}$ ps, respectivamente. (e) y (f): Función de transferencia eléctrica para los casos (c) y (d), respectivamente.

Hay que destacar la aportación de esta Tesis en cuanto a los conceptos novedosos de transmisión de OOFDM mediante fuentes ópticas y canales pareados para su uso en redes DWDM a pesar de que las limitaciones impuestas por el equipamiento experimental disponible hayan condicionado demostraciones experimentales a velocidades moderadas en comparación con otros trabajos publicados recientemente.

6.2 Líneas futuras

El desarrollo de diferentes técnicas ópticas avanzadas para la transmisión de señales OFDM sobre enlaces ópticos ha dado lugar a varios esquemas de transmisión que han mejorado las prestaciones de los sistemas clásicos en términos de eficiencia espectral, de coste del sistema o de capacidad del canal. No obstante, esta investigación ha generado una serie de frentes abiertos a abordar como líneas futuras de desarrollo.

A lo largo de la memoria se han evidenciado un serie de carencias relacionadas con la calidad de la señal, fundamentalmente originadas por las características del equipamiento eléctrico. La tensión a la salida del equipo AWG está limitada a $1 V_{PP}$, lo que provoca que la potencia de la señal eléctrica esté bastante limitada. Una posible solución a este inconveniente pasa por la introducción de un amplificador variable de radiofrecuencia a la salida del AWG, junto con un filtro analógico. Este nuevo esquema proporcionaría, a priori, una mejor calidad del enlace eléctrico, dando lugar a mejoras en la calidad de la señal óptica recibida.

Todos los esquemas demostrados se clasifican dentro de los sistemas offline. No obstante, la aplicación comercial de los conceptos introducidos deben estar orientados a una implementación en tiempo real. Para ello, la adquisición de FPGAs resultaría capital para poner en práctica los sistemas de real-time. Este hecho no resultaría inmediato, sino que requeriría de una fase de implementación de la FPGA para hacerla capaz de generar las señales de un modo similar o equivalente a los programas que hemos implementado en Matlab para la versión offline.

Un aspecto que no se ha tratado a lo largo de este trabajo ha sido la modulación adaptativa de las portadoras. En los sistemas de transmisión ópticos, hay determinadas portadoras que sufren mayores penalizaciones que otras. En este sentido, las soluciones que aporta la literatura se basan en utilizar modulaciones de datos de mayores niveles en aquellas portadoras que tienen menores penalizaciones, dejando las modulaciones con menores niveles para las portadoras más perjudicadas. Esto complicaría la implementación, puesto que se debería conocer a priori el comportamiento del canal. Sin embargo, sería posible con una adaptación de los programas presentados.

Una línea de investigación con enorme interés en la actualidad es la comunicación óptica en el espacio libre (*Free Space Optics*, FSO). En este sentido, hemos colaborado en la implementación de un sistema de transmisión compuesto por 10 km de fibra óptica monomodo y un enlace de espacio libre de 300 mm [109]. Con una señal OFDM cuyos datos están modulados en 16-QAM, hemos demostrado la transmisión a 20 Gb/s. Este hecho supone un interesante punto de partida para la implementación de sistemas ópticos que alcancen mayores velocidades de transmisión en enlaces de espacio libre de mayores longitudes.

Las mejoras sobre los sistemas de transmisión WDM-OOFDM con fuentes anchas pasan por la evaluación de la viabilidad de estos esquemas como técnica de acceso al medio. En este sentido, el trabajo presentado en esta Tesis habilita la implementación de enlaces bidireccionales de señales DWDM-OOFDMA reutilizando la portadora óptica. Asimismo, y dada la flexibilidad del sistema de generación de señales OFDM que hemos implementado, el esquema de transmisión

bidireccional permite la asignación dinámica de ancho de banda, de cara a realizar un uso más eficiente de la banda disponible para los diferentes usuarios de la red. Este trabajo ha sido realizado de forma simultánea a la redacción de esta Tesis y ha dado lugar a una reciente publicación [110].

Las nuevas modulaciones del nuevo estándar 5G parten de la técnica de multiplexación OFDM. Por un lado, la técnica de banco de filtros multiportadora, en la que en lugar de filtrar toda la señal recibida, se filtra portadora a portadora. Por otro lado aparece la técnica de multiplexación por división en frecuencia generalizada, en la que las portadoras no son ortogonales. Resulta interesante la implementación de estas nuevas técnicas tomando como punto de partida la señal OFDM.

Una última línea futura es el uso de fibras ópticas de plástico (*Plastic Optical Fiber, POF*). Este tipo de fibras aporta una solución de compromiso a nivel económico. Además, su alto nivel de flexibilidad la hace una excelente candidata a las conexiones en los hogares en la implantación de la FTTH. No obstante, resulta necesario realizar un estudio acerca de las tasas de transmisión que es capaz de soportar, destacablemente inferiores a las que presta la fibra óptica monomodo.

Apéndice A

Méritos

A.1 Publicaciones

A continuación se listan las publicaciones en revistas del Journal Citation Reports.

- [105] F. I. Chicharro, B. Ortega y J. Mora. "Paired SSB optical OFDM channels for high spectral efficient signal transmission over DWDM networks". *Optics Communications* 370 (2016), págs. 239–244. JCR 2016: factor de impacto 1.588, posición 52/92.
- [43] F. I. Chicharro, B. Ortega, M. De Diego y J. Mora. "OOFDM Signal Transmission Using a Single Optical Broadband Source". *IEEE Photonics Technology Letters* 29 (2017), págs. 563–566. JCR 2016: factor de impacto 2.375, posición 32/92.
- [107] F. I. Chicharro, B. Ortega, M. De Diego, J. Mora. "Broadband optical sources for low-cost WDM-MB-OFDM networks". *IEEE Communications Letters* 21 (2017), págs. 1759–1762. JCR 2016: factor de impacto 1.988, posición 37/89.
- [110] I. Sekkiou, F. I. Chicharro, B. Ortega y J. Mora. "Bidirectional WDM-OOFDM access network based on a sliceable optical transceiver with colorless ONUs". *Aceptado por Optical Fiber Technology*.

A.2 Congresos

A lo largo de los estudios de Doctorado se ha participado en los siguientes congresos:

- [106] F. I. Chicharro, B. Ortega, J. Mora y M. De Diego. “Sistemas ópticos de transmisión de señales OFDM en redes DWDM con canales pareados de alta densidad espectral”, *XXXI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, 07/09/2016, Madrid.
- [108] F. I. Chicharro, B. Ortega, M. De Diego y J. Mora. “Reconfigurable Optical OFDM Signal Transmitter Based on Sliced ASE Source for DD MB-OFDM Next Generation WDM Access Networks”, *19th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, 04/07/2017, Girona.
- [109] J. Pérez, F. I. Chicharro, B. Ortega, J. Mora. “On the Evaluation of an Optical OFDM Radio over FSO System with IM-DD for High-Speed Indoor Communications”, *19th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, 05/07/2017, Girona.

A.3 Otros méritos

A.3.1 Relacionados con el área de Ingeniería

- Titulaciones
 - Ingeniero en Telecomunicaciones (2011), por la Universitat Politècnica de València.
 - Máster en Tecnologías, Sistemas y Redes de Comunicaciones (2014), por la Universitat Politècnica de València.
- Seminarios impartidos
 - F. I. Chicharro. “OFDM Techniques for Spectrally Efficient Access Networks”, *VIII Seminar in Multi-Gigabit Optical Networks*, 09/06/2015, Aveiro (Portugal).
- Becas formativas
 - Beca del Subprograma de Formación de Personal Investigador del Ministerio de Economía y Competitividad, asociado al Proyecto Nacional TEC2011-26642 NEWTON (New generation optical OFDM transmission techniques for future WDM PONs), en el Instituto de Telecomunicaciones y Aplicaciones Multimedia, de la Universitat Politècnica de València. Periodo 01/12/2012 - 30/11/2016.

- Estancia Breve dentro del programa de movilidad predoctoral del Ministerio de Economía y Competitividad en Instituto de Telecomunicações de la Universidade de Aveiro (Portugal). Período 03/03/2015 - 21/06/2015.

A.3.2 Relacionados con el área de Matemáticas

- Titulaciones

- Doctor en Matemáticas (2017), por la Universitat Politècnica de València. Tesis: Análisis dinámico y aplicaciones de métodos iterativos de resolución de ecuaciones no lineales. Calificación: 10 (Cum Laude); candidato a Premio Extraordinario de Tesis.

- Publicaciones

- F. I. Chicharro, A. Cordero, J. R. Torregrosa. “Derivative-free high-order methods applied to preliminary orbit determination”. *Mathematical and Computer Modelling* 57 (2013), págs. 1795–1799.
- F. I. Chicharro, A. Cordero, J. M. Gutiérrez, J. R. Torregrosa. “Complex dynamics of derivative-free methods for nonlinear equations”. *Applied Mathematics and Computation* 219 (2013), págs. 7023–7035.
- S. Artidiello, F. I. Chicharro, A. Cordero, J. R. Torregrosa. “Local convergence and dynamical analysis of a new family of optimal fourth-order iterative methods”. *International Journal of Computer Mathematics* 9 (2013), págs. 2049–2060.
- F. I. Chicharro, A. Cordero, J. R. Torregrosa. “Drawing Dynamical and Parameters Planes of Iterative Families and Methods”. *The Scientific World Journal* ID 780153 (2013), págs 1–11.
- F. I. Chicharro, A. Cordero, J. R. Torregrosa. “Dynamics and fractal dimension of Steffensen-type methods”. *Algorithms* 8 (2015), págs. 271–279.
- F. I. Chicharro, A. Cordero, J. R. Torregrosa, M. P. Vassileva. “King-Type Derivative-Free Iterative Families: Real and Memory Dynamics”. *Complexity* ID 2713145 (2017), págs 1–15.
- F. I. Chicharro, A. Cordero, J. R. Torregrosa. “Dynamics of iterative families with memory based on weight functions procedure”. *Journal of Computational and Applied Mathematics* (2018), <https://doi.org/10.1016/j.cam.2018.01.019>.

- Congresos

- F.I. Chicharro, A. Cordero, J.R. Torregrosa. "Improvements of true anomaly iteration method for preliminary orbit determination". *Mathematical Modelling in Engineering and Human Behaviour 2011*, 06/09/2011, Valencia.
- F.I. Chicharro, A. Cordero, J.R. Torregrosa. "Dimensión fractal de métodos iterativos aplicados a la determinación de órbitas de satélites". *VI Jornadas de Análisis Numérico y Aplicaciones*, 24/11/2011, Logroño.
- F.I. Chicharro, A. Cordero, J.R. Torregrosa. "A family of optimal fourth-order iterative methods and its dynamics". *12th International Conference on Computational and Mathematical Methods in Science and Engineering*, 04/07/2012, La Manga.
- F.I. Chicharro, A. Cordero, J.R. Torregrosa. "A comparative analysis between some iterative methods from a dynamical point of view". *Mathematical Modelling in Engineering and Human Behaviour 2012*, 04/09/2012, Valencia.
- F.I. Chicharro, A. Cordero, J.R. Torregrosa. "Dynamic behaviour of Steffensen-type methods". *8th International Conference on Engineering Computational Technology*, 07/09/2012, Dubrovnik (Croacia).
- F.I. Chicharro, A. Cordero, J.R. Torregrosa. "Dinámica compleja y dimensión fractal de métodos de tipo Steffensen". *VII Jornadas de Análisis Numérico y Aplicaciones*, 23/11/2012, Logroño.
- F. I. Chicharro, A. Cordero, J. R. Torregrosa. "Real stability of an efficient family of iterative methods for solving nonlinear systems". *XXV Congreso de Ecuaciones Diferenciales y Aplicaciones / XV Congreso de Matemática Aplicada*, 27/06/2017, Cartagena.
- F. I. Chicharro, A. Cordero, J. R. Torregrosa. "Families of King-type iterative methods with memory for solving nonlinear problems". *XXV Congreso de Ecuaciones Diferenciales y Aplicaciones / XV Congreso de Matemática Aplicada*, 27/06/2017, Cartagena.
- F. I. Chicharro, A. Cordero, J. R. Torregrosa. "Memory and Dynamics for a family of King-type iterative methods". *17th International Conference on Computational and Mathematical Methods in Science and Engineering*, 04/07/2017, Rota.
- F. I. Chicharro, A. Cordero, J. R. Torregrosa. "Dinámica de métodos iterativos libres de derivadas". *IV Congreso de Jóvenes Investigadores de la Real Sociedad Matemática Española*, 04/09/2017, Valencia.
- F. I. Chicharro, A. Cordero, J. R. Torregrosa. "High-Order Extension of an Efficient Iterative Method for Solving Nonlinear Problems". *15th International Conference of Numerical Analysis and Applied Mathematics*, 26/09/2017, Thessaloniki (Grecia).

- F. I. Chicharro, A. Cordero, J. R. Torregrosa. “Stability of different families of iterative methods with memory”. *15th International Conference of Numerical Analysis and Applied Mathematics*, 26/09/2017, Thessaloniki (Grecia).
- F. I. Chicharro, A. Cordero, J. R. Torregrosa. “Herramientas gráficas para el estudio de la dinámica real de métodos iterativos de resolución de ecuaciones no lineales sin y con memoria”. *XII Jornadas de Análisis Numérico y Aplicaciones*, 23/11/2017, Logroño.
- F. I. Chicharro, A. Cordero, J. R. Torregrosa. “Análisis de la estabilidad de una nueva familia de métodos iterativos sin memoria de tipo King a partir de la dinámica real”. *XII Jornadas de Análisis Numérico y Aplicaciones*, 23/11/2017, Logroño.
- F. I. Chicharro, A. Cordero, J. R. Torregrosa. “Aplicación de aceleradores en una familia de métodos de tipo King para mejorar su orden de convergencia”. *XII Jornadas de Análisis Numérico y Aplicaciones*, 23/11/2017, Logroño.

- Seminarios impartidos
 - “Implementación gráfica de dinámica asociada a métodos iterativos” (20 horas). 08/01/2018 - 26/01/2018, Instituto de Matemáticas y Aplicaciones de Castellón, en la Universitat Jaume I (Castelló de la Plana).
 - “Dinámica real y computación: visualizando la estabilidad de métodos iterativos” (1 hora). 11/01/2018, Instituto de Matemáticas y Aplicaciones de Castellón, en la Universitat Jaume I (Castelló de la Plana).

- Becas
 - Beca formativa de colaboración con el Instituto de Matemática Multidisciplinar, de la Universitat Politècnica de València (Código 10/0073). Período 01/03/2011 - 30/09/2011.
 - Beca formativa de colaboración con el Instituto de Matemática Pura y Aplicada, de la Universitat Politècnica de València (Proyecto PAID 06-2010, Ref. E2677). Período 01/02/2012 - 30/09/2012.

- Contratos
 - Técnico Superior de Investigación en el Instituto de Matemática Multidisciplinar, de la Universitat Politècnica de València (Proyecto PROMETEO 2016/089). Período 07/12/2016 - 31/12/2019.
 - Profesor asociado en la Escuela Superior de Ingeniería y Tecnología, de la Universidad Internacional de la Rioja. Período 20/11/2017 - 31/07/2018.

- Otros méritos
 - Trabajo final de carrera “Dimensión fractal de métodos iterativos de resolución de ecuaciones no lineales. Aplicación a la determinación de órbitas de satélites artificiales” para la obtención del título de Ingeniero en Telecomunicación. Presentado el 28/09/2011. Calificación: 10 (M. H.).
 - Generación de la asignatura “Sistemas dinámicos discretos y continuos” del Máster Universitario en Ingeniería Matemática y Computación de la Universidad Internacional de La Rioja. Curso 2016-2017.
 - Acreditación por parte de la Agencia Nacional de Evaluación de la Calidad y Acreditación como Profesor Ayudante Doctor, con código PAD: 2017-6585.
 - Profesor de la asignatura “Métodos numéricos avanzados en ingeniería”, del Máster Universitario en Ingeniería Matemática y Computación de la Universidad Internacional de La Rioja. Curso 2017-2018.
 - Profesor de la asignatura “Técnicas Multivariantes”, del Máster Universitario en Ingeniería Matemática y Computación de la Universidad Internacional de La Rioja. Curso 2017-2018.
 - Profesor de la asignatura “Prácticas en Empresa”, del Máster Universitario en Ingeniería Matemática y Computación y del Máster Universitario en Inteligencia Artificial de la Universidad Internacional de La Rioja. Curso 2017-2018.
 - Co-director de Tesis de la doctoranda “Neus Garrido Sàez”, para la obtención del título de Doctora en Matemáticas por la Universitat Politècnica de València. Cursos 2017-2020.
 - Estancia breve en el Instituto de Matemáticas y Aplicaciones de Castellón de la Universitat Jaume I. Período 08/01/2018 - 26/01/2018.

A.3.3 Relacionados con el área de Idiomas

- First Certificate in English, University of Cambridge. Junio de 2014.
- Grau Superior en Coneixements de Valencià, Junta Qualificadora de Coneixements de Valencià. Julio de 2001.

Apéndice B

Procesado digital para la generación y detección de señales OFDM

B.1 Generación de la señal OFDM

La generación de la señal OFDM se realiza a partir de la ejecución del programa `OFDMTX.m`. Este programa realiza llamadas a los subprogramas

- `scPlan.m`, que se encarga de ubicar las portadoras en el espectro y designar el tipo de portadora (piloto, datos, nulos) en función de su ubicación,
- `PreEmp.m`, consistente en la aplicación de un filtro de pre-énfasis asociado al transmisor para ecualizar la respuesta del equipo de conversión analógica-digital y hacer frente a su respuesta no lineal en función de la frecuencia, y
- `clipOFDM.m`, que recorta la señal para evitar valores altos de *PAPR* que provoquen comportamientos no lineales de los dispositivos electrónicos.

A continuación se muestra el código de cada uno de los programas y subprogramas.

B.1.1 OFDMTX.m

```
1 function OFDMTX(BW,MOD,fC,fS,NFFT,NSym,dP,CP,clip)
2 % Copyright (C) 2017 - Francisco Israel Chicharro Lopez
3 % frachilo@upvnet.upv.es
4 %
5 % OFDMTX genera una señal real OFDM con las características determinadas
6 % por los parámetros de entrada:
7 % BW: ancho de banda eléctrico [Hz]
8 % MOD: cantidad de elementos de la modulación QAM
9 % MOD={4,16,64,128,...}
10 % fC: frecuencia eléctrica central [Hz]
11 % fS: frecuencia de muestreo del conversor digital-analógico
12 % fS={12e9,24e9}
13 % NFFT: tamaño de la FFT
14 % NFFT={128,256,512,1024,2048,4096,...}
15 % NSym: cantidad de símbolos OFDM dentro de la señal OFDM
16 % dP: separación entre los símbolos piloto
17 % CP: porcentaje de prefijo cíclico
18 % clip: porcentaje de datos sobre los que no se aplica el recorte
19 % La señal se envía directamente al equipo transmisor, de forma que no son
20 % necesarios parámetros de salida.
21 % Test: OFDMTX(3e9,16,5e9,24e9,2048,50,10,.0625,.96);
22 % Se genera una señal OFDM centrada en 5 GHz con un ancho de
23 % banda de 3 GHz, en la que los datos están modulados en 16-QAM.
24 % Se aplica un tamaño de FFT de 2048. La señal está compuesta por
25 % 50 símbolos de datos, sobre los que se introduce un símbolo
26 % piloto cada 10 símbolos de datos. Se aplica un prefijo cíclico
27 % de 6.25% del tamaño de la FFT, recortando la señal temporal en
28 % aquellos valores que quedan por encima del 96% de la señal. El
29 % muestreo se realiza a 24 GS/s.
30
31 % Inicialización
32 nPil=1:dP:NSym;
33 nDat=1:NSym; nDat(nPil)=[];
34 NPil=length(nPil);
35 X=zeros(NFFT/2,NSym);
36 NCP=NFFT*CP;
37
38 % Ubicación y asignación de portadoras
39 SC=scPlan(fC,BW,NFFT,fS);
40
41 % Moduladores de datos y pilotos
42 h2=modem.pskmod(2);
43 h=modem.qammod('M',MOD);
44 PIL=rms(h.Constellation)*modulate(h2,randsrc(sum(SC),1,0:1));
45 DAT=modulate(h,randsrc(sum(SC),NSym-NPil,0:length(h.Constellation)-1));
46
47 % Ubicación de pilotos y datos
48 STX(:,nPil)=repmat(PIL,1,NPil);
49 STX(:,nDat)=DAT;
50 X(SC~=0,:)=STX;
```

```

51
52 % Simetría hermítica
53 X=[X;zeros(1,NSym);conj(X(end:-1:2,:))];
54
55 % IFFT
56 x=ifft(X,NFFT)*sqrt(NFFT);
57
58 % Inserción del prefijo cíclico
59 xCP=[x(end-NCP+1:end,:);x];
60
61 % Normalización de la señal
62 xTX=xCP(:)/max(abs(xCP(:)))*.5;
63
64 % Pre-énfasis
65 xP=PreEmp(sum(xTX,2),fS);
66
67 % Recorte
68 xc=clipOFDM(xP,clip);
69
70 % Estructura de transmisión
71 TX.STX=STX;
72 TX.xTX=xTX;
73 TX.Mod=MOD;
74 TX.SC=SC;
75 TX.fS=fS;
76 TX.NFFT=NFFT;
77 TX.NSym=NSym;
78 TX.nP=nPil;
79 save('TX','TX')
80
81 % Carga de la señal sobre el transmisor
82 send2AWG('xc',xc)

```

B.1.2 scPlan.m

```

1 function SC=scPlan(fc,BW,NFFT,fS)
2 % Copyright (C) 2017 - Francisco Israel Chicharro Lopez
3 % frachilo@upvnet.upv.es
4 %
5 % scPlan ubica las portadoras de datos en cada uno de los puntos de la FFT.
6 % Como variable de salida, SC tiene 0s en las posiciones en las que se
7 % ubican las portadoras nulas, y 1s en las que se ubican datos.
8
9 df=fS/NFFT;
10 SC=zeros(1,NFFT/2);
11 dk=round(BW/df);
12 f1=fc-BW/2; k1=round(f1/df);
13 SC(k1+[1:dk])=1;

```

B.1.3 PreEmp.m

```
1 function xPreEmp=PreEmp(x, fS)
2 % Copyright (C) 2017 - Francisco Israel Chicharro Lopez
3 % frachilo@upvnet.upv.es
4 %
5 % PreEmp aplica un filtro de pre-énfasis sobre la señal para hacer frente a
6 % la respuesta no lineal del equipo transmisor.
7 x0=x;
8 [px0,fx0]=pwelch(x0,[],[],[],fS);
9 load q
10 q=resample(q,length(x0),length(q));
11 X0=fft(x0);
12 X1=X0.*q;
13 xPreEmp=real(iff(X1));
14 [px1,fx1]=pwelch(xPreEmp,[],[],[],fS); figure,
15 plot(fx0,10*log10(px0)), hold on, plot(fx1,10*log10(px1),'r')
```

B.1.4 clipOFDM.m

```
1 function xc=clipOFDM(x,F)
2 % Copyright (C) 2017 - Francisco Israel Chicharro Lopez
3 % frachilo@upvnet.upv.es
4 %
5 % clipOFDM obtiene la distribución de las amplitudes de la señal x;
6 % aquellos valores que están por encima del porcentaje F de la señal son
7 % recortados al valor máximo establecido por dicho porcentaje F
8
9 % Inicialización
10 xc=x;
11
12 % Histograma de las amplitudes de la señal
13 [n,pos]=hist(abs(x),200);
14
15 % Suma acumulada normalizada
16 cn=cumsum(n);
17 fn=cn/cn(end);
18
19 % Valor máximo a partir del cual se recorta la señal
20 [~,b]=find(fn>F);
21 Vsat=pos(b(1));
22
23 % Recorte de la señal
24 [c,~]=find(abs(x)>Vsat);
25 xc(c)=Vsat*sign(x(c));
26
27 % Representación
28 figure, plot(x), hold on, plot(xc,'r'),
29 title(strcat('V_{SAT}=',num2str(Vsat),'V      P=',num2str(F*100),'%'))
```

B.2 Recepción de la señal OFDM

B.2.1 OFDMRX.m

```

1 function OFDMRX(y0,fSDPO)
2 % Copyright (C) 2017 - Francisco Israel Chicharro Lopez
3 % frachilo@upvnet.upv.es
4 %
5 % OFDMRX recibe como parámetro de entrada una señal OFDM y la procesa,
6 % generando y guardando una estructura que servirá para evaluar las
7 % prestaciones de la transmisión. Como parámetro de entrada también hay que
8 % indicar la frecuencia de muestreo del equipo receptor. El programa, para
9 % conocer los datos de la transmisión, carga la estructura de la
10 % transmisión generada en OFDMTX.m.
11 % Si se utiliza el DPO72004C como receptor, guardar los datos en formato
12 % *.dat.
13 % Test: OFDMRX(y0,50e9);
14
15 %% Inicialización
16 load TX
17 STX=TX.STX;
18 x=TX.xTX;
19
20 SC=TX.SC;
21 STX0=STX;
22 fSAWG=TX.fS;
23 N=TX.NFFT;
24 NSym=TX.NSym;
25 nP=TX.nP;
26 NSC=sum(TX.SC);
27
28 % Ajuste de las frecuencias de muestreo
29 y0=resample(y0,fSAWG,fSDPO);
30
31 %% Sincronización
32 % Detección del inicio de los símbolos OFDM
33 [c,d]=xcorr(y0,x);
34 [~,dd]=max(c);
35 start=d(dd);
36 start=start:-length(x):start-6*(length(x));
37 [~,st0]=find(start>0); st0=max(st0);
38 y=y0(start(st0)+(1:length(x)));
39
40 % Reestructuración de la señal en forma de matriz
41 M=length(y)/NSym;
42 y=reshape(y,M,NSym);
43
44 %% Supresión del prefijo cíclico
45 y1=y(:,1); x1=x((M-N)+(1:N));
46 [a,b]=xcorr(y1,x1);
47 [~,d]=max(a);

```

```

48 if b(d)>(M-N)
49     b(d)=(M-N)*3/4;
50 end
51
52 %% Aplicación de la FFT
53 Y=fft(y(b(d)+(1:N),:))/sqrt(size(y,1));
54
55 %% Estimación del canal
56 % TXP: pilotos transmitidos; RXP: pilotos recibidos
57 [~,k]=find(SC~=0);
58 SRX=Y(k,:);
59 TXP=STX(:,nP);
60 RXP=SRX(:,nP);
61 H=RXP./TXP;
62 % La respuesta del canal tiene picos abruptos.
63 % Con el siguiente filtro la suavizamos
64 % Nota: designfilt está disponible a partir de la versión R2014a de Matlab
65 lpf=designfilt('lowpassfir','PassbandFrequency',.023,...
66     'StopbandFrequency',.09,'PassbandRipple',1,...
67     'StopbandAttenuation',60,'DesignMethod','kaiserwin');
68 Hf=filter(lpf,[repmat(H(1,:),NSC,1);H;repmat(H(end,:),NSC,1)]);
69 Hf=Hf(length(H)+round(mean(grpdelay(lpf)))+[1:length(H)],:);
70 indrep=0; TF=[];
71 if length(nP)>1
72     dP=nP(2)-nP(1);
73 else
74     dP=NSym;
75 end
76 % Estimación del canal con memoria
77 while (dP*indrep)<NSym
78     if indrep==0
79         Hind=Hf(:,indrep+1);
80     else
81         Hind=1/2*(Hf(:,indrep)+Hf(:,indrep+1));
82     end
83     TF=[TF repmat(Hind,1,dP)];
84     indrep=indrep+1;
85 end
86 TF(:,(NSym+1):end)=[];
87
88 %% Ecuación
89 SEQ=SRX./TF;
90
91 %% Estructura señal recibida
92 RX.SEQ=SEQ;
93 RX.nP=nP;
94 save('RX','RX');

```


B.3 Parámetros de calidad de la señal OFDM

B.3.1 OFDMQ.m

```

1 function [EVM,BER]=OFDMQ
2 % Copyright (C) 2017 - Francisco Israel Chicharro Lopez
3 % frachilo@upvnet.upv.es
4 %
5 % OFDMQ evalúa la calidad de la transmisión de la señal OFDM. Para ello,
6 % carga las estructuras de transmisión y recepción.
7 % Compara los símbolos, dando como resultado numérico el EVM global, por
8 % portadora y por símbolo.
9 % Compara los bits, dando como resultado numérico el BER global
10 % Los parámetros de salida son el EVM y el BER globales.
11
12 % Inicialización
13 load TX
14 load RX
15 STX=TX.STX;
16 nP=RX.nP;
17 SEQ=RX.SEQ;
18 MOD=TX.Mod;
19 [~,k]=find(TX.SC);
20 nD=1:TX.NSym;
21 nD(end-length(nP)+1:end)=[];
22
23 % Símbolos de datos transmitidos y recibidos
24 Tij=STX;   Rij=SEQ;
25 Tij(:,nP)=[];   Rij(:,nP)=[];
26
27 % Cálculo del EVM
28 EVMij=abs(Tij-Rij).^2./abs(Tij).^2;
29 EVMi=100*sqrt(sum(EVMij,2)/size(EVMij,2));
30 EVMj=100*sqrt(sum(EVMij,1)/size(EVMij,1));
31 EVM=100*sqrt(mean(EVMij(:)));
32
33 % Cálculo del BER
34 hDEM=modem.qamdemod('M',MOD,'SymbolOrder','gray');
35 VTX=demodulate(hDEM,Tij(:));
36 VRX=demodulate(hDEM,Rij(:));
37 bTX=de2bi(VTX(:));
38 bRX=de2bi(VRX(:));
39 nErr=sum(xor(bTX(:),bRX(:)));
40 BER=log10(nErr/numel(bTX));
41
42 % Representaciones gráficas
43 figure(1), subplot(1,1,1), plot(real(Rij),imag(Rij),'k.');
```

axis square

```

44 figure(2), subplot(2,1,1), plot(k,EVMi); title(strcat('Per SC | EVM='...
45     ,num2str(EVM),'%')); axis([k(1) k(end) 0 max(EVMi)])
46 figure(2), subplot(2,1,2), plot(nD,EVMj); title(strcat('Per Symbol | EVM='...
47     ,num2str(EVM),'%')); axis([nD(1) nD(end) 0 max(EVMj)])
```


Bibliografía

- [1] Cisco. "The Zettabyte era: trends and analysis". *White paper* (2017), págs. 1-32.
- [2] T. H. Maiman. "Stimulated optical radiation in ruby". *Nature* 187 (1960), págs. 493-494.
- [3] K. C. Kao y G. A. Hockman. "Dielectric-fiber surface waveguides for optical frequencies". *IEE Proceedings* 113 (1966), págs. 1151-1158.
- [4] N. S. Kapany. *Fiber optics: principles and applications*. Academic Press, 1967.
- [5] J. Capmany, F. J. Fraile-Peláez y J. Martí. *Fundamentos de Comunicaciones Ópticas*. Síntesis, 1998.
- [6] R. Ramaswami y K. N. Sivarajan. *Optical networks: a practical perspective*. Morgan Kaufmann, 2002.
- [7] I. B. Djordjevic. *Advanced Optical and Wireless Communications Systems*. Springer, 2018.
- [8] J. X. Cai, H. G. Batshon, M. V. Mazurczyk, O. V. Sinkin, D. Wang, M. Paskov, W. Patterson, C. R. Davidson, P. Corbett, G. Wolter, T. Hammon, M. Bolshtyansky, D. Foursa y A. Pilipetskii. "70.4 Tb/s capacity over 7,600 km in C+L band using coded modulation with hybrid constellation shaping and nonlinearity compensation". *Optical Fiber Communication Conference*. 2017, págs. 1-3.
- [9] R. W. Chang. "Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission". *Bell System Technical Journal* 45.10 (1966), págs. 1775-1796.

- [10] M. S. Zimmerman y A. L. Kirsch. "The AN / GSC-lo (KATHRYN) Variable Rate DataModem for HF Radio". *Transactions on Communication Techonology* 15 (1967), págs. 197-204.
- [11] R. W. Chang y R. A. Gibby. "A theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme". *Transactions on Communication Technology* 16 (1968), págs. 529-540.
- [12] J. Salz y S. B. Weinstein. "Fourier transform communication system". *First ACM symposium on Problems in the optimization of data communications systems*. 1969, págs. 99-128.
- [13] S. B. Weinstein. "The history of orthogonal frequency-division multiplexing". *Communications Magazine* 47 (2009), págs. 26-35.
- [14] N. LaSorte, W. J. Barnes y H. H. Refai. "The history of orthogonal frequency division multiplexing". *Global Telecommunications Conference*. ISBN 978-1-4244-2324-8. 2008.
- [15] L. J. Cimini. "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing". *Transactions on Communications* 33 (1985), págs. 667-675.
- [16] J. Capmany y B. Ortega. *Redes Ópticas*. Universitat Politècnica de València, 2006.
- [17] L. Wirbel. "10Gbps PONs follow two paths". *Microprocessor Report* (2017), págs. 1-5.
- [18] H. S. Abbas y M. A. Gregory. "The next generation of passive optical networks: a review". *Journal of Network and Computer Applications* 67 (2016), págs. 53-74.
- [19] T. Tsuboi, T. Taniguchi y T. Yokotani. "Technical features and approaches on optical access networks for various applications". *IEICE Transactions on Communications* E100B (2017), págs. 1606-1613.
- [20] S.B. Weinstein y P.M. Ebert. "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform". *Transactions on Communication Technology* 19 (1971), págs. 628-634.
- [21] W. Shieh e I. Djordjevic. *OFDM for Optical Communications*. Academic Press, 2010.
- [22] J. Armstrong. "OFDM for optical communications". *Journal of Lightwave Technology* 27 (2009).
- [23] N. Cvijetic. "OFDM for next-generation optical access networks". *Journal of Lightwave Technology* 30 (2012), págs. 384-398.

- [24] A. Peled y A. Ruiz. "Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms". *International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*. Vol. 5. 1980, págs. 964-967.
- [25] J.K. Cavers. "An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels". *Transactions on Vehicular Technology* 40 (1991), págs. 686-693.
- [26] L. Liu, X. Yang y W. Hu. "Experimental evaluation of pilot pattern design in direct-detection optical OFDM transmission". *Optics Communications* 294 (2013), págs. 83-87.
- [27] S. Ohno, E. Manasseh y M. Nakamoto. "Preamble and pilot symbol design for channel estimatino in OFDM systems with null subcarriers". *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking* 2 (2011), págs. 1-17.
- [28] R. Nee y R. Prasad. *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Artech House, 2000.
- [29] P. E. D. Cruz, T. M. F. Alves y A. V. T. Cartaxo. "Experimental assessment of 10 Gbit/s SSB OFDM IM-DD systems performance employing raised-cosine based symbol precoding". *Journal of Lightwave Technology* 32 (2014), págs. 1631-1638.
- [30] J. Xiao, J. Yu, X. Li, Q. Tang, H. Chen, F. Li, Z. Cao y L. Chen. "Hadamard transform combined with companding transform technique for PAPR reduction in an optical direct-detection OFDM system". *Journal of Optical Communications and Networking* 4 (2012), pág. 709.
- [31] T. A. Truong, M. Arzel, H. Lin, B. Jahan, B. Charbonnier y M. Jezequel. "PAPR reduction using contiguous-tone tone reservation technique in optical OFDM IMDD transmissions". *Optical Fiber Communication Conference* (), JTh2A67.
- [32] Ö. Bulakçi, M. Schuster, C. A. Bunge y B. Spinnler. "Precoding based peak-to-average power ratio reduction for optical OFDM demonstrated on compatible single-sideband modulation with direct detection". *Conference on Optical Fiber Communication*. 2008, págs. 1-3.
- [33] X. Liang, W. Li, W. Ma y K. Wang. "A simple peak-to-average power ratio reduction scheme for all optical orthogonal frequency division multiplexing systems with intensity modulation and direct detection". *Optics Express* 17 (2009), págs. 756-760.
- [34] J. A. L. Silva, A. V. T. Cartaxo y M. E. V. Segatto. "A PAPR reduction technique based on a constant envelope OFDM approach for fiber nonlinearity mitigation in optical direct-detection systems". *Journal of Optical Communications and Networking* 4 (2012), pág. 296.

- [35] R. B. Nunes, H. R. O. Rocha, D. A. A. Mello, F. D. Simões, M. E. V. Segatto y J. A. L. Silva. "Transmission of CE-OFDM Signals Over MMF Links Using Directly Modulated 850-nm VCSELs". *Photonics Technology Letters* 27 (2015), págs. 315-318.
- [36] L. Nadal, M. Svaluto, J. M. Fabrega y G. Junyent. "Comparison of peak power reduction techniques in optical OFDM systems based on FFT and FHT". *International Conference on Transparent Optical Networks*. 2011, págs. 1-4.
- [37] J. Armstrong. "Peak-to-average power reduction for OFDM by repeated clipping and frequency domain filtering". *Electronic Letters* 38 (2002), págs. 246-247.
- [38] S.A. Khwandah, J.P. Cosmas, I.A. Glover, P.I. Lazaridis, N.R. Prasad y Z.D. Zaharis. "Direct and external intensity modulation in OFDM RoF links". *Photonics Journal* 7 (2015), págs. 1-11.
- [39] P. Yang, H. Shi y X. Chen. "EAM-based multiband OFDM systems incorporating PAPR reduction and SSII cancellation". *Optics and Laser Technology* 78 (2016), págs. 50-55.
- [40] M. Peng, M. Chen, H. Zhou, Q. Wan, L. Jiang, L. Yang, Z. Zheng y L. Chen. "Hybrid PAPR reduction scheme with Huffman coding and DFT-spread technique for direct-detection optical OFDM systems". *Optical Fiber Technology* 40 (2018), págs. 1-7.
- [41] R. P. Giddings, E. Hugues-Salas, X. Q. Jin, J. L. Wei y J. M. Tang. "Experimental Demonstration of Real-Time Optical OFDM Transmission at 7.5 Gb/s Over 25-km SSMF Using a 1-GHz RSOA". *Photonics Technology Letters* 22 (2010), págs. 745-747.
- [42] I.B. Djordjevic y B. Vasic. "Orthogonal frequency division multiplexing for high-speed optical transmission". *Optics Express* 14 (2006), págs. 3767-3775.
- [43] F.I. Chicharro, B. Ortega, M. De Diego y J. Mora. "OOFDM Signal Transmission Using a Single Optical Broadband Source". *Photonics Technology Letters* 29 (2017), págs. 563-566.
- [44] C. Costa. "Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexed communication systems: analysis, design and optimization". Tesis doct. Universitat Politècnica de València, 2014.
- [45] D. Pastor, F. Ramos y J. Capmany. *Sistemas de Comunicaciones Ópticas*. Editorial UPV, 2007.
- [46] C. Cox, E. Ackerman, R. Helkey y G. E. Betts. "Techniques and performance of intensity-modulation direct-detection analog optical links". *Transactions on Microwave Theory and Techniques* 45 (1997), págs. 1375-1383.
- [47] Q. Yang, A.A. Amin y W. Shieh. "Impact of Nonlinearities on Fiber Optic Communications". Springer, 2011. Cap. 2, págs. 43-85.

- [48] X. Zhang, Z. Li, C. Li, M. Luo, H. Li, C. Li, Q. Yang y S. Yu. "Transmission of 100-Gb/s DDO-OFDM/OQAM over 320-km SSMF with a single photodiode". *Optics Express* 22 (2014), págs. 12079-12086.
- [49] A. Shahpari, J. D. Reis, R. Ferreira, D. M. Neves, M. Lima y A. L. Teixeira. "Terabit+ (192 x 10 Gb/s) nyquist shaped UDWDM coherent PON with upstream and downstream over a 12.8 nm band". *Optical Fiber Communication*. 2013, PDP5B3.
- [50] Z. Xu, R. Hui y M. O'Sullivan. "Dual-band OOFDM system based on tandem single-sideband modulation transmitter". *Optics Express* 17 (2009), págs. 13479-13486.
- [51] H.B. Zhang, X.W. Yi, Q.W. Zhang, Y. Ling, M.L. Deng, E. Hugues-Salas, R.P. Giddings, Y. Hong, M. Wang y J.M. Tang. "Robust real-time 15.125 Gb/s adaptive optical OFDM transmissions over 100m OM2 MMFs utilizing directly modulated VCSELs subject to optical injection locking". *Optics Express* 22 (2014), págs. 1163-1171.
- [52] J. M. Tang, P. M. Lane y K. A. Shore. "High speed transmission of adaptively modulated optical OFDM signals over multimode fibres using directly modulated DFBs". *Journal of Lightwave Technology* 24 (2006), págs. 429-441.
- [53] S. Mikroulis, M. P. Thakur y J. E. Mitchell. "Evaluation of OOK and OFDM on an SMF-MMF- SMF Link Targeting a PON / 60-GHz Topology for Beyond 4G". *Photonics Technology Letters* 28 (2016), págs. 449-452.
- [54] A. J. Lowery y L. B. Du. "Optical orthogonal division multiplexing for long haul optical communications: A review of the first five years". *Optical Fiber Technology* 17 (2011), págs. 421-438.
- [55] R. P. Giddings. "Real-time Digital Signal Processing for Optical OFDM-Based Future Optical Access Networks". *Journal of Lightwave Technology* 32 (2014), págs. 553-570.
- [56] R. P. Giddings, E. Hugues-Salas y J. M. Tang. "30Gb/s real-time triple sub-band OFDM transceivers for future PONs beyond 10Gb/s". *European Conference and Exhibition on Optical Communication*. 2013, págs. 1-3.
- [57] D. Qian, T. T. O. Kwok, N. Cvijetic, J. Hu y T. Wang. "41.25 Gb/s real-time OFDM receiver for variable rate WDM-OFDMA-PON transmission". *Conference on Optical Fiber Communication*. 2010, págs. 1-3.
- [58] W. Shieh, X. Yi y J. M. Tang. "Transmission experiment of multi-gigabit coherent optical OFDM systems over 1000km SSMF fibre". *Electronic Letters* 43 (2007).
- [59] W. Shieh, H. Bao e Y. Tang. "Coherent optical OFDM: theory and design". *Optics Express* 16 (2008), págs. 841-859.

- [60] Z. Zan, M. Premaratne y A. J. Lowery. "Laser RIN and linewidth requirements for direct detection optical OFDM". *Conference on Quantum Electronics and Laser Science Conference on Lasers and Electro-Optics*. 2008, págs. 2-3.
- [61] B.J.C. Schmidt, A.J. Lowery y J. Armstrong. "Experimental demonstrations of electronic dispersion compensation for long-haul transmission using direct-detection optical OFDM". *Journal of Lightwave Technology* 26 (2008), págs. 196-203.
- [62] E. Giacomidis, A. Matin, J. Wei, N. J. Doran, L. P. Barry y X. Wang. "Blind Nonlinearity Equalization by Machine Learning based Clustering for Single- and Multi-Channel Coherent Optical OFDM". *Journal of Lightwave Technology* PP (2017). DOI: 10.1109/JLT.2017.2778883.
- [63] Y. N. Ali y Z. Zan. "Laser phase noise tolerance in direct detection optical OFDM transmission using laser linewidth emulator". *Photonics Journal* 9 (2017), pág. 7106414.
- [64] E. Vanin. "Performance evaluation of intensity modulated optical OFDM system with digital baseband distortion". *Optics Express* 19 (2011), págs. 4280-4293.
- [65] J. Capmany, F. J. Fraile-Peláez y J. Martí. *Dispositivos de Comunicaciones Ópticas*. Síntesis, 1999.
- [66] J. Capmany, D. Pastor, B. Ortega y S. Sales. *Problemas de Comunicaciones Ópticas*. Universitat Politècnica de València, 2003.
- [67] G. J. Meslener. "Chromatic dispersion induced distortion of modulated monochromatic light employing direct detection". *Journal of Quantum Electronics* 20 (1984), págs. 1208-1216.
- [68] R. P. Giddings, E. Hugues-Salasy J. M. Tang. "Experimental demonstration of record high 19.125Gb/s real-time end-to-end dual-band optical OFDM transmission over 25km SMF in a simple EML-based IMDD system". *Optics Express* 20 (2012), págs. 20666-20679.
- [69] X. Q. Jin, E. Hugues-Salasy, R. P. Giddings, J. L. Wei, J. Groenewald y J. M. Tang. "First real-time experimental demonstrations of 11.25 Gb/s optical OFDMA PONs with adaptive dynamic bandwidth allocation". *Optics Express* 19 (2011), págs. 20557-20570.
- [70] S. T. Le, M. E. McCarthy, N. M. Suibhne, M. A. Z. Al-Khateeb, E. Giacomidis, N. Doran, A. D. Ellis y S. K. Turitsyn. "Demonstration of phase-conjugated subcarrier coding for fiber nonlinearity compensation in CO-OFDM transmission". *Journal of Lightwave Technology* 33 (2015), págs. 2206-2212.
- [71] L. Martín, J. M. Fabrega, L. Nadal y M. Svaluto. "Performance analysis of CO-OFDM schemes based on multidimensional constellations for long-haul transmission". *International Conference on Transparent Optical Networks* (2017), págs. 3-6.

- [72] Y. Xiao, Z. Wang, J. Cao, R. Deng, Y. Liu, J. He y L. Chen. "Time-frequency domain encryption with SLM scheme for physical-layer security in an OFDM-PON system". *Journal of Optical Communications and Networking* 10 (2018), págs. 46-51.
- [73] F. B. Ogunkoya, W. O. Popoola, A. Shahrabi y S. Sinanovic. "Performance evaluation of pilot-assisted PAPR reduction technique in optical OFDM systems". *Photonics Technology Letters* 27 (2015), págs. 1088-1091.
- [74] J. Zhao y C. K. Chan. "Adaptively loaded IM/DD offset-QAM OFDM based on set-partitioned QAM formats". *Asia Communications and Photonics Conference*. 2017, Su4C1.
- [75] Z. Feng, M. Tang, S. Fu, L. Deng, Q. Wu, R. Lin, R. Wang, P. Shum y D. Liu. "Performance-enhanced direct detection optical OFDM transmission with CAZAC equalization". *Photonics Technology Letters* 27 (2015), págs. 1507-1510.
- [76] T.M.F. Alves y A.V.T. Cartaxo. "Power budget of ultra-dense virtual-carrier-assisted DD MB-OFDM next-generation PON". *Photonics Technology Letters* 28 (2016), págs. 1406-1409.
- [77] W. Shieh, Q. Yang e Y. Ma. "107 Gb/s coherent optical OFDM transmission over 1000-km SSMF fiber using orthogonal band multiplexing". *Optics Express* 16 (2008), págs. 6378-6386.
- [78] S. L. Jansen, I. Morita, T. C. W. Schenk y H. Tanaka. "121.9-Gb/s PDM-OFDM transmission with 2-b/s/Hz spectral efficiency over 1000 km of SSMF". *Journal of Lightwave Technology* 27 (2009), págs. 177-188.
- [79] E. Pincemin, M. Song, J. Karaki, O. Zia-Chahabi, T. Guillosoy, D. Grot, G. Thouenon, C. Betoule, R. Clavier, A. Poudoulec, M. Van Der Keur, Y. Jaouen, R. Le Bidan, T. Le Gall, P. Gravey, M. Morvan, B. Dumas-Feris, M. L. Moulinard y G. Froc. "Multi-band OFDM transmission at 100 Gbps with sub-band optical switching". *Journal of Lightwave Technology* 32 (2014), págs. 2202-2219.
- [80] X. Liu, S. Chandrasekhar, P. J. Winzer, T. Lotz, J. Carlson, J. Yang, G. Cheren y S. Zederbaum. "1.5-Tb/s guard-banded superchannel transmission over 56x100-km (5600-km) ULAF using 30-Gbaud pilot-free OFDM-16QAM signals with 5.75-b/s/Hz net spectral efficiency". *ECOC*. 2012, págs. 1-3.
- [81] X. Chen, J. He, D. Che y W. Shieh. "Hybrid modulated multiband coherent optical OFDM for low-complexity phase noise compensation". *Journal of Lightwave Technology* 33 (2015), págs. 126-132.
- [82] T. M. F. Alves y A. V. T. Cartaxo. "100-Gb/s DD-MB-OFDM metro network with 11-Gb/s granularity and 2.85-GHz receiver". *Photonics Technology Letters* 27 (2015), págs. 2551-2554.

- [83] V. Vujicic, P.M. Anandarajah y C. Browning. "WDM-OFDM-PON based on compatible SSB technique using a mode locked comb source". *Photonics Technology Letters* 25 (2013), págs. 2058-2061.
- [84] H. He, J. Li, M. Bi y W. Hu. "20-Gbps low cost WDM-OFDM-PON downstream transmission with tunable filter and linear APD module". *Chinese Optics Letters* 12 (2013), págs. 1-4.
- [85] J. Von Hoyningen-Huene, H. Griebler, M. Eiselt, C. Ruprecht y W. Rosenkranz. "Comparison of Rx-DSP-structures in experimental OFDMA-PON uplink transmission system". *Conference on Optical Fiber Communication*. 2014, TU2F4.
- [86] C. Ruprecht, Y. Chen, F. Fritzsche, J. Von Hoyningen-Huene, N. Hanik, E. Weis, D. Breuer y W. Rosenkranz. "37.5 km urban field trial of OFDMA-PON using colorless ONUs with dynamic bandwidth allocation and TCM". *Journal of Optical Communications and Networking* 7.1 (2015), págs. 153-161.
- [87] H. Chen, M. Yuang, P. L. Tien, D. Z. Hsu, C. C. Wei, Y. S. Tsai y J. Chen. "Design and demonstration of a colorless WDM-OFDMA PON system architecture achieving symmetric 20-Gb/s transmissions with residual interference compensation". *Optics Express* 21 (2013), págs. 21097-21104.
- [88] J. Yu, M. F. Huang, D. Qian, L.Chen y G. K. Chang. "Centralized lightwave WDM-PON employing 16-QAM intensity modulated OFDM downstream and OOK modulated upstream signals". *Photonics Technology Letters* 20 (2008), págs. 1545-1547.
- [89] I. N. Cano, X., Escayola, P. C. Schindler, M. Santos, V. Polo, J. Leuthold, I. Tomkos y J. Prat. "Experimental demonstration of a statistical OFDM-PON with multiband ONUs and elastic bandwidth allocation". *Journal of Optical Communications and Networking* 7 (2015), A73-A79.
- [90] M. Bi, S. Xiao, H. He, J. Li, L. Liu y W. Hu. "Power budget improved symmetric 40-Gb/s long reach stacked WDM-OFDM-PON system based on single tunable optical filter". *Photonics Journal* 6 (2014).
- [91] S. Amiralzadeh, A. T. Nguyen, C. S. Park y L. A. Rusch. "Single-Fiber Lightwave Centralized WDM-OFDMA-PON With Colorless Optical Network Units". *Journal of Optical Communications and Networking* 8 (2016), págs. 196-205.
- [92] P. C. Schindler, R. Schmogrow, M. Dreschmann, J. Meyer, I. Tomkos, J. Prat, H. G. Krimmel, T. Pfeiffer, P. Kourtessis, A. Ludwig, D. Karnick, D. Hillerkuss, J. Becker, C. Koos, W. Freude y J. Leuthold. "Colorless FDMA-PON With Flexible Bandwidth Allocation and Colorless, Low-Speed ONUs". *Journal of Optical Communications and Networking* 5 (2013), A204-A212.

-
- [93] N. Cvijetic, M. Cvijetic, M.F. Huang, E. Ip, Y.K. Huang y T. Wang. "Terabit optical access networks based on WDM-OFDMA-PON". *Journal of Lightwave Technology* 30 (2012), págs. 493-503.
- [94] N. Cvijetic, M. Cvijetic y T. Wang. *Orthogonal frequency division multiple access time division multiple access-passive optical networks OFDMA TDMA PON architecture for 4G and beyond mobile backhaul*. US Patent 8,897,648. 2014.
- [95] *AWG7000 Series Data Sheet*. 76W-22259-15. Tektronix. 2012.
- [96] Y. Gao, J. Yu, J. Xiao, Z. Cao, F. Li y L. Chen. "Direct-detection optical OFDM transmission system with pre-emphasis technique". *Journal of Lightwave Technology* 29 (2011), págs. 2138-2145.
- [97] D. Z. Hsu, C. C. Wei, H. Y. Chen, J. Chen, M. C. Yuang, S. H. Lin y W. Y. Li. "21 Gb/s after 100 km OFDM long-reach PON transmission using a cost-effective electro-absorption modulator". *Optics Express* 18 (2010), págs. 27758-27763.
- [98] B. J. C. Schmidt, Z. Zan, L. B. Du y A. J. Lowery. "120 Gbit/s over 500-km using single-band polarization-multiplexed self-coherent optical OFDM". *Journal of Lightwave Technology* 28 (2010), págs. 328-335.
- [99] T.M. Schmidl y D.C. Cox. "Robust frequency and timing synchronization for OFDM". *Transactions on Communications* 45 (1997), págs. 1613-1621.
- [100] H. Minn, V.K. Bhargava y K.B. Letaief. "A robust timing and frequency synchronization for OFDM systems". *Transactions on Wireless Communications* 2 (2003), págs. 822-839.
- [101] *Design digital filters*. mathworks.com/help/signal/ref/designfilt.html. Matlab. 2014.
- [102] R.A. Shafik, M.S. Rahman y A.H.M.R. Islam. "On the extended relationships among EVM, BER and SNR as performance metrics". *4th International Conference on Electrical and Computer Engineering*. 2006, págs. 408-411.
- [103] *Forward error correction for high bit-rate DWDM submarine systems*. Recommendation G.975.1, Appendix I9. International Telecommunication Union. 2004.
- [104] F.I. Chicharro. "Transmisión de Señales SSB-OOFDM en Redes Ópticas WDM de Alta Eficiencia Espectral". Tesis de mtría. Universitat Politècnica de València, 2014.
- [105] F.I. Chicharro, B. Ortega y J. Mora. "Paired SSB optical OFDM channels for high spectral efficient signal transmission over DWDM networks". *Optics Communications* 370 (2016), págs. 239-244.

- [106] F.I. Chicharro, B. Ortega, J. Mora y M. De Diego. "Sistemas ópticos de transmisión de señales OFDM en redes DWDM con canales pareados de alta densidad espectral". *XXXI Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*. ISBN 978-84-608-9674-6. 2016, S2.1.2.
- [107] F.I. Chicharro, B. Ortega, M. De Diego y J. Mora. "Broadband optical sources for low-cost WDM-MB-OFDM networks". *Communications Letters* 21 (2017), págs. 1759-1762.
- [108] F.I. Chicharro, B. Ortega, M. De Diego y J. Mora. "Reconfigurable optical OFDM signal transmitter based on sliced ASE source for DD MB-OFDM next generation WDM access networks". *19th International Conference on Transparent Optical Networks*. ISBN 978-1-5386-0859-3. 2017, Tu.C2.4.
- [109] J. Pérez, F.I. Chicharro, B. Ortega y J. Mora. "On the evaluation of an optical OFDM radio over FSO system with IM-DD for high-speed indoor communications". *19th International Conference on Transparent Optical Networks*. ISBN 978-1-5386-0859-3. 2017, We.P.21.
- [110] I. Sekkiou, F. I. Chicharro, B. Ortega y J. Mora. "Bidirectional WDM-OOOFDM access network based on a sliceable optical transceiver with colorless ONUs". *Aceptado por Optical Switching and Networking* (2018), págs. 1-10.
- [111] J. Leibrich, A. Ali, H. Paul, W. Rosenkranz y K. Kammeyer. "Impact of modulator bias on the OSNR requirement of direct-detection optical OFDM". *Photonics Technology Letters* 21 (2009), págs. 1033-1035.
- [112] A. J. Lowery y J. Armstrong. "Orthogonal-frequency-division multiplexing for optical dispersion compensation of long-haul systems". *Optics Express* 14 (2006), págs. 2079-2084.
- [113] T.M.F. Alves, L.M.M. Mendes y A.V.T. Cartaxo. "High granularity multiband OFDM virtual carrier-assisted direct-detection metro networks". *Journal of Lightwave Technology* 33 (2015), págs. 42-54.
- [114] Z. Cao, J. Yu, W. Wang, L. Chen y Z. Dong. "Direct-detection optical OFDM transmission system without frequency guard band". *Photonics Technology Letters* 22 (2010), págs. 736-738.
- [115] S. A. Nezamalhosseini, L. R. Chen, Q. Zhuge, M. Malehika, F. Marvasti y D. V. Plant. "A novel receiver for spectrally efficient direct detection optical OFDM". *Photonics Conference*. 2013, págs. 539-540.
- [116] M. Svaluto, J. M. Fabrega, F. J. Vilchez, L. Nadal y G. Junyent. "Experimental demonstration of a cost-effective bit rate variable IM / DD optical OFDM with reduced guard band". *Optics Express* 20 (2012), págs. 572-574.

-
- [117] M. Schuster, S. Randel, C.A. Bunge, S.C.J. Lee, F. Breyer, B. Spinnler y K. Petermann. "Spectrally efficient compatible single-sideband modulation for OFDM transmission with direct detection". *Photonics Technology Letters* 20 (2008), págs. 670-672.
- [118] J. Wei, X. Jin y J. Tang. "The influence of directly modulated DFB lasers on the transmission performance of carrier-suppressed single-sideband optical OFDM signals over IMDD SMF systems". *Journal of Lightwave Technology* 27 (2009), págs. 2412-2419.
- [119] J. Ma y W. Zhou. "Joint influence of the optical carrier-to-sideband ratio and guard band on direct-detection SSB-OOOFDM system". *Photonics Journal* 7 (2015), págs. 1-13.
- [120] W. Peng, B. Zhang, K. Feng, X. Wu, A. Willner y S. Chi. "Spectrally efficient direct-detected OFDM transmission incorporating a tunable frequency gap and an iterative detection techniques". *Journal of Lightwave Technology* 27 (2009), págs. 5723-5735.
- [121] F. Raharimanitra, P. Chanclou, T. N. Duong, J. Masson, B. Le, B. Charbonnier, M. Ouzzif, N. Genay, A. Gharba, F. Saliou, R. Brenot y G. Devalicourt. "Spectrum sliced sources AMOOFDM modulated for WDM and TDM PON". *European Conference on Optical Communication* (2009), págs. 5-6.
- [122] M. H. Reeve, A. R. Hunwicks, W. Zhao, S. G. Methley, L. Bickers y S. Hornung. "Led Spectral Slicing for Single-Mode Local Loop Applications". *Electronic Letters* 24 (1988), págs. 389-390.
- [123] J. S. Lee, Y. C. Chung y D. J. Di Giovanni. "Spectrum-Sliced Fiber Amplifier Light Source for Multichannel WDM Applications". *Photonics Technology Letters* 5 (1993), págs. 1458-1461.
- [124] D. K. Jung, S. K. Shin, C.-H. Lee e Y. C. Chung. "Wavelength-Division-Multiplexed Passive Optical Network Based on Spectrum-Slicing Techniques". *Photonics Technology Letters* 10 (1998), págs. 1334-1336.
- [125] J. Cho, J. Kim, D. Gutierrez y L. G. Kazovsky. "Broadcast Transmission in WDM-PON using a Broadband Light Source". *Optical Fiber Communication*. 2007, OWS7.
- [126] F. Grassi, J. Mora, B. Ortega y J. Capmany. "Subcarriers multiplexing tolerant dispersion transmission system employing optical broadband sources". *Optics Express* 17 (2009), págs. 4740-4751.
- [127] F. Grassi. "Centralized transmission techniques for full-duplex reconfigurable WDM optical access networks". Tesis doct. Universitat Politècnica de València, 2013.

- [128] F. Grassi, J. Mora, B. Ortega y J. Capmany. "GHz-multichannel SCM-WDM transmission over multimode fiber links employing an optical broadband source". *International Topical Meeting on Microwave Photonics*. 2009, págs. 1-4.
- [129] S. L. Jansen, I. Morita, T. C. W. Schenk, N. Takeda y H. Tanaka. "Coherent optical 25.8-Gb/s OFDM transmission over 4160-km SSMF". *Journal of Lightwave Technology* 26 (2008), págs. 6-15.
- [130] I. B. Djordjevic, A. Jovanovic, Z. Peric y T. Wang. "Optimized vector-quantization-based signal constellation design (OVQ-SCD) for multidimensional optical transport". *Transactions on Communications* 62 (2014), págs. 3262-3273.
- [131] W.R. Peng, I. Morita, H. Takahasi y T. Tsuritani. "Transmission of high-speed (>100 Gb/s) direct-detection optical superchannel". *Journal of Lightwave Technology* 30 (2012), págs. 2025-2034.