



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

**PROGRAMA DE MAESTRIA Y DOCTORADO EN
INGENIERIA**

**Modelado y Simulación de Sistemas Ópticos
Multiportadora para Incrementar
la Eficiencia Espectral.**

T E S I S

QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:

MAESTRO EN INGENIERÍA

ELÉCTRICA – TELECOMUNICACIONES

P R E S E N T A :

SAÚL OMAR VÁZQUEZ SÁNCHEZ

TUTOR:

**DR. RAMÓN GUTIÉRREZ CASTREJÓN
INSTITUTO DE INGENIERÍA**

MÉXICO D.F. 2015



**INSTITUTO
DE INGENIERÍA
UNAM®**



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

Jurado Asignado

Presidente: Dr. Rangel Licea Víctor

Secretario: Dr. Garduño Mejía Jesús

1er. Vocal: Dr. Gutiérrez Castrejón Ramón

2do. Vocal: Dr. Matías Maruri José María

3er. Vocal: Dr. Rodríguez Cuevas Jorge

Lugar o lugares donde se realizó la tesis:

INSTITUTO DE INGENIERÍA
UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

TUTOR DE TESIS

GUTIÉRREZ CASTREJÓN RAMÓN

FIRMA

Agradecimientos

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por haberme otorgado una beca para realizar mis estudios de Maestría y apoyar en este sentido mi investigación.

Al Instituto de Ingeniería UNAM así como al Programa de Maestría y Doctorado en Ingeniería por brindarme las facilidades y recursos necesarios para el desarrollo del proyecto.

A los sinodales por el tiempo que dedicaron en la revisión de esta tesis y sus valiosas recomendaciones.

A mis amigos que siempre estuvieron ahí para apoyarme, escucharme, aconsejarme e impulsarme. Por permitirme ser parte de sus vidas y por permitirse ser parte de la mía.

A mis tíos, tías y primos por haberme enseñado el valor e importancia de la familia.

A mi hermana por allanar el camino, siempre he seguido tus pasos. A mi madre y mi padre, que sin su apoyo incondicional jamás habría llegado hasta aquí. Por darme todo sin pedir nada a cambio, por criarme y soportarme. Por motivarme a superarme. Este logro es suyo.

Al Dr. Ramón Gutiérrez Castrejón (tutor de mi tesis y líder del proyecto) por haberme guiado en todo momento, por su apoyo, asesoría y tiempo. Tenerlo como tutor no sólo hizo más sencillo el camino, lo hizo gratificante y motivante. Todos sus consejos, enseñanzas y regaños me han enriquecido personal y profesionalmente. Le estaré eternamente agradecido.

A la UNAM por abrirme las puertas como uno más de sus hijos. Por brindarme la educación y formación necesaria para ser una persona de bien. Hoy me voy con la idea de regresar en el futuro un poco de lo que me ha dado. Mi eterno amor y agradecimiento. Gracias.

Índice

Jurado Asignado	2
Agradecimientos	3
Índice	4
Lista de Figuras	7
Lista de Tablas	10
Resumen	11
Capítulo 1	
Introducción	1—12
1.1 Antecedentes.	1—12
1.2 Definición del Problema.	1—13
1.3 Objetivos y Metas	1—15
1.5 Estructura de la tesis.	1—15
1.5.1 Capítulo 1.	1—15
1.5.2 Capítulo 2.	1—16
1.5.3 Capítulo 3.	1—16
1.5.4 Capítulo 4.	1—16
1.5.5 Capítulo 5.	1—16
1.5.6 Capítulo 6	1—16
Capítulo 2	
Multiplexación por división de Frecuencia Ortogonal.	2—17
2.1 Introducción	2—17
2.2 Ortogonalidad de las señales	2—17

2.3 Formulación Matemática de la modulación OFDM	2—18
2.4 Implementación práctica de un sistema OFDM	2—20
2.5 Prefijo Cíclico (CP)	2—21
2.6 Principales Afectaciones en los sistemas OFDM	2—24
2.6.1 Relación de Potencia Pico a Promedio (PAPR)	2—24
2.6.2 Dispersión.	2—25
2.6.3 Atenuaciones.	2—26
Capítulo 3	
OFDM Óptico.	3—27
3.1 Introducción	3—27
3.2 Sistemas ópticos OFDM linealmente mapeados.	3—28
3.2.1 Comparación CO-OFDM y DD-OOOFDM	3—28
3.2.2 DD-OOOFDM	3—28
3.3 DD-OOOFDM No linealmente Mapeado (NLM-DD-OOOFDM)	3—30
3.4 Arquitectura de un sistema LM-DD-OOOFDM.	3—32
3.4.1 Transmisor	3—33
3.3.2 Fibra óptica	3—38
3.3.3 Receptor.	3—39
3.4 Parámetros de Desempeño.	3—40
3.4.1 Cálculo de BER usando EVM	3—41
Capítulo 4	
Simulación del Sistema DD-OOOFDM	4—43
4.1 Software de simulación.	4—43
4.2 Configuración de la simulación.	4—44
4.2.1. Transmisor.	4—44
4.2.2 Enlace (fibra óptica)	4—49
4.2.3 Receptor	4—49
Capítulo 5	

Resultados: Aplicación de DD-OFDM en un canal óptico de 100 Gb/s para la siguiente generación de Ethernet.	5—51
5.1 Introducción: la siguiente generación de Ethernet.	5—51
5.2 Evolución de la señal a lo largo del sistema	5—52
5.3 Análisis del Desempeño del canal óptico ODFM.	5—60
5.4 Factibilidad del enlace a 10 km con un supercanal corriendo a 100 Gb/s.	5—62
Capítulo 6	
Conclusiones generales y trabajo a futuro	6—69
6.1 Conclusiones	6—69
6.2 Trabajo a futuro.	6—71
Referencias	72
Glosario	77
Apéndice A	79
Código Transmisor	79
Apéndice B	83
Código Receptor	83
Apéndice C	88
Artículo LAOP-2014	88

Lista de Figuras

Fig. 2.1 Diagrama general de un sistema de modulación multiportadora.....	2—18
Fig. 2.2 Espectro de un sistema OFDM.....	2—20
Fig. 2.3 Diagrama general de un sistema OFDM basado en DFT/ IDFT A) Transmisor B) Receptor.	2—20
Fig. 2.4 Señales OFDM a) sin prefijo cíclico en el transmisor, b) sin prefijo cíclico en el receptor, c) con CP en el transmisor d) con CP en el receptor [9].	2—23
Fig. 2.5 Efecto de utilizar técnicas como Clipping para reducir PAPR. 3 niveles de recorte (clip) se utilizan, el nivel 3 que limita la señal mayormente introduce más distorsión	2—25
Fig. 2.6 Necesidad de introducir el CP; el canal afecta de forma diferente a las frecuencias que conforman la señal OFDM [35].	2—26
Fig. 3.1. Elementos de interés que son productos de la recepción y su mezcla. La banda de las subportadoras es B_{SC} y B_{GAP} es la banda de guarda [44].	3—29
Fig. 3.2. Comparación del espectro de los dos tipos de DD-OOFDM, ambas señales con ancho de banda de 5 GHz y 256 subportadoras. A) Espectro de la señal NLM-DD-OOFDM directamente modulada; se asume $C=1$ y $m=0.3$ B) BLU-OOFDM [9].	3—32
Fig. 3.3. Esquema LM-DD-OOFDM con Offset BLU implementado.....	3—33
Fig. 3.4. Esquema de modulación 16-QAM.....	3—33
Fig. 3.5 a) Tres señales senoidales con diferente frecuencia y misma amplitud. b) Se muestra como la suma de esas 3 señales tiene una variación ligeramente menor, en amplitud, al hacer la “decorrelación aleatoria” (verde). En azul la suma sin “decorrelación aleatoria”.	3—34
Fig. 3.6 Espectro óptico generado por el modulador. Se compara tanto aquel con la técnica que reduce PAPR (azul claro) como aquel que no la utiliza. Se puede apreciar a simple vista que una presenta mayor potencia que la otra.	3—35
Fig. 3.7 Espectro eléctrico del símbolo OFDM en RF, señal que alimenta al modulador. La tasa es de 10 Gb/s con una modulación 16-QAM, por lo tanto $f_{RF}=3.75$ GHz.	3—37
Fig. 3.8 Función de Transferencia del modulador óptico. El sesgo introducido permite trabajar apenas por encima de los nulos de intensidad, en la zona donde el campo es lineal. Los puntos en rojo corresponden a la señal de control que se utiliza para operar el interferómetro.	3—38
Fig. 3.9 a) El Diff-MZM reproduce el símbolo RF-OOFDM en el dominio óptico con doble banda lateral. B) El filtro elimina la banda lateral inferior, de forma que se mantenga la mejor BER posible. Los espectros ópticos son producidos con una señal modulada a 10 Gb/s (ver Fig. 3.7).	3—38
Fig.3.10 Diagrama del receptor implementado. La sección óptica se muestra en azul y fondo gris, la sección eléctrica en verde.....	3—39

Fig. 3.11 Gráfica del desfásamiento que sufren las N_{SC} subportadoras que componen a cada uno de los símbolos OFDM. El desfásamiento aleatorio se elimina con el fin de ilustrar cómo afecta la dispersión de la fibra a la fase de las subportadoras.	3—40
Fig. 3.12 Las líneas continuas corresponden al valor teórico de EVM vs BER para modulaciones 4-QAM y 16 QAM. Los puntos, corresponden a los valores obtenidos de las transmisiones simuladas con los esquemas de modulación correspondientes en un enlace de 10 km.	3—42
Fig. 4.1 Esquema del enlace OOFDM implementado en VPI; la secciones enmarcadas en verde corresponden a las secciones eléctricas y de procesamiento digital. Al ser un software especializado en óptica se aprovechan los elementos previamente configurados para simular la sección óptica del enlace (enmarcada en azul).	4—44
Fig. 4.2 Imagen en escala de grises serializada para conformar la secuencia de bits que se transmite en el enlace.	4—45
Fig. 4.3 Diagrama del transmisor del sistema OFDM. Los componentes de la sección eléctrica y de procesamiento digital se encuentran enmarcados en naranja y la sección óptica del transmisor en azul.	4—45
Fig. 4.4 Se muestra una comparación entre la señal OFDM generada para un símbolo con la técnica reductora de PAPR y aquella que no la utiliza.	4—46
Fig. 4.5 Espectro de la señal óptica generada por el modulador óptico, después de ser filtrada. Se ilustra cómo al modular el símbolo OFDM en RF se crea la banda de guarda (BG).	4—47
Fig. 4.6 Potencia óptica a la salida del modulador como función del voltaje de la señal alimentadora. En rojo se muestra la región de operación, tanto sin optimizar (izquierda), como con los valores óptimos de amplificación y sesgo (derecha). Así se logra aprovechar toda la región de operación lineal del MZM, lo que se traduce en una señal óptica más robusta y con mejor OSNR.	4—48
Fig. 4.7 Diagrama del receptor del sistema OOFDM. Los componentes de la sección eléctrica y de procesamiento digital se encuentran enmarcados en naranja. A diferencia del transmisor, en el receptor sólo se utiliza un componente óptico, el fotodetector.	4—49
Fig. 4.8 Constelaciones de la señal recibida antes de ser ecualizada (izquierda) y después de la ecualización (derecha). La dispersión producida por la fibra óptica es bien compensada por el proceso de ecualización implementado.	4—50
Fig. 5.1 Esquema general simplificado del enlace DD-OOFDM. Se numeran los puntos más importantes donde se analizará el comportamiento de la señal.	5—53
Fig. 5.2 Señal digital (puntos), y “analógica” (en rojo) generada por el DAC en la sección eléctrica del transmisor.	5—54
Fig. 5.3 Espectro eléctrico de la señal eléctrica generada en el transmisor.	5—55
Fig. 5.4 Espectro de la señal óptica continua medida con una resolución de 12.5 GHz.	5—56
Fig. 5.5 Espectro óptico generado por el modulador MZM. (Medido con una resolución de 197.5 kHz). .	5—57
Fig. 5.6 Espectro óptico a la salida del filtro óptico. (Medido con una resolución de 197.5 kHz).	5—58
Fig. 5.7 Espectro óptico a la salida de la fibra después de haberse propagado 10 km. (Medido con una resolución de 197.5 kHz)	5—59
Fig. 5.8 Espectro eléctrico detectado en el receptor en el enlace de 10 km.	5—60
Fig. 5.9 BER del sistema DD-OOFDM como función de la potencia recibida en el detector.	5—62

Fig. 5.10 Constelaciones recibidas y ecualizadas para el enlace BtB. A la izquierda el enlace original con las afectaciones propias del sistema y a la derecha el sistema de potencia controlada con $ROP=-17$ dBm. 5—64

Fig. 5.11 Constelaciones recibidas y ecualizadas para el enlace de 10 km. A la izquierda el enlace original con las afectaciones propias del sistema y a la derecha el sistema de potencia controlada con $ROP=-17$ dBm. 5—65

Fig. 5.12 Constelaciones recibidas y ecualizadas para el enlace de 20 km. A la izquierda el enlace original con las afectaciones propias del sistema y a la derecha el sistema de potencia controlada con $ROP=-17.12$ dBm.... 5—65

Fig. 5.13 Constelaciones recibidas y ecualizadas para el enlace de 40 km. A la izquierda el enlace original con las afectaciones propias del sistema y a la derecha el sistema de potencia controlada con $ROP=-17.12$ dBm.... 5—66

Fig. 5.14 Imagen recibida en el enlace de 10 km. No hay errores. 5—67

Fig. 5.15 Imagen recibida en el enlace de 40 km. Hay una gran cantidad de errores presente. 5—67

Lista de Tablas

Tabla .1.1 Desarrollo Histórico de OFDM	1—13
Tabla 4.1 Conformación de la tasa de transmisión.	4—47
Tabla 4.2 Parámetros de simulación sistema DD-OOOFDM.	4—47
Tabla 5.1 Valores obtenidos para realizar la gráfica mostrada en Fig. 5.8. Se resalta en cada enlace el valor obtenido en el enlace estudiado cuando no se controla la potencia que llega al fotodetector.	5—61
Tabla 5.2 BER y EVM para el sistema DD-OOOFDM implementado para distintas distancias.	5—64

Resumen

El crecimiento súbito en la demanda de ancho de banda para satisfacer las necesidades de las nuevas aplicaciones, ha ampliado el panorama en la búsqueda de sistemas de comunicaciones enfocados principalmente en el aprovechamiento óptimo del ancho de banda disponible y en la sencillez de su implementación. *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) como técnica de multiplexación sobre un canal de fibra óptica, se destaca por cumplir con dichos requisitos. Se presenta una descripción detallada de dichos sistemas y se profundiza en aquellos que en su estudio cumplieron con los requisitos ya mencionados.

Se demuestra también la factibilidad técnica de un enlace óptico de comunicaciones para la transmisión de 100 Gb/s sin el uso de FEC o un amplificador óptico para un alcance máximo de 10 km, así como la posible escalabilidad a un mayor número de canales. El enlace descrito, se presenta elemento por elemento. Destacando aquellas secciones donde se trabajó a mayor detalle para garantizar una BER de 10^{-12} . Todo se logró simulando el sistema en VPI y Matlab.

Capítulo 1

Introducción

La creciente demanda de mayor capacidad de transmisión en los sistemas de transporte de información, ha llevado a la necesidad de desarrollar nuevas técnicas de transmisión para los sistemas de comunicación por fibra óptica, los cuales se han consolidado como la infraestructura de capa física más empleada en redes de transporte de largo alcance y, en años más recientes, han incursionado en el terreno de las redes metropolitanas y redes de acceso. Al uso de WDM (wavelength division multiplexing) [1], recientemente se ha incorporado el uso de los formatos avanzados de modulación óptica [2][3], cuya finalidad principal es incrementar en la medida de lo posible la eficiencia espectral con que operan estos sistemas. Además, el formato adecuado se puede elegir de tal forma que haga al sistema más resistente al ruido, a la dispersión cromática, o a los efectos no lineales, sin existir, hasta ahora, un solo formato que haya probado ser superior para todas las aplicaciones. La decisión final con respecto a cuál es el formato más adecuado será tomada por un equilibrio entre los efectos mencionados, dependiendo del enlace de transmisión de que se trate [1].

Una técnica de modulación que resulta ser especialmente atractiva es OFDM, que es una técnica multiportadora que también es conocida como modulación multitono. El principio de esta tecnología consiste en dividir el mensaje a transmitir en varias cadenas de bits, los cuales se transmiten en subcanales o subportadores paralelos que son altamente independientes. Las N sub-portadoras que se transmiten por N sub-canales tienen la propiedad especial de ser ortogonales entre sí y espaciadas correctamente en frecuencia, esto permite que exista solapamiento entre las sub-portadoras pero sin que exista interferencia entre ellas, logrando con esto un mayor aprovechamiento del espectro disponible.

1.1 Antecedentes.

En 1966 Robert W. Chang introduce OFDM [4] el cual ha sido utilizado en varios estándares como Wireless LAN (WiFi, IEEE 802.11a/g), Wireless MAN (WiMAX, IEEE

802.16e), y ADSL. Sin embargo, no fue sino hasta principios de este siglo que se empezó a considerar su uso como parte de los sistemas de comunicación basados en el uso de fibras ópticas [5]. Uno de los conjuntos más ampliamente usados de subportadoras para esta tecnología es aquel en que el proceso de modulación y demodulación se puede implementar mediante el uso de la transformada (rápida) de Fourier directa e inversa [6], razón por la cual este formato de modulación ha ganado popularidad. Las arquitecturas para su implantación en sistemas ópticos de telecomunicaciones pueden dividirse en dos: electro-ópticas y completamente ópticas. En la primera arquitectura, una señal eléctrica OFDM se genera mediante el uso de un transmisor que emplea un microprocesador con capacidad para procesamiento digital de señales. Dicha señal es a su vez utilizada para controlar un modulador óptico. Tanto el proceso de modulación como de demodulación se realizan en el dominio eléctrico. En el segundo enfoque, la señal OFDM se genera y detecta mediante el uso de dispositivos ópticos exclusivamente. Los componentes principales del sistema son entonces un generador de subportadoras ortogonales y la implementación óptica de una transformada rápida de Fourier [7][8], que generalmente se basa en el uso de un banco de filtros. Aunque interesante por la capacidad potencial de transmisión que ofrece, este enfoque es en la actualidad poco práctico por los costos y complejidad que su implementación representa, por lo que las demostraciones correspondientes se han presentado a nivel laboratorio.

En la tabla 1.1 se muestran los avances más notables en el desarrollo de OFDM [9].

1966	R. Chang publica trabajo fundamental de OFDM
1971	Weinstein y Ebert, implementan la DFT en OFDM
1980	Peled y Ruiz introducen el Prefijo Cíclico
1985	L. Cimini, sienta las bases para OFDM en comunicaciones móviles
1995	DSL adopta formalmente la tecnología multi-tono (DMT), una variación de OFDM
1995 (19997)	Estandar de transmisión digital de audio (video) ETSI, DAB(DVB)
1999(2002)	Estándar Wireless LAN, 802.11 a (g), Wi-Fi
2004	Estándar Wireless MAN, 802.16, WiMax
2009	Estándar Long time evolution (LTE), 4G

Tabla 1.1 Desarrollo Histórico de OFDM

1.2 Definición del Problema.

El crecimiento explosivo de las aplicaciones demandantes de ancho de banda, hace inminente el requerimiento de tasas de transmisión que sean del orden de 100 Gb/s para las redes de comunicación de siguiente-generación [10], [11]. La IEEE P802.3ba Ethernet Task Force se creó en 2007 para estandarizar las tecnologías existentes que trabajaban a 100 Gb/s [12]. Finalmente, en 2010, el grupo dedicado emitió sus recomendaciones y

propuso la utilización de cuatro canales Wavelength-Division-Multiplexed (WDM) en paralelo. Cada canal porta 25 Gb/s modulados con la técnica On-Off-Keying (OOK) para transportar en total los 100 Gb/s en una distancia máxima de 40 km en fibra monomodo. El estándar propone la amplificación de los canales demultiplexados usando un amplificador óptico de semiconductor (SOA, por sus siglas en inglés) previo a la detección, para compensar las pérdidas generadas en el enlace y cumplir con el presupuesto de potencia. Dicha propuesta permite limitar el ancho de banda con que operan los elementos optoelectrónicos y de radiofrecuencia (RF) a una tasa de 25 GHz, pero con la desventaja de gran complejidad y alto costo tanto en el transmisor y el receptor como, principalmente, en la etapa de multicanalización [12-14], ya que se requieren de cuatro láseres, cuatro moduladores ópticos de electroabsorción, cuatro diodos PIN, un SOA y, por supuesto, un multiplexor y un demultiplexor. El estándar recomienda el uso de la banda óptica de 1310 nm para el transporte de la señal y la amplificación, por lo que la escalabilidad del sistema se ve comprometida debido a las pérdidas producidas por la fibra óptica, inherentes a dicha banda en comparación con las pérdidas en la banda de 1550 nm y la capacidad de los amplificadores de fibra dopada de erbio (EDFA por sus siglas en inglés) que operan precisamente en la banda C[15].

De la misma forma, se ha demostrado la factibilidad en la implementación de sistemas ópticos del orden de 100 Gb/s basados en OFDM con detección coherente y detección directa que combinan, multiplexación por división de polarización (POL-MUX), formatos de modulación avanzados y/o coherencia-propia [16-17]. Dichas demostraciones se han concentrado en enlaces de larga distancia y han adoptado arquitecturas que garantizan la factibilidad sin reparar en el costo o complejidad del enlace. Sin embargo, cuando se trata de sistemas enfocados a Ethernet y otras aplicaciones de corto alcance o punto a punto, la relación costo-efectividad y la simplicidad son determinantes en las tecnologías nacientes [18-19].

El problema que se busca resolver en esta tesis es el de definir una alternativa para implementar un sistema de transmisión basado en fibra óptica cuyo alcance sea compatible con los requerimientos actuales de los centros de datos, que opere a 100 Gb/s y que permita en un futuro ser escalado hasta tasas de Tb/s, velocidades que se prevén para Ethernet a finales de esta década [15]. Dicha alternativa debe estar basada en una combinación de OFDM directamente detectado (incoherente) DDO-OFDM y formatos avanzados de modulación, como *quadrature amplitude modulation* (QAM), de modo que la arquitectura propuesta no presente altos costos ni gran complejidad a la hora de ser implementada. Con ello se busca trasladar el esquema multicanal del dominio óptico al dominio electrónico y de procesamiento de señales (que es robusto, económico y bien conocido). Se pretende que el sistema alternativo explote las ventajas de la banda de 1550 nm y sustituya el uso de los cuatro canales WDM, por un canal de 100 Gb/s, enfocándose también en la sencillez de la implementación para garantizar una ventaja costo-efectividad real.

1.3 Objetivos y Metas

El objetivo de esta tesis es realizar una investigación con el fin de incrementar la cantidad de datos que pueden transmitirse a través de un enlace de fibra óptica monomodo mediante el uso de formatos de modulación avanzados. En particular, se diseñó e implementó una herramienta computacional que simula el proceso de modulación, propagación a lo largo de una fibra óptica y demodulación de una señal digital utilizando la técnica de Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM).

Entre los objetivos particulares de esta tesis, destacan:

- Realizar un análisis bibliográfico de implantaciones de OFDM en sistemas ópticos y generar un marco conceptual de las tecnologías disponibles, con ventajas y desventajas.
- Seleccionar una tecnología de modulación/demodulación OFDM que sea susceptible de implementarse como base de la próxima generación de Ethernet para un alcance mínimo de 10 km.
- Proponer una arquitectura alternativa para los sistemas ópticos existentes que operan a 100 Gb/s, basado en la combinación de OFDM y QAM que:
 - Exploté las ventajas de la banda de 1550 nm.
 - No implemente técnicas de *forward error correction* (FEC) que producen latencia y son costosas.
 - No utilice amplificadores ópticos.
 - Sea simple y reduzca la complejidad de los sistemas ya estudiados.
 - Garantice una BER (tasa de bit en error) compatible con el más reciente estándar Ethernet que corresponde a 1×10^{-12} .
 - Sea escalable para atender futuras demandas en el orden de los Tb/s.
 - No encarezca el sistema.
- Simular dicha arquitectura en software especializado comercial y ampliamente probado, como VPI, para demostrar su factibilidad.
- Resolver los problemas que se generen al pasar de la teoría a la simulación.

1.5 Estructura de la tesis.

1.5.1 Capítulo 1.

El presente capítulo aborda la problemática y complejidad que los sistemas ópticos de transmisión actuales presentan en su versión de 100 Gb/s. Basado en esto expone los objetivos que se persiguen en la tesis para solventarlos u ofrecer una alternativa.

1.5.2 Capítulo 2.

En dicho capítulo se introduce al lector en los conceptos básicos de OFDM, que servirán para comprender el desarrollo del trabajo. Se profundiza en aquellas afectaciones que, en un enlace óptico, resultan de mayor importancia para entender el efecto que tendrán a la hora de simular el sistema y de ser posible disminuir su impacto.

1.5.3 Capítulo 3.

Con las bases previamente presentadas de OFDM en el dominio eléctrico, en este capítulo se traslada OFDM al dominio óptico. Se analizan las diversas formas de hacer dicho traslado así como los sistemas que los implementan, haciendo énfasis en los sistemas que cumplen con los requerimientos previamente especificados. Por último, se expone cómo es que se analizan dichos sistemas con base en los parámetros de desempeño, para saber si son funcionales o si ofrecen ventaja alguna.

1.5.4 Capítulo 4.

Este capítulo explica paso a paso la forma en la que se simuló y optimizó el sistema OOFDM previamente escogido para la transmisión de 100 Gb/s netos, así como los parámetros de simulación utilizados.

1.5.5 Capítulo 5.

En este capítulo se analiza la evolución de la señal OFDM al ser transmitida por el sistema OFDM seleccionado y se presentan los resultados arrojados por la simulación. Analizando el desempeño del sistema en términos de BER se demuestra la factibilidad del sistema propuesto.

1.5.6 Capítulo 6

Finalmente se presentan las conclusiones del trabajo y se proponen nuevos ángulos de estudio con base en la experiencia obtenida para poder enriquecer la investigación.

Capítulo 2

Multiplexación por división de Frecuencia Ortogonal.

2.1 Introducción

En esta sección se presentan las generalidades de la multiplexación por división de frecuencia con la característica de que cada una de las portadoras que transportan la información es ortogonal a todas las demás. Es decir, cada una se puede considerar un vector en un espacio N-dimensional, en donde todos los vectores son ortogonales. N es el número de portadoras. El uso de esta tecnología permite aprovechar de manera eficiente el espectro y de ahí su importancia para muchos sistemas de telecomunicaciones que operan hoy en día. Tal es el caso de la telefonía celular de última generación o los sistemas *power line communications* o PLC, que aprovechan el medio en que se transmite energía eléctrica para comunicarse [20].

2.2 Ortogonalidad de las señales

Dos señales φ_1 y φ_2 son ortogonales si su producto interno es cero, es decir, si la integral de la multiplicación de ambas señales es cero. Siempre que $\varphi_1 \neq \varphi_2$. La expresión matemática está dada por [9]:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \varphi_1(t) \cdot \varphi_2(t) dt = 0 \quad (1)$$

Si tenemos una señal $r(t)$ compuesta por la suma de $\varphi_1(t)$ y de $\varphi_2(t)$, podemos recuperar cualquiera de las dos señales al multiplicar $r(t)$ por la señal de interés y realizar la integral, esto es:

$$r(t) = \varphi_1(t) + \varphi_2(t) \quad (2)$$

Para recuperar $\varphi_1(t)$

$$\int_{-\infty}^{\infty} r(t) \cdot \varphi_1(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_1(t) \cdot [\varphi_1(t) + \varphi_2(t)] dt = \quad (3)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \varphi_1^2(t) dt + \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_1(t) \cdot \varphi_2(t) dt = \quad (4)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \varphi_1^2(t) dt + 0 \quad (5)$$

De aquí deriva la importancia de la ortogonalidad en OFDM, ya que este mismo proceso puede ser trasladado a la suma de muchas señales. Así, al multiplicar por la señal de interés ésta puede recuperarse. Hay que notar que no se hace referencia a un cambio en la fase de dichas señales ya que de haberlo, las señales dejarían de ser ortogonales. Dicho problema será abordado posteriormente.

2.3 Formulación Matemática de la modulación OFDM

Los sistemas multiportadora comenzaron a ser utilizados hace más de un siglo, cuando se requería mandar varias señales de tasa baja a través de un canal con un ancho de banda relativamente amplio. En la Fig. 2.1 se representa la estructura general de un sistema con modulación multiportadora (MCM) basado en el uso de un mezclador complejo (IQ), utilizado comúnmente en MCM. OFDM es una clase específica de MCM. [9]

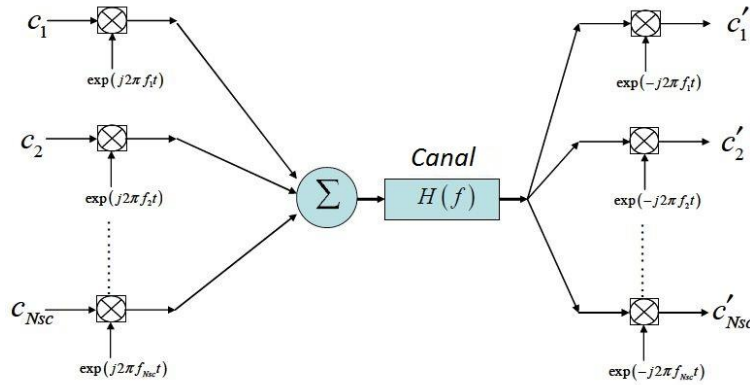


Fig. 2.1 Diagrama general de un sistema de modulación multiportadora.

La señal multiportadora que se transmite se representa como:

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^{N_{Sc}} c_{ki} S_k(t - T_s) \quad (6)$$

$$s_k(t) = \prod (t) e^{(j2\pi f_k t)} \quad (7)$$

Y

$$\prod(t) = \begin{cases} 1, & (0 < t \leq T_s) \\ 0, & (t \leq 0, t > T_s) \end{cases} \quad (8)$$

donde c_{ki} es el i -ésimo símbolo de información en la k -ésima subportadora, s_k es la forma de onda para la k -ésima subportadora, N_{sc} es el número total de subportadoras, f_k es la frecuencia de la k -ésima subportadora, T_s es el periodo del símbolo y $\prod(t)$ es la función pulso unitario. El detector óptimo para cada subportadora se basa en el uso de un filtro acoplado para cada una de ellas o un correlacionador acoplado. Por lo tanto, el símbolo detectado a la salida del correlacionador está dado por:

$$c'_{ki} = \int_0^{T_s} r(t - iT_s) s_k^* dt = \int_0^{T_s} r(t - iT_s) e^{(-j2\pi f_k t)} dt \quad (9)$$

donde $r(t)$ es la señal recibida en el dominio temporal para un sistema multiportadora. El sistema clásico al que se hace referencia usa frecuencias que no se traslapan y están limitadas en banda. El sistema se implementa mediante el uso de un gran número de filtros y osciladores, tanto en el transmisor como en el receptor [21], y adolece de un problema: el ancho de banda requerido por los sistemas es demasiado grande. Al ser elementos que necesitan gran sincronización y precisión es necesario dejar un espaciamiento entre portadoras o banda de guarda (BG) que es un múltiplo de la tasa de símbolo, teniendo un impacto enorme en la eficiencia espectral. Para remediar esto el siglo pasado se propuso la utilización de multiplexación por división de frecuencia ortogonal (conocido como OFDM), empleando series de señales traslapadas pero que cumplieran con la condición de ortogonalidad [22]. Dicha condición se genera de la estrecha correlación entre dos portadoras de índices k y l , dada por (10):

$$\partial_{kl} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} s_k s_l^* dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{[j2\pi(f_k - f_l)t]} dt = e^{[j2\pi(f_k - f_l)T_s]} \frac{\sin[\pi(f_k - f_l)T_s]}{\pi(f_k - f_l)T_s} \quad (10)$$

Se puede observar que si se satisface la siguiente importante condición

$$f_k - f_l = m \frac{1}{T_s} \quad (11)$$

entonces las dos subportadoras son ortogonales entre sí, esto significa que estos arreglos de subportadoras al estar separadas en un múltiplo del inverso de la tasa de símbolo, pueden ser recuperadas con filtros acoplados a pesar del traslape espectral. Un esquema del espectro de un sistema OFDM en donde las subportadoras se traslapan se muestra en la Fig. 2.2.

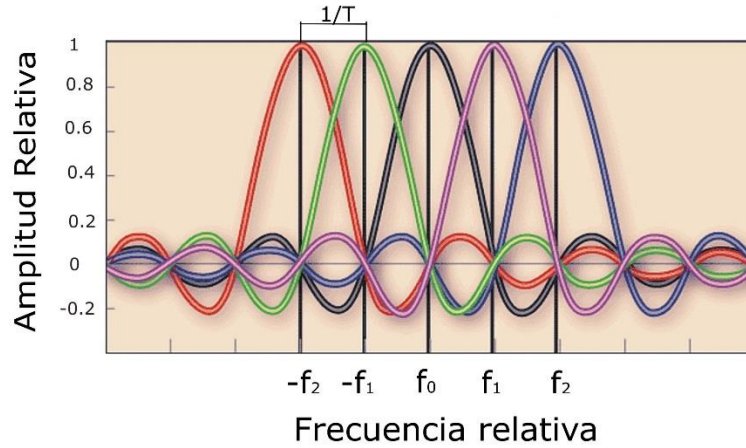


Fig. 2.2 Espectro de un sistema OFDM.

Uno de los principales retos de OFDM es buscar que el canal de transmisión afecte a las N subportadoras como si de un canal plano se tratará. Esto se traduce en arquitecturas extremadamente complejas que utilizan osciladores y filtros tanto en el transmisor como en el receptor. Weinstein y Ebert fueron los primeros en introducir a OFDM la modulación/demodulación basadas en la Transformada Discreta de Fourier (DFT) [23].

2.4 Implementación práctica de un sistema OFDM

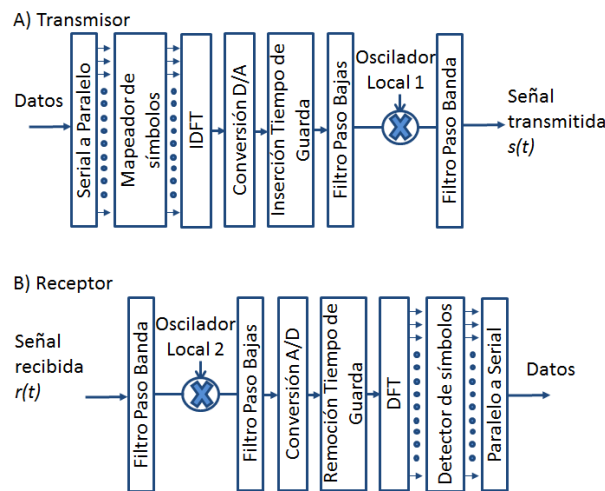


Fig. 2.3 Diagrama general de un sistema OFDM basado en DFT/ IDFT A) Transmisor B) Receptor.

Lo que diferencia a OFDM de otros procedimientos de multiplexación en frecuencia es la ortogonalidad, pues el “espaciamiento adecuado” entre portadoras en este caso es óptimo. OFDM pertenece a una subclase de la modulación multiportadora en la cual el flujo de datos (con tasa alta) es dividido en flujos más pequeños que son transportados por varias subportadoras, distinguidas por tener una tasa de transmisión mucho menor, lo que

aumenta la duración del símbolo, y por tanto soluciona los problemas generados al intentar aumentar la tasa de transmisión. Sin embargo, las ventajas de OFDM se reducen si la ortogonalidad entre las subportadoras no se puede mantener. Para que el canal afecte a cada portadora de la misma forma, debido a la gran cantidad de subportadoras que se utilizan, se debe construir una estructura del circuito que es muy compleja, ya que involucra osciladores y filtros tanto en el receptor como en el transmisor volviéndolo en algunos casos impráctico [9].

A diferencia de los sistemas convencionales, un sistema OFDM basado en DFT nos conduce a una arquitectura relativamente sencilla, en la cual se transmite una gran cantidad de subportadoras. Dicha arquitectura se ilustra en la Fig. 2.3, en la que se incorporan convertidores, analógico - digital (ADC) y digital-analógico (DAC). En el transmisor una serie de datos de entrada acotada en el tiempo es paralelizada, cada entrada paralela es mapeada a su correspondiente símbolo digital propio de las subportadoras que forman al símbolo OFDM. Posteriormente, se obtiene la señal digital en el dominio del tiempo al implementar la IDFT, la cual es convertida a una forma de onda real gracias al DAC. El intervalo de guarda se introduce para prevenir la interferencia inter-símbolos (ISI) generada por la dispersión del canal. La señal OFDM en banda base se transporta a una banda conveniente de radio frecuencia (RF) mediante el uso de un modulador/mezclador IQ. En el receptor se realizan las operaciones contrarias. La señal OFDM en RF es trasladada a banda base con el demodulador IQ, muestreada con el ADC y posteriormente demodulada por la DFT para terminar siendo procesada y recuperar los datos. Es importante mencionar que mediante el uso de la transformada directa e inversa de Fourier automáticamente se garantiza la condición de ortogonalidad expresada en la ecuación (11) [24]. De este modo, tanto la modulación como el proceso de demodulación se tornan en procesos relativamente simples y convierten a OFDM en una alternativa muy atractiva para la transmisión de señales. La Transformada Rápida de Fourier (FFT) es un algoritmo rápido que permite calcular eficientemente la DFT. Lo logra reduciendo el número de operaciones aritméticas llevadas a cabo, de N^2 a $N \log N$, donde N es el tamaño de la señal a ser transformada. El desarrollo de la FFT ha contribuido a la implementación eficiente de los moduladores/demoduladores OFDM.

2.5 Prefijo Cíclico (CP)

Como se mencionó previamente, la inserción del tiempo de guarda tiene por objeto mitigar los efectos dispersivos que el canal tenga sobre la señal, dichos efectos merman el desempeño de los sistemas por lo que es de vital importancia combatirlos. La mejor forma de hacerlo es utilizando la técnica de inserción del prefijo cíclico [25,26].

Supongamos que se tienen dos símbolos OFDM consecutivos que atraviesan un medio dispersivo con un retardo t_d y supongamos que cada símbolo tiene únicamente dos subportadoras con un retardo "rápido" y "lento" (t_d). En la Fig. 2.4 a) se puede observar que tanto la subportadora rápida (s_r) y la subportadora lenta (s_l) salen alineadas del transmisor y al llegar al receptor Fig. 2.4 b), s_l llega con un retardo t_d con respecto a s_r . Es evidente que debido a la dispersión del canal el final de s_l que pertenece al primer símbolo

se traslapa con la llegada de s_r perteneciente al segundo símbolo OFDM, lo que se conoce como interferencia entre símbolos (ISI). Más aún, como la forma de onda de la señal s_r está completa en la ventana de la FFT, la condición estricta de ortogonalidad entre las subportadoras se pierde trayendo como resultado la interferencia Intra-portadoras (ICI).

El prefijo cíclico (CP) se propone como respuesta a ambos problemas, ISI e ICI [25]. La Fig. 2.4 c) muestra la inserción de CP mediante extensión cíclica del símbolo OFDM dentro del intervalo de guarda, Δ_G . Como se puede observar, la forma de onda contenida en dicho intervalo es una copia idéntica de aquella en la ventana DFT. La Fig. 2.4 d) muestra la recepción del símbolo OFDM con el intervalo de guarda. Si se asume que la señal se propaga por el mismo canal dispersivo y se selecciona la misma ventana de DFT que contiene un símbolo OFDM completo para la subportadora rápida, se puede comprobar en la Fig. 2.4 d), que un símbolo OFDM completo para la subportadora lenta se mantiene debido a que una porción del CP que se ha mudado a la ventana de DFT reemplaza la parte idéntica que se ha desplazado fuera de ella. El símbolo OFDM recibido para s_i es entonces una copia casi idéntica, salvo por un pequeño cambio de fase, el cual es considerado en la estimación del canal que se hace en el receptor. Se llega entonces a una de las condiciones para la transmisión de OFDM libre de ISI dada por:

$$t_d < \Delta_G \quad (12)$$

Después de la inserción del prefijo cíclico hay dos cuestiones que se deben procurar para asegurar la correcta recepción de la información. 1- Seleccionar una ventana apropiada para implementar la DFT (sincronización de la ventana de DFT) y 2- hacer una correcta estimación del cambio de fase que afecta a cada una de las subportadoras (estimación del canal, o recuperación de las subportadoras).

Esta última se puede hacer de dos formas, se puede hacer insertando tramas conocidas entre nuestra información o con portadoras piloto. La respuesta al impulso finita del canal, que se desconoce, puede ser estimada ya sea en el dominio del tiempo por las tramas que se han insertado o en el dominio de la frecuencia por las portadoras piloto [26].

La literatura no hace una referencia sobre cuál es el límite exacto que la extensión del prefijo cíclico debe tener, pero es importante recalcar que al introducirlo estamos reduciendo la eficiencia espectral, ya que no se está enviando más información; por lo que se tiene que aumentar el ancho de banda si se quiere mantener la tasa de transmisión. Muchos autores coinciden en que el CP no debe rebasar el 10% de la extensión del símbolo OFDM, aunque la utilización de CP mucho mayor al 10% en canales inalámbricos es muy común[27].

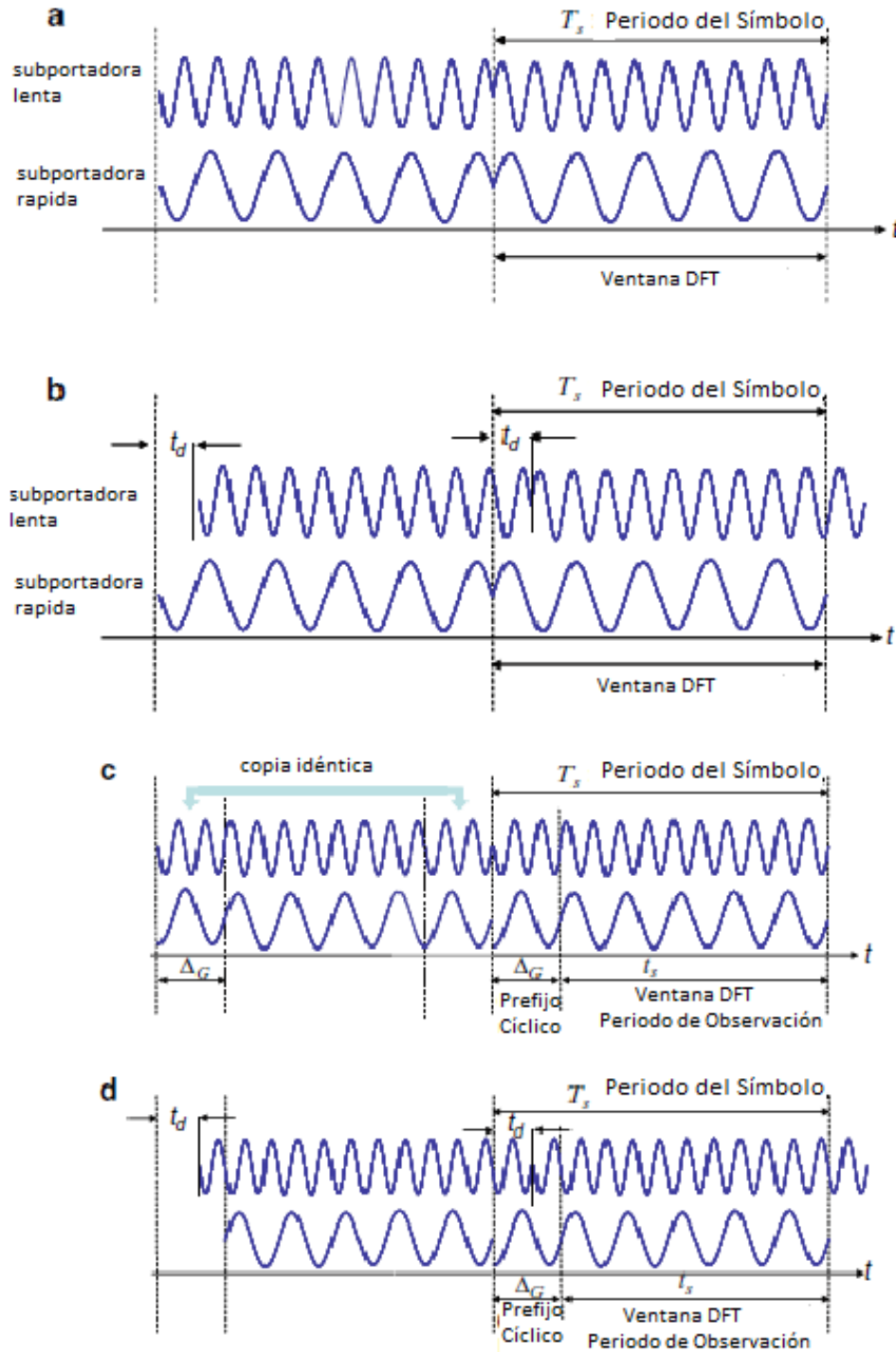


Fig. 2.4 Señales OFDM a) sin prefijo cíclico en el transmisor, b) sin prefijo cíclico en el receptor, c) con CP en el transmisor d) con CP en el receptor [9].

2.6 Principales Afectaciones en los sistemas OFDM

Ya sea en un medio inalámbrico o alámbrico es de esperar que el canal afecte de manera significativa a la señal de interés. Dichos problemas se pretenden abordar en esta sección, haciendo énfasis en aquellos que pueden presentarse en un esquema óptico.

2.6.1 Relación de Potencia Pico a Promedio (PAPR)

Una de las limitantes más importantes en cualquier sistema OFDM, es la posibilidad de experimentar grandes picos de potencia debido a que la señal representa la suma de N variables aleatorias complejas. Dichas subportadoras (variables) pueden alinearse en fase en cualquier momento y producir un pico de potencia alto. Dicho pico es cuantificado por la relación de potencia pico a potencia promedio (PAPR por sus siglas en inglés). Este efecto distorsiona la señal cuando el transmisor contiene componentes no lineales como amplificadores de potencia, los cuales operan en la región no lineal. Los efectos no-lineales pueden degenerar en distorsiones intra-banda o fuera-de-banda de la señal. Para garantizar una transmisión sin distorsiones, la región de operación de los amplificadores tiene que modificarse aproximadamente en la misma cantidad que el PAPR, limitando de esta forma la eficiencia de los amplificadores o a cualquier elemento no lineal, como puede ser el mismo modulador en un sistema óptico, presente en el sistema. Dichas no linealidades dependen fuertemente de la intensidad de la señal que se transmite, por lo que sus efectos limitan en gran medida al sistema [28].

Si X es un vector de datos con longitud N , el vector en el dominio del tiempo en el transmisor sería $[x_0, \dots, x_{N-1}]$. El PAPR se define como

$$R = \frac{|x_N|^2}{P_{AVG}} \quad (13)$$

donde P_{AVG} representa la potencia promedio.

Hay varias formas para combatir el PAPR [29-33], uno de los más utilizados es la técnica conocida como *Clipping*, método que propone simplemente recortar (clip) la señal a un nivel estimado de potencia. A pesar de ser un método ampliamente utilizado para reducir PAPR, introduce grandes niveles de distorsión así como ICI y ensanchamiento de banda, tal y como se puede observar en la Fig. 2.5 [9].

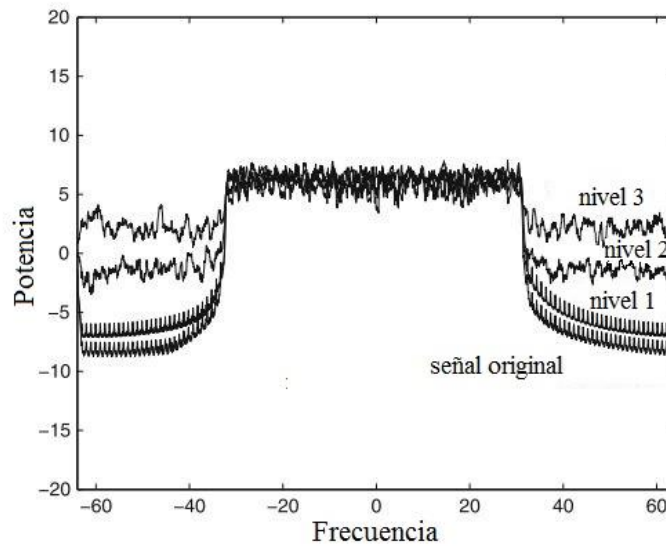


Fig. 2.5 Efecto de utilizar técnicas como Clipping para reducir PAPR. 3 niveles de recorte (clip) se utilizan, el nivel 3 que limita la señal mayormente introduce más distorsión

2.6.2 Dispersión.

El efecto de la dispersión se puede explicar de la siguiente manera: los pulsos ópticos cortos que entran a un medio dispersivo se esparcen en una distribución temporal mucho más amplia. Este efecto es resultado de que en presencia de dispersión cromática, la velocidad con que se transmite una onda depende de su frecuencia. Por tanto, ondas con diferente frecuencia arribarán al receptor con un retraso que dependerá del nivel de dispersión cromática del medio y, obviamente, de su distancia [34]. Las fibras ópticas monomodo eliminan la dispersión intermodal limitando el número de modos que se transmiten a sólo uno. Debido a que las fuentes de luz reales no son monocromáticas, las diferentes componentes espectrales que componen un pulso que transmite los bits de información viajan a velocidades diferentes, generando el ensanchamiento del pulso tal y como se observa en la Fig. 2.6. Cuando los pulsos colindantes superan, debido al ensanchamiento, el periodo asignado a ellos (*bit slot*) ocurre la ISI, lo que limita la transmisión utilizando tasas bits o símbolos muy altas. Como ya se explicó anteriormente, este efecto se combate en los sistemas OFDM con la inserción del CP.

Capítulo 3

OFDM Óptico.

3.1 Introducción

La introducción de OFDM en sistemas ópticos de comunicación en enlaces de larga distancia comienza en 2006 como una propuesta para la compensación de la dispersión [36]. Lowery y Armstrong propusieron un sistema que requería únicamente de un receptor de detección directa, modulación en banda lateral única (BLU) y un espaciado frecuencial, entre la portadora óptica y la banda lateral OFDM, para alojar los productos de intermodulación [37]. Dicha técnica es conocida como OFDM óptico de detección directa (DD-OOFDM). Por otra parte Shieh and Athaudage propusieron la implementación de un receptor coherente [38], que mapeaba la señal de voltaje OFDM tradicional en una forma de onda de campo óptico, conocida como OFDM óptico coherente (CO-OFDM). Poco después Jansen et al. demostraron experimentalmente la implementación de CO-OFDM con una solución innovadora para sobrellevar el ruido de fase del láser [39].

El principal argumento en contra de la implantación de sistemas ópticos OFDM era que se generarían muchos problemas por la no-linealidad, principalmente de la fibra óptica, debido a la utilización de cientos de subportadoras que se mezclarían, dando como resultado millones de tonos de interferencia debidos al efecto Kerr [35]. Sin embargo, las primeras publicaciones demostraron lo exagerado de este argumento ya que las subportadoras tienen muy poca potencia [40]. Posteriormente se demostró que los sistemas con altas tasas de transmisión en fibras con dispersión estándar ofrecían un mejor desempeño que las predicciones teóricas para bajas tasas de transmisión en fibras de baja dispersión [41,42]. Estas primeras publicaciones mostraron que OFDM podía ser utilizado para enlaces de larga distancia obligando a la comunidad científica a aceptar OFDM óptico (O-OFDM) como una alternativa y guiando las futuras investigaciones en este sentido. OFDM es considerado ahora como una de las principales herramientas para implementar la transmisión de 100 Gbits/s.

Este capítulo tiene como objetivo presentar los desarrollos en sistemas ópticos OFDM enfocándose primordialmente en el estudio y, posteriormente, la implementación de los sistemas de detección directa.

3.2 Sistemas ópticos OFDM linealmente mapeados.

La mejor manera de garantizar linealidad, entre la IFFT generada en el transmisor y la FFT en el receptor, para los sistemas que utilizan fibra óptica SMF, es mapeando cada una de las subportadoras discretas OFDM eléctricas en banda base a una frecuencia discreta en el dominio óptico. Esto se logra realizando modulación lineal de campo, de tal forma que haya una relación lineal entre el campo óptico de la señal a transmitir y la señal OFDM eléctrica en banda base [42]. En el receptor la señal OFDM se mezcla con la componente de la portadora óptica y se generan otros productos de la mezcla entre las demás componentes presentes en la banda de detección. La componente perteneciente a la portadora óptica puede ser transmitida con la señal OFDM, lo que es DD-OOFDM, o puede implementarse detección coherente donde la señal recibida se mezcla con un portadora óptica (generada en el receptor), lo que es CO-OFDM [43].

3.2.1 Comparación CO-OFDM y DD-OOFDM

Ambas técnicas, CO-OFDM y DD-OOFDM, tienen sus ventajas. DD-OOFDM tiene un receptor mucho más simple, ya que CO-OFDM utiliza un láser que funge como oscilador local, además de requerir acopladores de interferencia y un mayor número de fotodetectores. Por otro lado, para usar DD-OOFDM se deben inutilizar algunas frecuencias de forma que los productos de segundo orden no generen interferencia; esto trae como consecuencia una reducción en la eficiencia espectral. Asimismo, DD-OOFDM requiere de mayor potencia para operar al dedicarse una parte de ésta a la portadora óptica, y por lo tanto la exigencia en términos de OSNR es mayor. Por otra parte CO-OFDM es más sensible al ruido de fase [43]. Hay una extensa lista de publicaciones e investigaciones dedicadas al estudio del desempeño de ambos sistemas y de técnicas para mitigar las desventajas de cada uno [35].

3.2.2 DD-OOFDM

Una de las principales limitantes en los sistemas ópticos modulados linealmente es que la dispersión cromática de la fibra causa que las señales, presentes en las bandas laterales cuando un subportadora OFDM es mapeada en más de una frecuencia óptica, roten. Al producirse la rotación las bandas laterales se mezclan con la portadora en cuanto se hace la fotodetección produciendo nulos en algunas frecuencias de interés. Una solución para este problema es el empleo de la modulación en banda lateral única (BLU), donde una de las bandas se elimina por medio de un filtro óptico, proceso que se torna más sencillo, si se deja una banda de guarda entre la portadora y las bandas laterales [29]. La necesidad de este espaciamiento entre frecuencias se debe a las características con las que el fotodiodo opera en el receptor. Para la conversión del dominio óptico al dominio eléctrico se utiliza un detector de ley cuadrada, por lo que se generaran productos de la portadora óptica con

las bandas laterales que caen justamente en esta banda libre. En el receptor la corriente resultante es:

$$\begin{aligned}
 I(t) \propto |r(t)|^2 = & 1 + 2\alpha Re \left\{ e^{j2\pi\Delta f t} \cdot \right. \\
 & \left. \sum_{k=-\frac{1}{2}N_{sc}+1}^{\frac{1}{2}N_{sc}} c_{ik} e^{(j2\pi f_k t + \phi_D(f_k) - \phi_D(-\Delta f))} \right\} + \\
 & + |\alpha|^2 \sum_{k1=-\frac{1}{2}N_{sc}+1}^{\frac{1}{2}N_{sc}} \sum_{k2=-\frac{1}{2}N_{sc}+1}^{\frac{1}{2}N_{sc}} c_{k1} c_{k2} e^{(j2\pi(f_{k1}-f_{k2})t + \phi_D(f_{k1}) - \phi_D(-f_{k2}))}
 \end{aligned}
 \tag{15}$$

Se observa en (15) que el primer término es una componente de DC que puede ser eliminada por un filtro fácilmente, el segundo término es fundamental ya que contiene la información en la banda de las subportadoras OFDM lineales que serán procesadas posteriormente y el tercer término consiste en todos los productos de segundo orden no lineales que se necesitan filtrar. En la Fig. 3.1 se ilustran los elementos que se mezclan en el fotodetector, mismo que a continuación se enumeran.

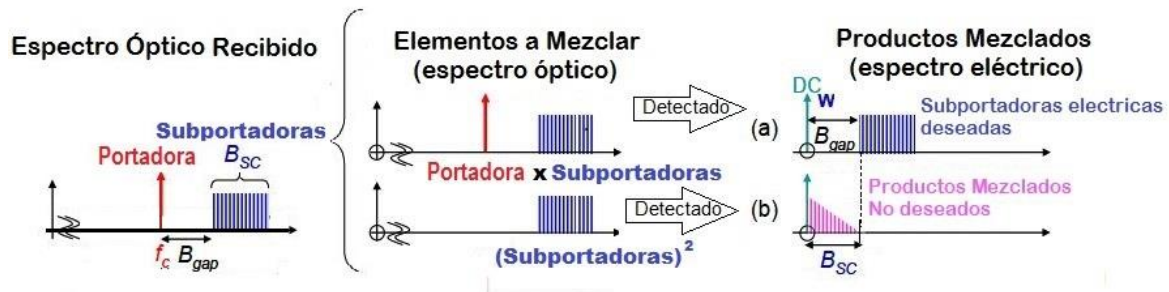


Fig. 3.1. Elementos de interés que son productos de la recepción y su mezcla. La banda de las subportadoras es B_{SC} y B_{GAP} es la banda de guarda [44].

- a) Portadora x subportadora. Estos son los productos eléctricos de interés. Es la señal OFDM eléctrica con B_{SC} de ancho de banda
- b) Subportadoras x subportadoras. Esta mezcla genera una banda de productos indeseados que caen en la banda de guarda, razón por la cual se deja una $B_{SC} = B_{GAP}$.

Son varias las acciones que se pueden realizar para mitigar el efecto que tienen dichos términos indeseados en nuestro sistema. Como se mencionó anteriormente, una de las más populares y exitosas formas de resolver este problema es dejando una banda de guarda lo suficientemente amplia (del mismo ancho que la señal OFDM eléctrica) de forma que el término de tercer orden no se traslape con el espectro OFDM de segundo orden

permitiendo la remoción del término no lineal con un filtro de RF [37,45]. A esta solución se le conoce también como “Offset BLU-OFDM”. Para llevar a cabo su implementación, la señal eléctrica que alimentará al modulador óptico se modula en una frecuencia de R.F. Cuando ésta alimenta al modulador óptico se generará una señal óptica de doble banda lateral simétrica sobre la portadora óptica. Un filtro óptico se coloca previo al envío de la señal a través de la fibra óptica, garantizando que la señal enviada sea de BLU y que el mapeo entre la señal OFDM de RF y la señal OFDM óptica sea uno a uno. La portadora óptica se atenúa un poco de forma que se maximice la sensibilidad en el receptor.

La siguiente técnica explorada por Peng et al [46], conocida como “Intercalado de subportadoras” consiste en únicamente introducir información en las subportadoras pares, esto es c_k diferente de cero solo para las subportadoras pares. De esta forma el producto de intermodulación de segundo orden coincidirá con las subportadoras pares, que son ortogonales a las frecuencias de las subportadoras impares de la señal original, por lo tanto el término de tercer orden no produce interferencia alguna.

Cada una de estas técnicas tiene sus ventajas y desventajas, una sacrifica sensibilidad en el receptor por una mejor eficiencia espectral como es el caso de la segunda aproximación, y las otras dos sacrifican eficiencia espectral- al tener que doblar el ancho de banda- garantizando una mejor recepción y el poder deshacerse del término de tercer orden con un filtro. La aproximación que se implemente depende siempre de las características y necesidades del sistema [35].

OFDM óptico de detección directa (DD-OOFDM) se clasifica en dos categorías de acuerdo a cómo se genera la señal OFDM óptica: El primero “DD-OOFDM linealmente mapeado (LM-DD-OOFDM)”, sistema donde el espectro de la señal óptica OFDM es una réplica de la señal OFDM en banda base; y el segundo “DD-OOFDM no linealmente mapeado (NLM-DD-OOFDM)” donde el espectro de la señal óptica generada no muestra una réplica de la señal OFDM en banda base [9]. Como su nombre lo menciona, el último sistema no utiliza una modulación lineal, pero su estudio es indispensable para la comprensión e implementación de un sistema de telecomunicaciones OOFDM en fibra óptica.

3.3 DD-OOFDM No linealmente Mapeado (NLM-DD-OOFDM)

La segunda clasificación de los sistemas DD-OOFDM es la de aquellos que son no linealmente mapeados lo que significa, por supuesto, que no hay una relación lineal entre la señal eléctrica OFDM en banda base y el campo óptico. La expresión de la señal después de ser modulada directamente por un láser DFB es [34]

$$E(t) = e^{j2\pi f_0 t} A(t)^{1+jC} \quad (16)$$

$$A(t) \equiv \sqrt{P(t)} = A_0 \sqrt{\alpha \text{Re}(e^{j2\pi f_1 t} \cdot S_B(t))} \quad (17)$$

$$S_B(t) = \sum_{k=-\frac{1}{2}N_{sc}+1}^{\frac{1}{2}N_{sc}} c_k e^{j2\pi f_k t} \quad (18)$$

$$m = \alpha \sqrt{\sum_{k=-\frac{1}{2}N_{sc}+1}^{\frac{1}{2}N_{sc}} |c_k|^2} \quad (19)$$

Donde $E(t)$ es la señal OFDM óptica, $A(t)$ y $P(t)$ son la amplitud y potencia instantáneas de la señal OFDM óptica; respectivamente; $S_B(t)$ es la señal de la banda lateral; C_k es el símbolo de la subportadora “ k ”; C es la constante de chirp introducido por el láser DFB[34]; f_F es la frecuencia IF para la modulación de la señal eléctrica OFDM; m es el índice óptico de modulación; α es el factor de escalamiento que regula el índice m , dicho índice tiene que ser tal que minimice el ruido de “clipping”. Despreciando la dispersión cromática la corriente detectada en el fotoreceptor es

$$I(t) = |E(t)|^2 = |A|^2 = A_0(1 + \alpha \text{Re}(e^{j2\pi f_{IF} t} \cdot S_B(t))) \quad (20)$$

Tenemos entonces una réplica exacta de la señal OFDM $S_B(t)$ junto a una señal de DC. Se demuestra entonces que al utilizar NLM-DD-OOFDM sin dispersión cromática la señal OFDM puede ser recuperada perfectamente.

La diferencia fundamental entre NLM-DD-OOFDM y LM-DD-OOFDM se puede verificar al observar el espectro de ambas. En la Fig. 3.2 se comparan ambos espectros. A diferencia de LM-DD-OOFDM, NLM-DD-OOFDM tiene muchas réplicas con distorsión de la señal OFDM en banda base. Al observar que no hay un mapeo lineal de la señal en banda base a la señal óptica se puede deducir que en presencia de cualquier tipo de dispersión, ya sea dispersión cromática, dispersión por polarización o dispersión modal, en el enlace, jamás se podrá recuperar la señal OFDM original. En resumen, cualquier tipo de dispersión óptica causará no linealidades en sistemas NLM-DD-OOFDM haciendo imposible recuperar la información. La única aplicación viable para estos sistemas es en aquellos que se busca la propagación de señales a través de distancias cortas [9].

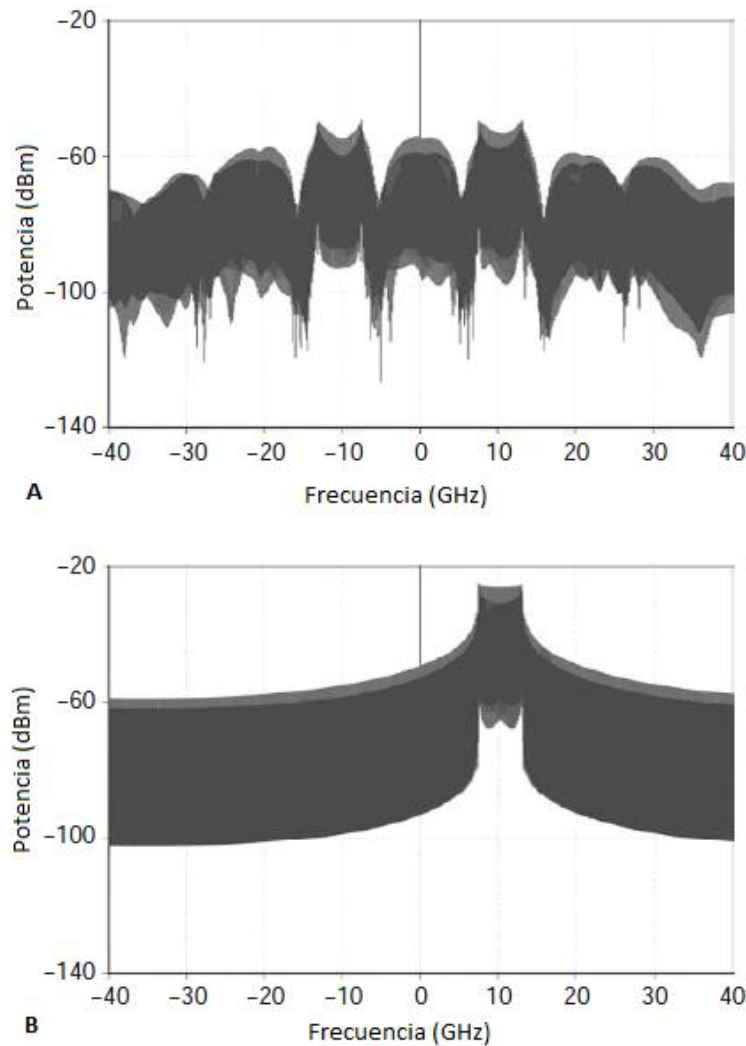


Fig. 3.2. Comparación del espectro de los dos tipos de DD-OOFDM, ambas señales con ancho de banda de 5 GHz y 256 subportadoras. A) Espectro de la señal NLM-DD-OOFDM directamente modulada; se asume $C=1$ y $m=0.3$ B) BLU-OFDM [9].

3. 4 Arquitectura de un sistema LM-DD-OOFDM.

Del apartado anterior se deduce que es imprescindible implementar OFDM linealmente mapeado en cualquier sistema de telecomunicaciones basado en el uso de fibra óptica convencional. A continuación en la Fig. 3.3 se presenta la arquitectura convencional de cualquier sistema DD-OOFDM que utiliza conversión a RF.

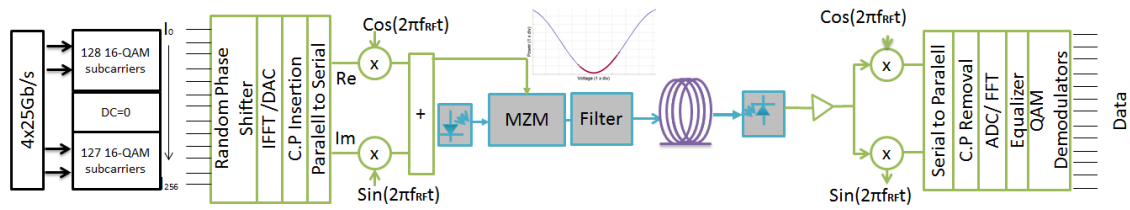


Fig. 3.3. Esquema LM-DD-OOFDM con Offset BLU implementado.

3.4.1 Transmisor

Una serie de bits alimenta al transmisor, dicha serie es mapeada por un banco de moduladores digitales de forma paralela. El esquema adoptado para llevar a cabo dicha modulación depende principalmente de las características del sistema como la tasa de símbolos, el periodo, la frecuencia de RF, así como la dispersión cromática acumulada propia de la fibra. En la Fig. 3.4 se muestra el diagrama de constelación de una modulación 16-QAM, utilizada en el desarrollo de la tesis.

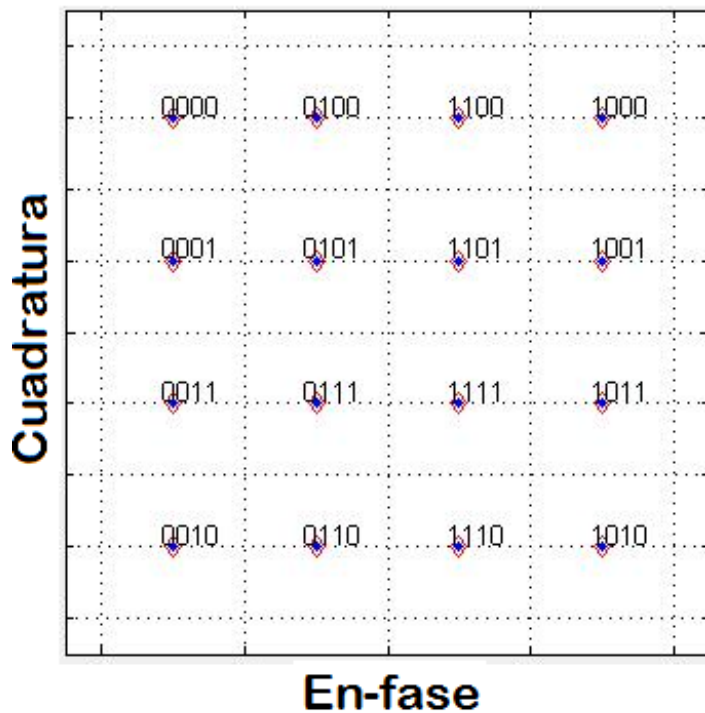


Fig. 3.4. Esquema de modulación 16-QAM.

3.4.1.1 Implementación de técnica para reducir el PAPR

Como se explicó en el capítulo anterior, el PAPR afecta de manera significativa los enlaces OFDM, razón por la cual a los símbolos digitales que conforman a cada uno de los símbolos OFDM se les puede introducir un cambio de fase aleatorio. Este corrimiento tiene como finalidad provocar una decorrelación estadística de las subportadoras, garantizando

que en su representación temporal, los nulos y máximos de las subportadoras coincidan lo menos posible tal. El efecto para reducir el PAPR se ilustra en la Fig 3.5.

El voltaje con el que la señal moduladora alimenta al modulador diferencial Mach Zehnder (Diff-MZM) depende del número de niveles de amplitud que tenga la modulación digital implementada. Así una señal 4-QAM al tener menos niveles de amplitud (1) que una señal 16-QAM (3), podrá ser amplificada mayor número de veces y proporcionar una Relación Señal a Ruido en el dominio Óptico (OSNR) mejor. Utilizando la técnica descrita, se garantiza mayor nivel de amplificación de la señal eléctrica, lo que en el dominio óptico se traduce en potencia en las bandas laterales y robustez, tal y como se ilustra en la Fig. 3.6. El método para reducir PAPR aquí descrito se eligió de entre tres métodos diferentes que se estudiaron, ya que garantiza que la señal no presente distorsiones ni introduce ruido.

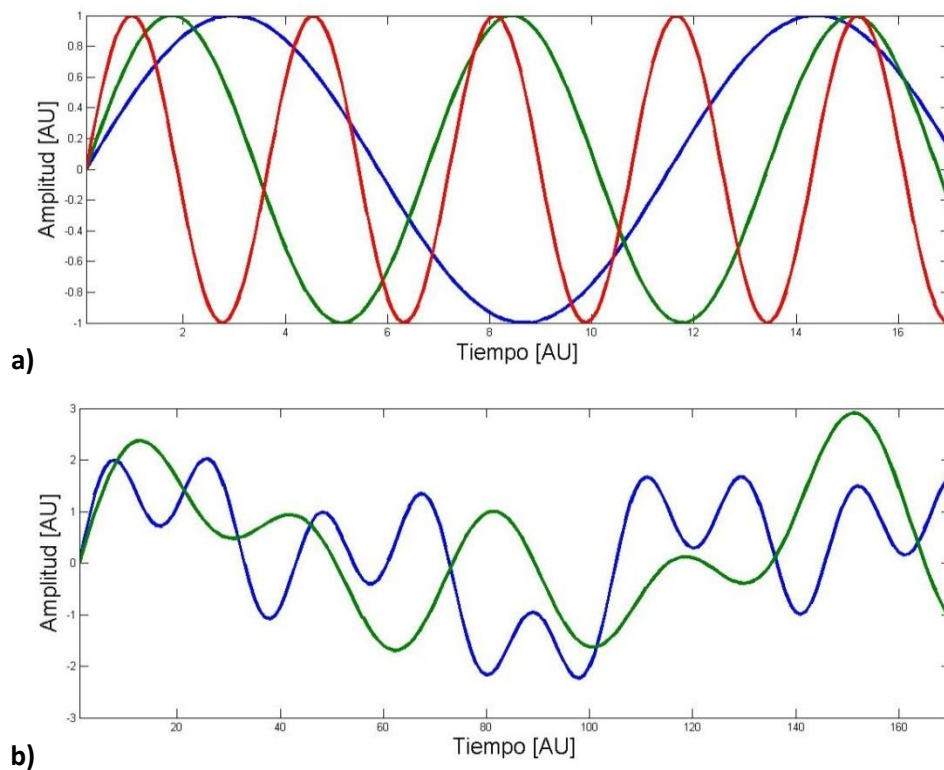


Fig. 3.5 a) Tres señales senoidales con diferente frecuencia y misma amplitud. b) Se muestra como la suma de esas 3 señales tiene una variación ligeramente menor, en amplitud, al hacer la “decorrelación aleatoria” (verde). En azul la suma sin “decorrelación aleatoria”.

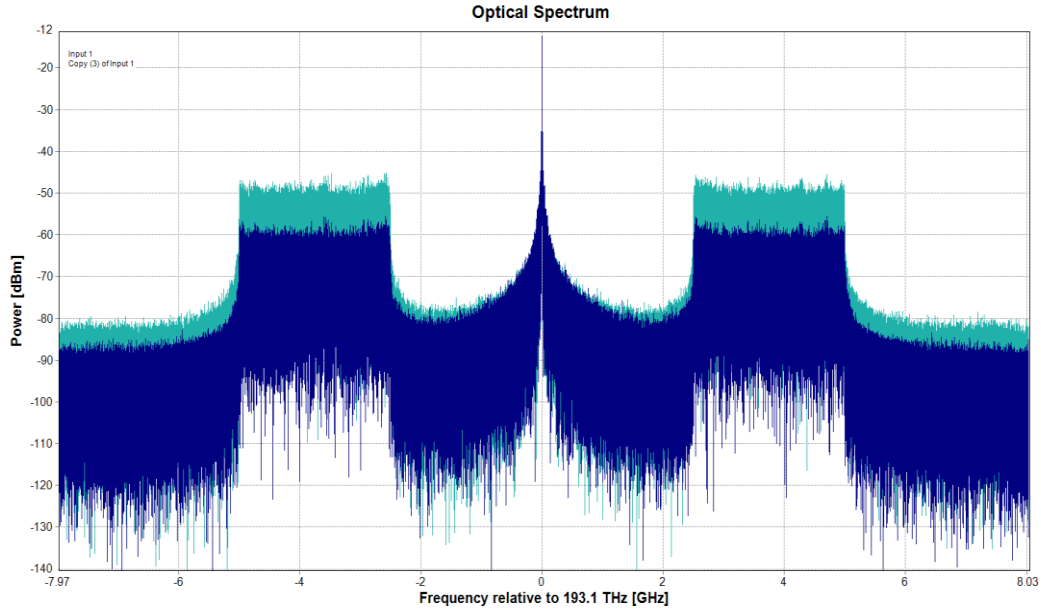


Fig. 3.6 Espectro óptico generado por el modulador. Se compara tanto aquel con la técnica que reduce PAPR (azul claro) como aquel que no la utiliza. Se puede apreciar a simple vista que una presenta mayor potencia que la otra.

3.4.1.2 Etapa de IFFT.

La siguiente etapa en el transmisor corresponde a aquella en que se realiza la IFFT (ver capítulo 1). Los números complejos que representan a los N_{SC} símbolos 16-QAM en el dominio de la frecuencia son transformados al dominio del tiempo. Al salir del bloque de IFFT se genera formalmente el símbolo OFDM en banda base, compuesto por la suma de N_{SC} subportadoras en el tiempo

3.4.1.3 Cálculo e Inserción del Prefijo Cíclico.

Como se explicó en la sección 2.1.5, la inserción del prefijo cíclico es fundamental para la transmisión OFDM en enlaces de larga distancia. Si los enlaces no son tan grandes como para que la dispersión cromática afecte a nuestra transmisión en OFDM, el prefijo cíclico se puede omitir asegurando una máxima eficiencia espectral. Sin embargo, al insertarlo se tiene que garantizar la misma tasa de transmisión de datos, por lo que la frecuencia de muestreo aumenta. Esto a su vez tiene como consecuencia el aumento del ancho del espectro de la señal OFDM. Este proceso limita el alcance del enlace, ya que el prefijo cíclico varía según el ancho de banda y la dispersión cromática, que es causada por la dispersión de velocidad de grupo y es proporcional a la distancia. El retardo generado por la dispersión cromática está dado por:

$$\tau = DBL \quad (21)$$

Aquí, τ es el tiempo de retardo en unidades de picosegundos, D es el coeficiente de dispersión de la fibra en [ps/nm km] y L la longitud del enlace en [km] y B el ancho de banda de la señal en [nm]. Teniendo τ es fácil deducir la longitud del prefijo cíclico que se requiere

en determinado enlace. Al ser muestras las que se van a repetir se puede calcular la longitud del prefijo cíclico dividiendo el tiempo de retardo entre el periodo de muestreo (T) de la señal.

$$Cp = \tau/T \quad (22)$$

Una vez obtenida la longitud del prefijo cíclico de la ecuación (22), se hace la inserción de dicha trama o “pedazo” de señal a la señal obtenida del DAC. Hay que recordar de la ecuación 12 que el intervalo de guarda entre símbolos tiene que ser mayor. Este tiempo corresponde al suficiente para mantener la convolución circular de cada uno de los símbolos OFDM con el canal.

3.4.1.4 Separación I/Q, DAC y Conversión a RF.

Como se mencionó en la sección 3.2.2, para llevar a cabo un LM-DD-OFDM es indispensable que los valores de la señal eléctrica sean reales. Para garantizarlo, la señal compleja se divide en sus dos componentes (Imaginaria y Real) y ambas señales se convierten independientemente al dominio analógico utilizando un DAC. Posteriormente, las dos señales eléctricas analógicas se mezclan con la señal generada por un oscilador local (LO) que opera a f_{RF} en sus fases 0 y $\pi/2$. La frecuencia asignada al oscilador local (LO) se calcula según (23) y corresponde a 1.5 veces el ancho de banda del símbolo OFDM generado. De este modo, y como ya se explicó, se garantiza una banda de guarda (BG) equivalente al ancho de banda del símbolo OFDM entre la portadora óptica (PO) y la subportadora de frecuencia más baja (F_L) al hacer la modulación óptica. Esto se ilustra en la Fig. 3.6. Como se señaló en 3.2 los productos de intermodulación generados en la etapa de detección corresponden a dicha BG, por lo que pueden ser fácilmente filtrados evitando la degradación del desempeño del sistema. La frecuencia del oscilador local se calcula como:

$$f_{RF} = \frac{T}{m} * 1.5 \quad (23)$$

Aquí T es la tasa de transmisión en bits/segundo y m es el número de bits por símbolo empleado por el esquema de modulación digital.

Finalmente, ambas señales se combinan para crear el símbolo RF-OFDM, dando por concluida la etapa eléctrica. Esta señal se amplifica adecuadamente para aprovechar al máximo la región lineal del campo eléctrico en el modulador Diff-MZM. La señal eléctrica convertida a RF se puede observar en la Fig. 3.7.

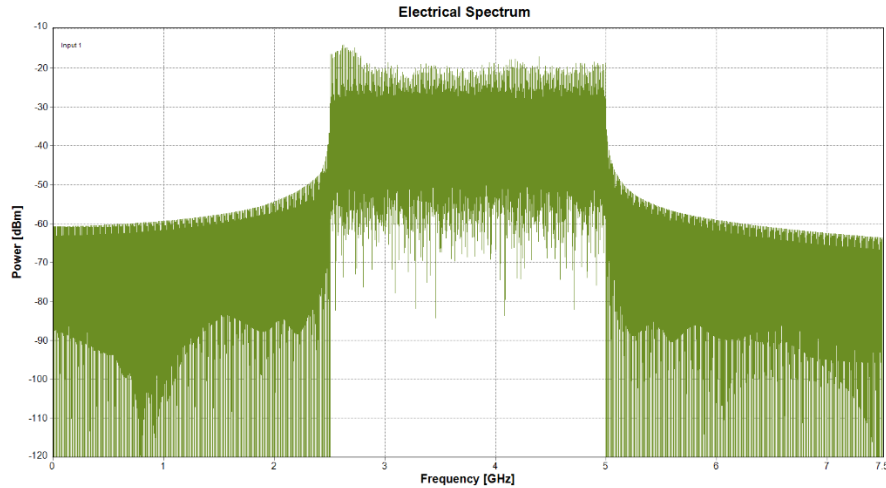


Fig. 3.7 Espectro eléctrico del símbolo OFDM en RF, señal que alimenta al modulador. La tasa es de 10 Gb/s con una modulación 16-QAM, por lo tanto $f_{RF}=3.75$ GHz.

3.3.1.5 Modulador Diferencial Mach Zehnder (Diff- MZM) y Filtro Óptico

Los moduladores externos Mach Zehnder más comunes son aquellos basados en tecnología de $LiNbO_3$ (niobato de litio). El efecto electro-óptico lineal del que se valen para producir los cambios de fase en los brazos del MZM se conoce como “efecto Pockels” [34]. En dicha tecnología, al aplicarse un campo eléctrico implica un cambio en el índice de refracción que conlleva una variación en la fase de la luz que se propaga a través del MZM. EL grado de este efecto electro-óptico depende de la dirección en la que se aplica el campo eléctrico y la orientación del cristal de $LiNbO_3$. Por lo tanto es de suma importancia la correcta configuración del MZM. Mediante la variación de la fase en uno de los brazos del MZM es posible transferir, por medio de un proceso de interferencia, la modulación eléctrica a una modulación óptica [47].

En el caso del Diff-MZM este se opera justo por encima del nulo de intensidad. La adecuada selección de la corriente de alimentación para el modulador garantiza que las frecuencias discretas de las subportadoras en el dominio eléctrico sean mapeadas al dominio óptico correspondiente. La mayoría de los moduladores ópticos trabajan en cuadratura, sin embargo, para el sistema OFDM, este punto de operación no es de utilidad, ya que las frecuencias en el dominio eléctrico se mapearían en múltiples frecuencias en el dominio óptico teniendo como resultado niveles altos de distorsión por intermodulación. La Fig. 3.8 muestra la función de transferencia del modulador óptico utilizado, así como los valores de la señal de control que se utiliza para operar el interferómetro. Nótese que los valores de voltaje utilizados corresponden a aquellos en que el interferómetro se comporta linealmente con respecto al campo (no la intensidad) óptico, con lo que se logra una correcta transferencia de la información del dominio eléctrico al óptico.

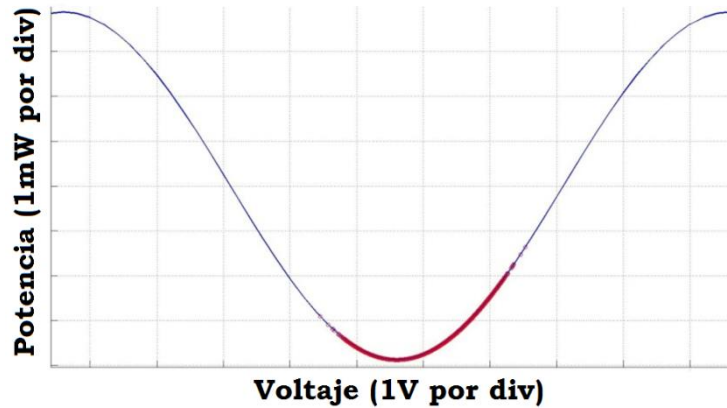


Fig. 3.8 Función de Transferencia del modulador óptico. El sesgo introducido permite trabajar apenas por encima de los nulos de intensidad, en la zona donde el campo es lineal. Los puntos en rojo corresponden a la señal de control que se utiliza para operar el interferómetro.

La señal (CW) que se inyecta en el MZM se genera por un láser, que al entrar al Diff-MZM se modula. En la Fig. 3.9 a) se puede observar el espectro óptico de dicha señal. Al ser una señal real se espera que sea simétrica. La función del filtro óptico es suprimir una de las dos bandas resultado del proceso de modulación O-OFDM, dando como resultado el espectro que se muestra en la Fig. 3.10 b). Además, para garantizar el mejor desempeño del sistema se tiene que optimizar el filtro para otorgar a las bandas laterales una potencia semejante a la portadora y así minimizar la tasa de bit en error (BER). La señal está ahora lista para ser transmitida.

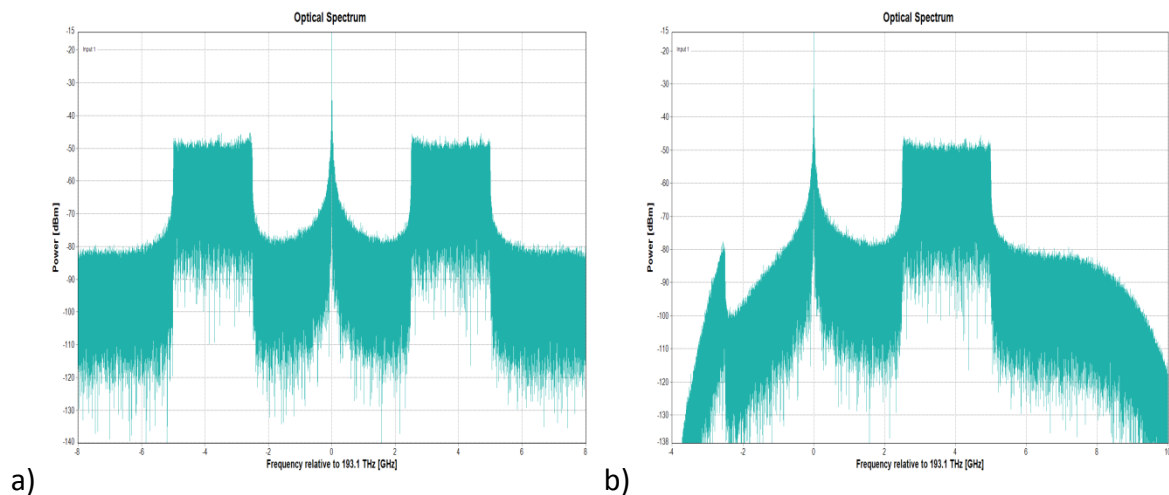


Fig. 3.9 a) El Diff-MZM reproduce el símbolo RF-OFDM en el dominio óptico con doble banda lateral. B) El filtro elimina la banda lateral inferior, de forma que se mantenga la mejor BER posible. Los espectros ópticos son producidos con una señal modulada a 10 Gb/s (ver Fig. 3.7).

3.3.2 Fibra óptica

La señal BLU-O-OFDM se trasmite por una fibra óptica monomodo (SMF-28 @ 1550 nm), modelada mediante la ecuación no lineal de Schroedinger. La solución de la ecuación

se realiza con el conocido método de *split-step* [48]. Dicha fibra contempla efectos no-lineales así como, dispersión y atenuación.

3.3.3 Receptor.

En el receptor la detección se lleva a cabo por un fotodiodo PIN que trabaja bajo el régimen de ley cuadrada. Este convierte el campo óptico incidente en una señal eléctrica. Al venir de una fibra monomodo, únicamente un modo se transmite por lo que el campo óptico eléctrico $E(t)$ se convierte en potencia óptica $P_s(t)$ elevando su módulo al cuadrado, como se explica en las ecuaciones (15) y (20), y después se convierte a señal eléctrica como se describe a continuación [47].

El proceso de conversión de intensidad óptica a corriente eléctrica en un diodo PIN, se modela de la siguiente manera:

$$i(t) = i_s(t) + n_{th}(t) \quad (24)$$

donde la responsividad r corresponde al factor por el que se multiplica la potencia óptica recibida $P_s(t)$ para generar a la corriente $i_s(t)$:

$$i_s(t) = rP_s(t) \quad (25)$$

n_{th} representa al ruido térmico causado por la resistencia interna del fotodetector (usualmente alta).

Posteriormente, con dicha señal eléctrica se realizan las operaciones inversas que se llevaron a cabo en el transmisor, como se puede observar en la Fig 3.10. Primero la señal RF-OFDM se traslada a banda base con ayuda del LO, recobrando así sus componentes de fase y cuadratura. Se procede a digitalizar las señales con la ayuda de dos convertidores analógico/digital (ADC) para recrear los números complejos que representan a cada una de las subportadoras. El resto del receptor digital consiste en eliminar el prefijo cíclico, realizar la transformada de Fourier directa (FFT) para devolver la señal al dominio de la frecuencia (demodular), se ecualiza y, finalmente, se realiza la decodificación 16-QAM.

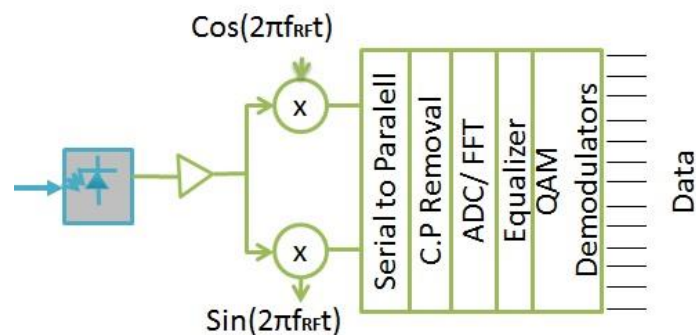


Fig.3.10 Diagrama del receptor implementado. La sección óptica se muestra en azul y fondo gris, la sección eléctrica en verde.

Uno de los puntos más importantes del esquema, y que reviste cierta complejidad, es la implementación del esquema de ecualización. Este se basa en el uso de una señal patrón, conocida, con la cual se realiza una estimación del desfase que sufren las sub-

portadoras al transmitirse por la fibra óptica. Estos datos son guardados en memoria y posteriormente se utilizan para compensar la dispersión de todos los demás símbolos OFDM transmitidos. Esta estimación incluye tanto la dispersión sufrida en la fibra óptica como el desfase aleatorio añadido para reducir el PAPR. El desfase experimentado por las subportadoras a lo largo de la fibra es proporcional a la frecuencia por lo que se puede esperar un comportamiento como el que se ilustra en la Fig 3.11.

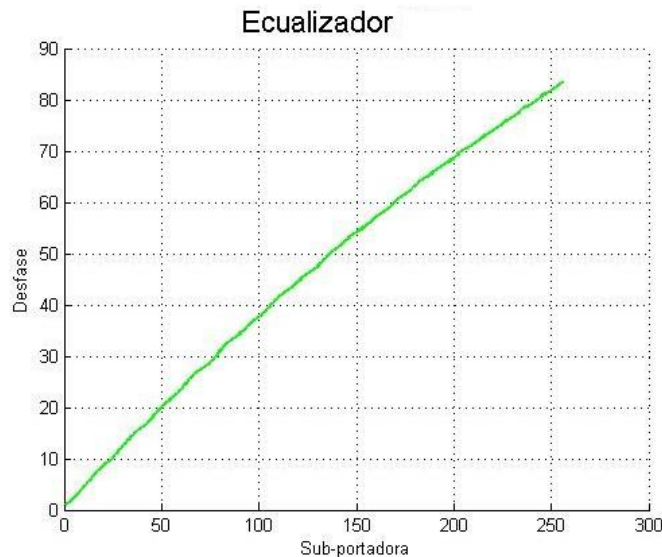


Fig. 3.11 Gráfica del desfase que sufren las N_{sc} subportadoras que componen a cada uno de los símbolos OFDM. El desfase aleatorio se elimina con el fin de ilustrar cómo afecta la dispersión de la fibra a la fase de las subportadoras.

Una vez determinado el desfase que requiere aplicarse a cada portadora, este se aplica mediante la implementación de un filtro FIR de una sola etapa (single tap), cuyos coeficientes se determinan como se acaba de explicar.

3.4 Parámetros de Desempeño.

La relación Señal a Ruido (SNR), magnitud del vector de error (EVM) y la tasa de bit en error (BER) son los parámetros de desempeño más comunes para medir la calidad de un sistema de comunicaciones. SNR es una medida directa entre la potencia relativa del ruido comparada con la señal. Por la forma simplista del modelo del canal con ruido Gaussiano, SNR se puede utilizar para predecir el desempeño de los sistemas en términos de recepción correcta. Lo que de igual forma se puede lograr utilizando BER, es decir, la relación entre bits lanzados y bits que se recibieron erróneamente. Por la aparente simplicidad de la comparación y la información que otorga, BER se ha convertido en el parámetro de desempeño más popular tanto en la industria como en la investigación [49],[50]. El desempeño del sistema en términos de BER contra SNR es el criterio a tomar en cuenta más usado en las comunicaciones actuales. Por otra parte EVM es una medida de error entre los símbolos medidos y los símbolos esperados. El uso de EVM como una medida de desempeño se limita a la ingeniería en RF para inferir el desempeño de la recepción antes

que se calcule el BER. Es importante entender la utilidad de este último parámetro (BER), ya que por el tamaño de la secuencia de bits que se requiere para su cálculo, así como la necesidad de demodular digitalmente para poder obtener BER, resulta inconveniente para algunos sistemas. EVM, por el contrario, da una medida del desempeño de dicho sistema sin la necesidad de demodular, evitando el cálculo de BER para paquetes extremadamente largos con esquemas de modulación complejos. Por otra parte, en el contexto de simulaciones numéricas con limitaciones inherentes de memoria, donde utilizar secuencias de bits enormes no es posible, EVM puede utilizarse para calcular BER.

3.4.1 Cálculo de BER usando EVM

En nuestro caso en particular el número de bits utilizados, aunque es grande, no nos permite alcanzar las tasas de BER tan bajas que se desean por medio del conteo directo de los bits erróneos, por lo que la utilización de EVM como parámetro de desempeño es indispensable. Por lo tanto, esas tasas bajas de BER son estimadas utilizando el valor cuadrático medio EVM (EVM_{RMS}) usando la siguiente ecuación [49].

$$BER = \frac{2 \left(1 - \frac{1}{L}\right)}{\log_2 L} Q \left(\sqrt{\left(\frac{3 \log_2 L}{L^2}\right) \left(\frac{2}{EVM_{RMS}^2 \times \log_2 M}\right)} \right) \quad (26)$$

donde L es el número máximo de niveles en M-QAM, y la función $Q(x)$ se evalúa como:

$$0.5 \times \operatorname{erfc} \left(\frac{x}{\sqrt{2}} \right) \quad (27)$$

$\operatorname{erfc}()$ es la función error complementario. El EVM_{RMS} del sistema se calcula en Matlab, o con un lenguaje de programación similar, con la siguiente fórmula.

$$EVM_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{L_p} [\sum_{k=1}^{N_{SC}} |\widetilde{x}_{ik} - \overline{x}_{ik}|^2]}{N_{SC} \times L_p \times P_{avg}}} \quad (28)$$

Donde \overline{x}_{ik} es el símbolo ideal normalizado de la constelación en el plano complejo correspondiente al símbolo \widetilde{x}_{ik} , $|\widetilde{x}_{ik} - \overline{x}_{ik}|$ denota la magnitud del vector de error, N_{SC} es el número total de subportadoras, L_p es el número total de símbolos OFDM recibidos y P_{avg} es la potencia promedio de la constelación que es 1, ya que está normalizada.

En la Fig. 3.12 se muestra cómo a partir de un EVM dado, dónde el experimento no arrojaba errores, se puede estimar BER. De igual forma se puede observar la estrecha relación entre el BER medido experimentalmente y el estimado con EVM. De aquí se puede concluir que con las mediciones de EVM obtenidas experimentalmente se pueden inferir de manera certera aquellos valores de BER en el intervalo de interés.

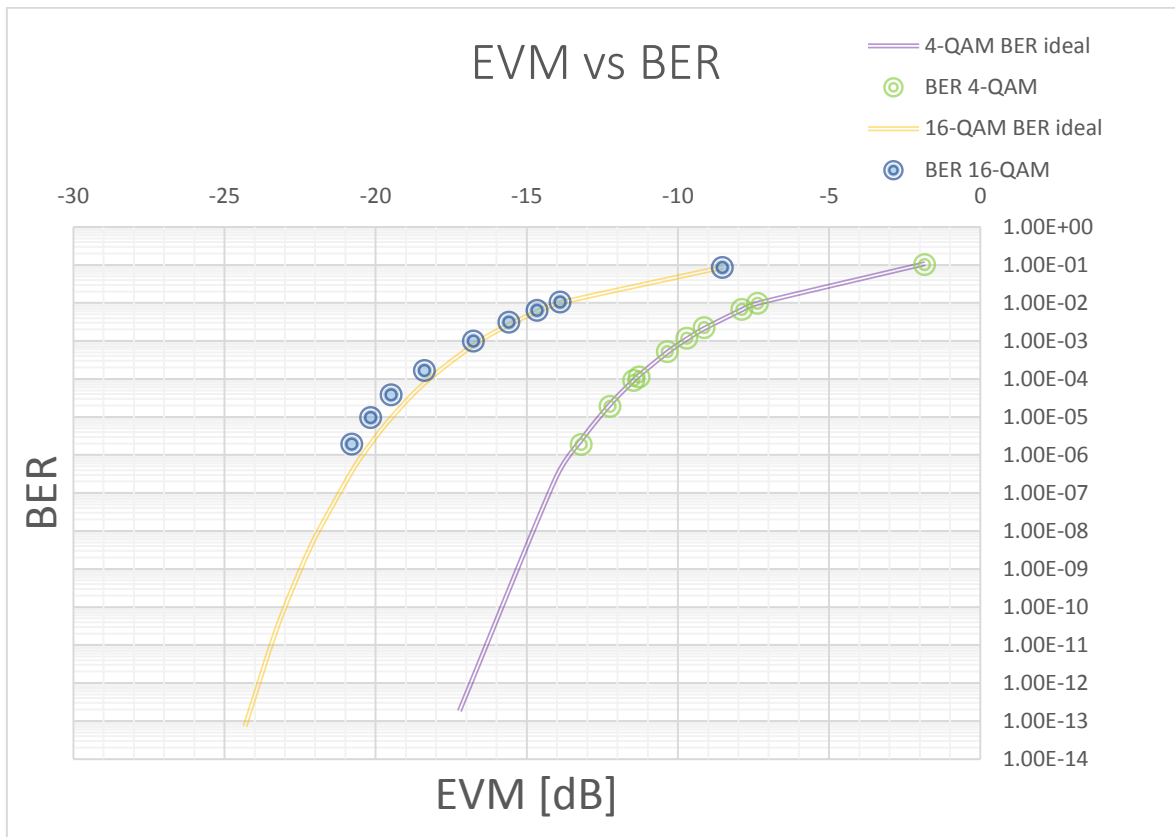


Fig. 3.12 Las líneas continuas corresponden al valor teórico de EVM vs BER para modulaciones 4-QAM y 16 QAM. Los puntos, corresponden a los valores obtenidos de las transmisiones simuladas con los esquemas de modulación correspondientes en un enlace de 10 km.

Capítulo 4

Simulación del Sistema DD-OOFDM

Este capítulo explica paso a paso la forma en la que se simuló y optimizó el sistema DD-OOFDM previamente escogido para la transmisión de 100 Gb/s netos.

4.1 Software de simulación.

El software utilizado para la simulación es “VPItransmissionMaker & VPIcomponentMaker” (VPI) versión 9.1 perteneciente a Virtual Phoytonics Inc. (www.vpiphotonics.com). VPI facilita el diseño de sistemas ópticos y sus subsistemas y permite evaluar el desempeño, probar la actualización de la tecnología empleada, y llevar a cabo la sustitución de componentes como un proceso de innovación. La combinación de una poderosa interfaz de usuario gráfica, un robusto y sofisticado ambiente de simulación, con representaciones flexibles de la señal óptica, permiten el modelado eficiente de prácticamente cualquier sistema de transmisión, ya que dispone de una gran cantidad de módulos que pueden ser interconectados de manera flexible para simular diferentes arquitecturas. VPI ofrece la visualización y análisis de la señal y sus propiedades a lo largo del enlace y por lo tanto la permite llevar a cabo la optimización de éste [47].

Una de las grandes ventajas que VPI ofrece es la cosimulación. Entendiendo como cosimulación a la técnica en que una parte de la simulación se lleva a cabo en otra aplicación o software diferente de VPI. La cosimulación permite crear módulos diferentes a los que VPI provee, sin limitar al usuario con esquemas o procesos ya definidos. Esta característica fue de suma utilidad en el desarrollo de esta tesis, y que por su novedad, hubo necesidad de generar código que permitiera simular procesos que VPI todavía no incorpora. En la mayoría de los casos, VPI permite la construcción de esquemas más complejos (llamados galaxias) basados en módulos ya existentes. Sin embargo, no siempre es posible implementarlos de esta manera, como en el caso de componentes que no existan en el mercado. Si se desea experimentar con una configuración completamente alterna a las ya existentes, modelarlo como una galaxia puede resultar extremadamente complejo, ineficiente e impráctico. Otra circunstancia, donde la cosimulación es necesaria, es cuando

ya se tiene una sección de la simulación implementada en uno de los ambientes de cosimulación soportados por VPI y se requiere integrarla a un sistema más grande con la ayuda de VPI. La cosimulación surge como una herramienta para paliar las “limitaciones” que VPI nos pueda representar.

Los ambientes de cosimulación que VPI soporta son MATLAB, Python, código compilado C/C++ en dll (dynamic link libraries) y componente COM. De entre estas destacamos la cosimulación con MATLAB. El módulo de cosimulación es implementado como una o más funciones de MATLAB en uno o más archivos fuente. Al acceder a MATLAB desde VPI se tiene acceso pleno a MATLAB incluyendo las “toolboxes” que se tengan instaladas. Lo que resulta extremadamente favorable ya que no sólo se utiliza MATLAB como una herramienta, sino que se incorpora a la simulación.

4.2 Configuración de la simulación.

El sistema se simuló utilizando VPI. Se transmiten aproximadamente 2^{19} bits a una velocidad de 4×25.78125 Gb/s. El esquema general de la configuración se presenta en la Fig. 4.1. Tanto el receptor como el transmisor se configuraron en galaxias, módulos conformados internamente por más elementos, que serán detalladas posteriormente.

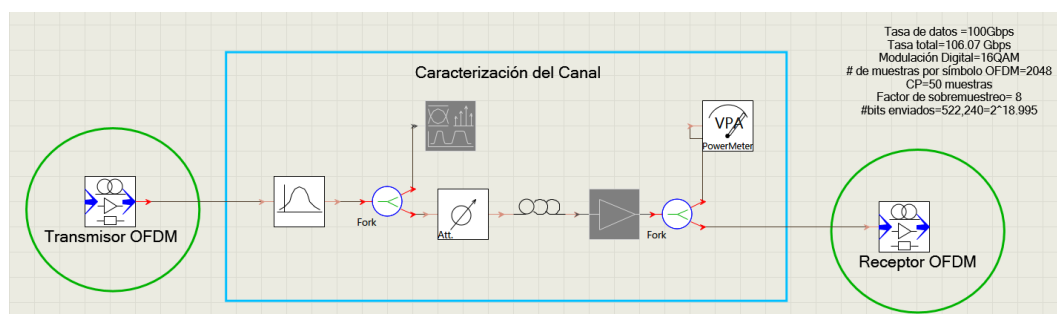


Fig. 4.1 Esquema del enlace OFDM implementado en VPI; la secciones enmarcadas en verde corresponden a las secciones eléctricas y de procesamiento digital. Al ser un software especializado en óptica se aprovechan los elementos previamente configurados para simular la sección óptica del enlace (enmarcada en azul).

4.2.1. Transmisor.

La correcta implementación del sistema se probó transmitiendo una imagen, Fig 4.2, en escala de grises (256 x 256 pixeles) a través del enlace. Cada pixel corresponde a un byte, dichos bytes son separados en los 8 bits que los conforman, de manera que se puedan implementar códigos de corrección de errores dándole prioridad a los bits más significativos. La señal a transmitir consiste de ocho matrices de 256 x 256 bits. De cada una de ellas se generan 64 (16-QAM) símbolos OFDM cada uno con 256 subportadoras, de las cuales la de DC es suprimida, como ya se explicó. Esta señal alimenta al transmisor, que consta de una parte electrónica digital y otra componente óptica. Se muestra la configuración de la galaxia correspondiente al transmisor en la Fig 4.3.



Fig. 4.2 Imagen en escala de grises serializada para conformar la secuencia de bits que se transmite en el enlace.

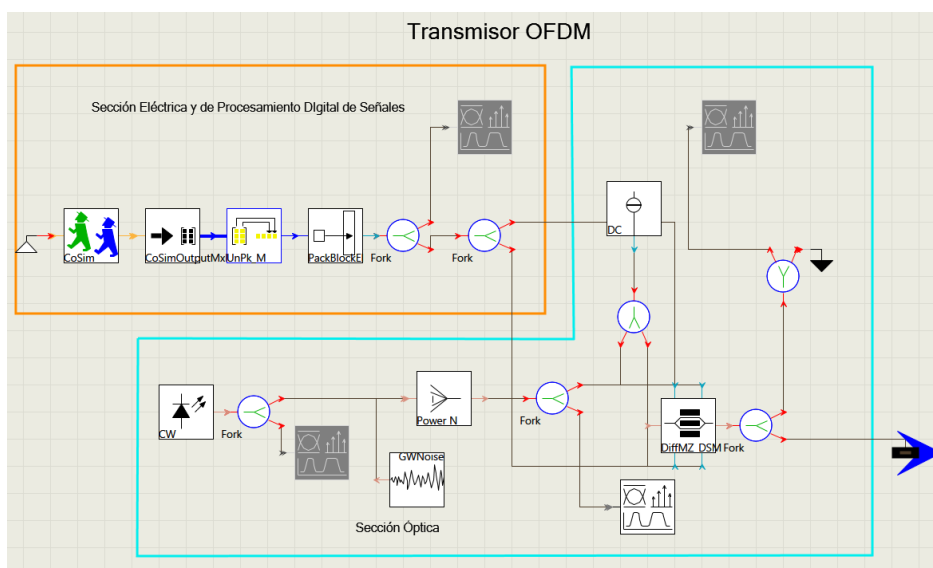


Fig. 4.3 Diagrama del transmisor del sistema OFDM. Los componentes de la sección eléctrica y de procesamiento digital se encuentran enmarcados en naranja y la sección óptica del transmisor en azul.

La sección eléctrica (en naranja en la Fig 4.3) se cosimuló en MATLAB. En el Apéndice A de la tesis se encuentra el código generado para el transmisor. En ella se genera el código correspondiente a la sección de procesamiento digital. Conjuntos de bits se modulan digitalmente usando 16-QAM y se agrupan en lo que formará los símbolos OFDM. La técnica reductora de PAPR, explicada en 3.3.1.1, hace necesaria la cosimulación, ya que VPI no permite hacer el desfase correspondiente. Después de ser modulados digitalmente a los 256 símbolos, se les introduce el cambio de fase aleatorio. En la Fig 4.4 se muestra el resultado de la implementación de dicha técnica. A simple vista se puede observar que la

amplitud de la señal es acotada de manera significativa, lo cual permite incrementar la OSNR a la entrada del sistema óptico OFDM, tal y como ya fue explicado

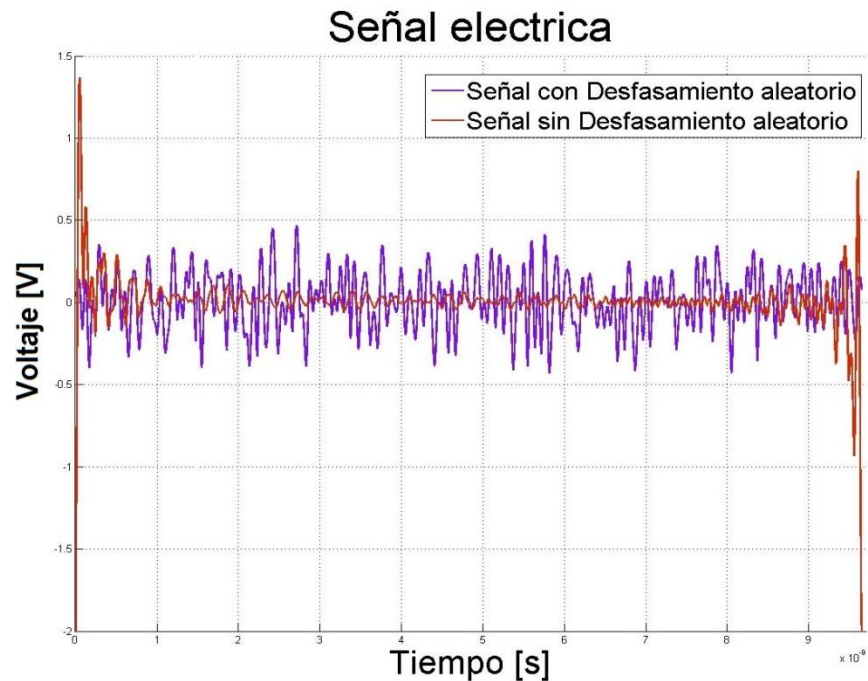


Fig. 4.4 Se muestra una comparación entre la señal OFDM generada para un símbolo con la técnica reductora de PAPR y aquella que no la utiliza.

El nuevo bloque de 256 subportadoras es transformado con la IDFT. En este punto, al tratarse de una simulación en computadora, se añaden bloques de ceros que representan la conversión Analógica/Digital y la implementación de un filtro paso bajas. Este proceso es realmente un sobremuestreo (por un factor de 8), mediante la técnica de *zero padding*, de la parte real e imaginaria que componen a la señal con ayuda del algoritmo de IDFT. Es decir, se está simulando la presencia de dos ADCs a la salida de la IFFT, uno para la parte real y otro para la parte imaginaria. Al salir del bloque de IFFT se genera formalmente el símbolo OFDM en banda base, compuesto por las 256 subportadoras (cada símbolo OFDM contiene 256 símbolos 16-QAM) que significan ahora 2048 muestras.

Una vez formado el símbolo corresponde añadir el CP, el cual se calcula a partir de la fórmula previamente analizada. En la realización del experimento se comprobó que añadir un CP ligeramente mayor al calculado garantizaba mejores resultados en la recepción, por lo que el sistema agrega un CP de 237.5 ps para un enlace de 10 km. Este representa tiempo suficiente para mantener intacta la convolución circular de cada uno de los símbolos OFDM con el canal. Este nuevo segmento de señal, al no contener información nueva, reduce la tasa de transmisión real. Para garantizar que se envíen 100 Gb/s la tasa de transmisión aumenta a 106.07 Gb/s. Tasa de transmisión final que contempla encabezados Ethernet y CP. En la tabla 4.1 se desglosa la tasa de bits final. Nótese que en ningún momento se ha considerado el uso de la técnica de forward-error-correction (FEC), por lo que en el

esquema estudiado no es necesario reservar bits para la redundancia requerida por este tipo de códigos.

Tasa neta [Gb/s]	Encabezados Ethernet [Gb/s]	Tasa C.P. [Gb/s]	Total [Gb/s]
100	3.125	2.945	106.07

Tabla 4.1 Conformación de la tasa de transmisión.

Una vez conformada la tasa de bits final se establecen los parámetros definitivos de simulación que se muestran en la tabla 4.2.

Tasa de bits	106.07 Gb/s	Periodo de baud	37.71 ps
Tasa de bauds	26.52 Gb/s	Duración Símbolo OFDM	2.61 ns
Ancho de Banda OFDM	26.52 GHz	Duración CP	237.5 ps
Frec. de muestreo	212.14 GHz		
Frecuencia RF	39.78 GHz		

Tabla 4.2 Parámetros de simulación sistema DD-OOFDM.

Las dos señales (real e imaginaria) eléctricas analógicas son mezcladas con la señal generada por un oscilador local (LO) que opera a $f_{RF} = 39.78$ GHz en sus fases 0 y $\pi/2$. De este modo se garantiza una banda de guarda (BG) equivalente a 26.52 GHz entre la portadora óptica (PO) y la subportadora de frecuencia más baja (F_L) al hacer la modulación óptica, como se muestra gráficamente en la Fig. 4.5. Como se señaló en el capítulo previo, los productos de intermodulación generados en la etapa de detección corresponden a dicha BG, por lo que pueden ser filtrados en la etapa de recepción, evitando la degradación del desempeño del sistema.

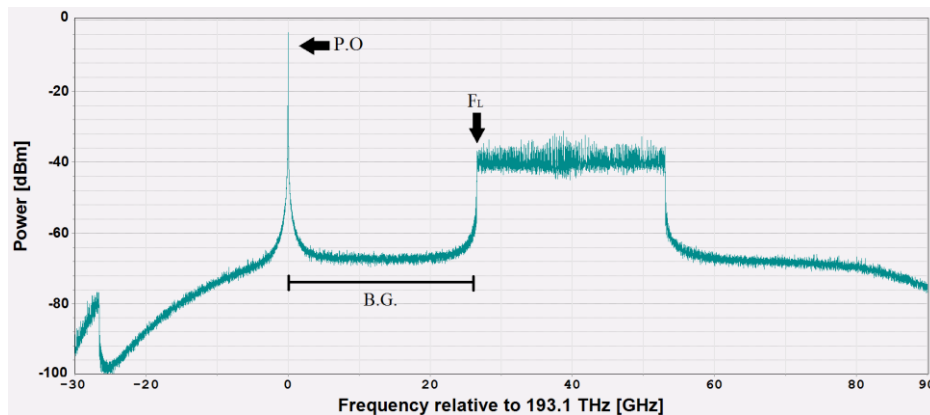


Fig. 4.5 Espectro de la señal óptica generada por el modulador óptico, después de ser filtrada. Se ilustra cómo al modular el símbolo OFDM en RF se crea la banda de guarda (BG).

Finalmente, ambas señales se combinan para crear el símbolo RF-OFDM. Para concluir la etapa eléctrica, esta señal se amplifica adecuadamente para aprovechar al máximo la región lineal del campo dentro del modulador óptico (y por ende tener una OSNR máxima a la

entrada de la fibra), región en la cual se evitan productos por intermodulación. Posteriormente, la señal (no compleja) así generada se emplea para alimentar al MZM, modulador óptico, el cual se opera justo por encima del nulo de intensidad (2.5 V). Se utilizó una diferencia de potencial de sesgo de 2.7 V. Tanto el voltaje de sesgo como el nivel de amplificación se obtuvieron mediante un proceso de optimización que permitiera incrementar el OSNR a la salida del modulador. Esto es de suma importancia para garantizar la operación libre de errores del sistema. En la Fig. 4.6 se ilustra cómo se aprovecha dicha región.

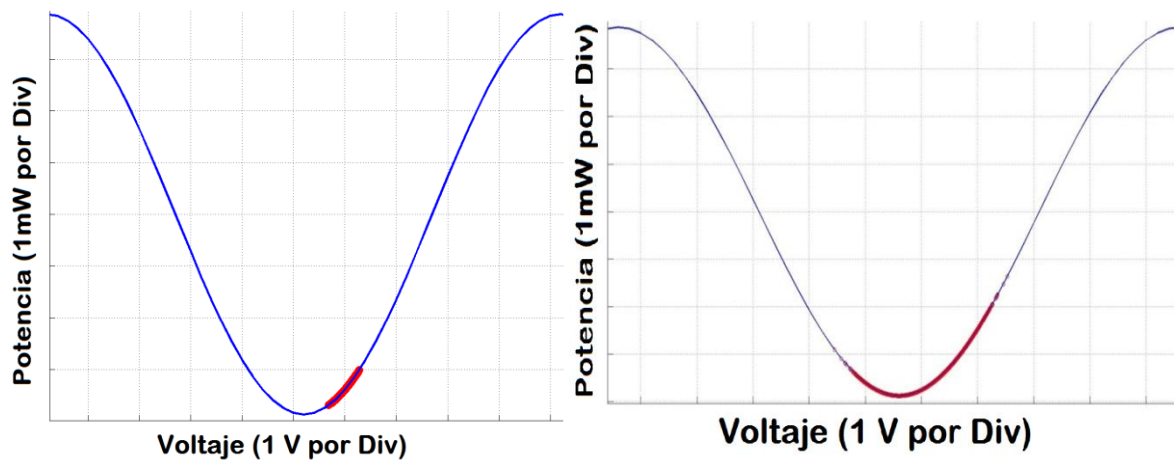


Fig. 4.6 Potencia óptica a la salida del modulador como función del voltaje de la señal alimentadora. En rojo se muestra la región de operación, tanto sin optimizar (izquierda), como con los valores óptimos de amplificación y sesgo (derecha). Así se logra aprovechar toda la región de operación lineal del MZM, lo que se traduce en una señal óptica más robusta y con mejor OSNR.

4.2.1.1 Sección Óptica.

Como fuente óptica para el MZM se coloca un haz continuo (CW) derivado de un láser centrado a 193.1 THz o 1550 nm, cuyas principales características son: ancho espectral del haz de 1 MHz, OSNR= 40dB, y potencia de salida de 16dBm. Al haz CW se le añade ruido Gaussiano para establecer la OSNR deseada y compatible con lo que ofrece una láser comercial de buena calidad. Ambas señales, RF-OFDM y CW, se combinan en el modulador óptico para generar el símbolo OFDM óptico (O-FODM) que posteriormente se filtra. La función del filtro óptico es suprimir una de las dos bandas resultado del proceso de modulación O-OFDM; en este caso la izquierda. Para garantizar el mejor desempeño del sistema se tiene que ajustar el modulador para obtener una potencia de la portadora semejante a la de las bandas laterales y de esta manera minimizar la tasa de bit en error (BER). Este proceso de optimización se realizó mediante la ejecución de múltiples simulaciones con base en un procedimiento de prueba y error, lo que determinó las características finales del filtro óptico que se requiere para que el sistema opere correctamente. El filtro óptico paso-banda utilizado, que se simula como un filtro Gaussiano de tercer orden, se centra en f_{RF} , con un ancho de banda de 87 GHz. Este filtro puede realizarse físicamente con la ayuda de un *wavelength selective switch*. Tanto el filtro como

los conectores agregan pérdidas al enlace que no han sido tomadas en cuentas. Por tanto, se decidió colocar un atenuador que contempla pérdidas por acoplamiento de la fibra y pérdidas por inserción del filtro, cuyo valor es de 4.6 dB.

4.2.2 Enlace (fibra óptica)

Finalmente la señal BLU-O-OFDM cuya potencia promedio es -6.12 dBm a la entrada de la fibra, se transmite por una fibra óptica monomodo, modelada mediante la ecuación no lineal de Schroedinger. La solución de la ecuación no lineal se realiza con el conocido método de paso dividido. Las características correspondientes a la fibra son: atenuación de 0.2 dB/km, dispersión de 17.3 ps/(nm·km) para la longitud de onda seleccionada, pendiente de 0.057 ps/(nm²·km), área efectiva de 80 μm² e índice no lineal de 26×10^{-21} m²/W.

4.2.3 Receptor

Después de propagarse por la fibra óptica la señal óptica se detecta directamente usando un fotodiodo PIN cuya responsividad es de 0.9 A/W y el cual es modelado con ruido cuántico y con densidad de corriente del ruido de 10 pA/ \sqrt{Hz} . Una vez en el receptor y transformada la señal óptica en una señal eléctrica, se realizan las operaciones inversas a las realizadas en el transmisor. En la Fig. 4.7 se puede observar el esquema del receptor OOFDM simulado en VPI.

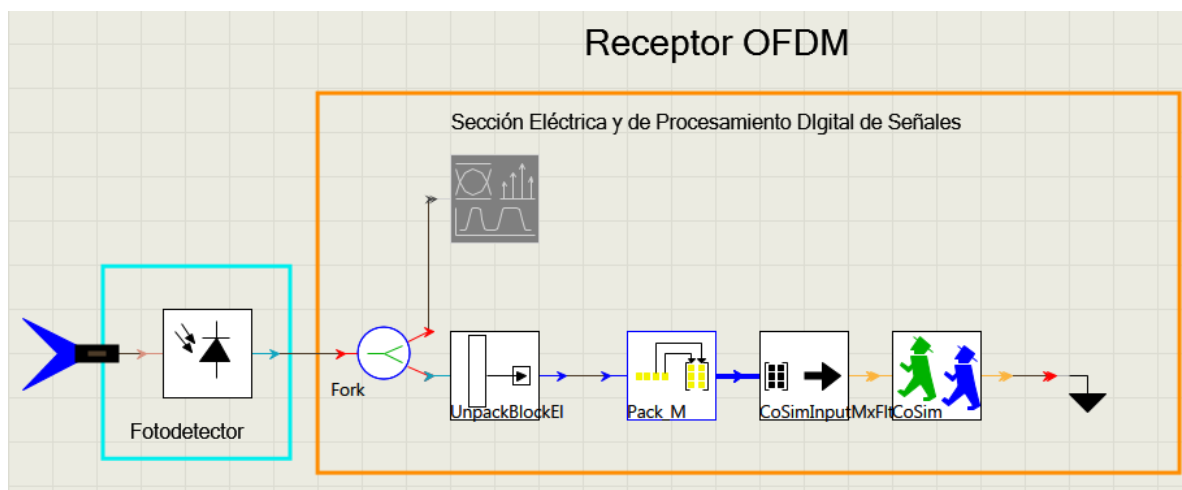


Fig. 4.7 Diagrama del receptor del sistema OOFDM. Los componentes de la sección eléctrica y de procesamiento digital se encuentran enmarcados en naranja. A diferencia del transmisor, en el receptor sólo se utiliza un componente óptico, el fotodetector.

Como ya se explicó en la sección 3.3.3 la señal RF-OFDM se traslada a banda base con ayuda del LO cuya frecuencia corresponde a $f_{RF} = 39.78$ GHz. La señal en banda base contendrá una parte real y otra imaginaria. Después, se procede a digitalizar las señales con la ayuda de dos convertidores analógico/digital (ADC) para recrear los números complejos que representan a cada una de las subportadoras, por lo que en este proceso la simulación elimina la mitad de las muestras correspondientes a una frecuencia de muestreo de 52 GHz. El resto del receptor digital consiste en eliminar el prefijo cíclico, realizar la transformada de Fourier directa (FFT) para devolver la señal al dominio de la frecuencia (demodular),

llevar a cabo el proceso de ecualización como se explicó previamente y, finalmente, realizar la decodificación 16-QAM para obtener los bits originales. En el Apéndice B de esta tesis se presenta el código en Matlab del sistema de recepción.

En la Fig 4.8 se observa como la dispersión afecta a las 255 subportadoras. La constelación recibida (a la izquierda) mapea a los símbolos de esa forma debido al corrimiento de fase que induce dispersión en los símbolos OFDM y por tanto en los símbolos 16-QAM. Después de la estimación de canal y la ecualización, se pueden recuperar los símbolos enviados, mostrados en la gráfica de la derecha. Claramente se distinguen los 16 símbolos. Se puede observar de igual forma la presencia de ruido, elemento que será fundamental para limitar el alcance de nuestro enlace. Tal y como se explicó en el capítulo anterior, el diagrama de constelación nos permite realizar un cálculo estadístico de la EVM, lo que a su vez nos permite realizar un cálculo aproximado del BER del sistema mediante la ecuación (26).

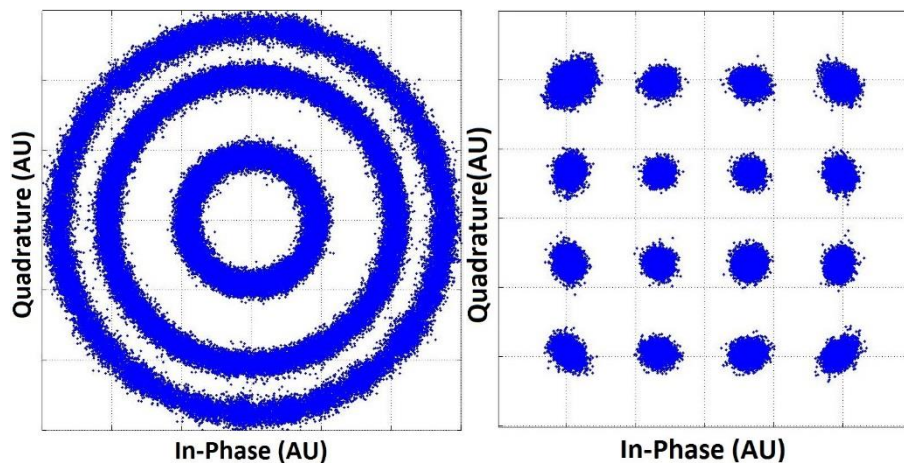


Fig. 4.8 Constelaciones de la señal recibida antes de ser ecualizada (izquierda) y después de la ecualización (derecha). La dispersión producida por la fibra óptica es bien compensada por el proceso de ecualización implementado.

Capítulo 5

Resultados: Aplicación de DD-OFDM en un canal óptico de 100 Gb/s para la siguiente generación de Ethernet.

5.1 Introducción: la siguiente generación de Ethernet.

La última actualización el estándar Ethernet opera a una tasa de transmisión máxima de 100 Gb/s. Sin embargo, la comunidad encargada de investigar y desarrollar esta tecnología, comenzó a analizar la conveniencia y ventajas de desarrollar un estándar más rápido para Ethernet, incluso antes de su publicación en junio de 2010. Esto llevó a la creación del grupo “IEEE 400 Gigabit Ethernet (400 GbE) Task Force” en mayo del 2014, que, como su nombre lo indica, busca desarrollar un estándar Ethernet a una tasa de 400 Gb/s. La manera más simple para implementar la subcapa dependiente del medio físico (PMD, por sus siglas en inglés), para su versión en fibra monomodal consiste en la implementación de 16 canales ópticos, cada uno modulado a 25 Gb/s en formato NRZ [51]. No obstante, dicha solución requiere 12 transceptores más que su predecesor y consecuentemente incrementa el consumo de potencia y el costo de implementación. Una alternativa muy interesante es implementar formatos de modulación avanzada para establecer esquemas WDM de cuatro canales ópticos, cada uno operando a una tasa de 100 Gb/s. De esta forma se puede mantener el número de componentes ópticos utilizados actualmente y garantizar un equilibrio entre costos, consumo de potencia y densidad de puertos en los transceptores. Estos son factores muy deseados con referencia a la tecnología Ethernet, por sus características de servicio a centros de datos e incluso a nivel computadoras personales, es decir, su aplicación.

Un enlace óptico sencillo a 100 Gb/s puede realizarse de varias formas. La ITU recomienda, por ejemplo, multiplexación por polarización con modulación QPSK a 112 Gb/s para implementar OTU4 [52]. Esta solución implica utilizar transmisión óptica coherente, haciendo muy complejo al sistema y por lo tanto, más caro. Por otro lado, la modulación

por amplitud de pulsos con 4, 8 o 16 niveles no presenta dicho problema, pero requiere de componentes optoelectrónicos de alta velocidad para generar los niveles de intensidad equitativamente espaciados, los cuales no están disponibles comercialmente todavía. El uso de DD-OOFDM, recientemente desarrollado en el dominio óptico y presentado como una tecnología de punta relativamente económica e interesante, se muestra como una alternativa viable para la implementación de Ethernet a 400 Gb/s. Para ello es necesario instalar cuatro canales ópticos, cada uno con su propio láser y modulador. Cada canal corre a 100 Gb/s y está basado en el uso de DD-OOFDM.

Las ventajas que DD-OOFDM presenta sobre los sistemas ópticos coherentes se abordaron previamente en 3.2.1. La transmisión mono-canal óptico a 100 Gb/s implementando DD-OOFDM ha sido demostrada numéricamente utilizando 64-QAM en un enlace de fibra óptica monomodo convencional de 40 km de longitud [49]. Sin embargo, únicamente se logró una BER de 10^{-3} y no se implementó esquema de compensación de la dispersión alguno. De igual forma se han reportado resultados similares utilizando 16-QAM en conjunto con multiplexación por polarización para reducir la tasa de símbolo que requiere el canal, y por ende reducir la velocidad a la que deben operar los componentes [53]. Otro método económico para implementar DD-OOFDM está basado en el uso de láseres modulados directamente para reducir el costo de la implementación, pero sólo se ha estimado un alcance máximo de 5 km utilizando 16-QAM como modulación digital [54].

La configuración del sistema simulado en este trabajo se detalló en el capítulo 4. Corresponde presentar e ilustrar los resultados obtenidos con el sistema propuesto, DD-OOFDM con conversión RF. Aquí se demuestra que efectivamente es posible implementar uno de los canales que formaría parte del enlace Ethernet de 4 canales operando a 100 Gb/s con la tecnología presentada a lo largo de esta tesis. De acuerdo a los esfuerzos que actualmente se llevan a cabo en el seno de la 400 GbE Task Force, el alcance máximo objetivo para nuestro sistema es de 10 km, conocido como *long reach*, aunque también se analiza la posibilidad de extenderlo hasta un alcance de 40 km, que coincidiría con una posible futura versión de lo que se conoce como *extended reach* o alcance extendido.

5.2 Evolución de la señal a lo largo del sistema.

En esta sección se muestra y analiza la evolución de la señal OFDM de 100 Gb/s al ser transmitida por el enlace DD-OOFDM ilustrado en la Fig. 5.1. La señal se constituye como se explicó previamente en el capítulo tres y corresponde a un canal óptico Ethernet que corre a una velocidad de 106.07 Gb/s, constituida por 256 subportadoras que son moduladas digitalmente con un esquema 16-QAM. La velocidad real del canal es de 100 Gb/s como el estándar lo requiere, el resto corresponde a encabezados y a la inserción del prefijo cíclico; el desglose de la velocidad se explica en la sección 4.2.

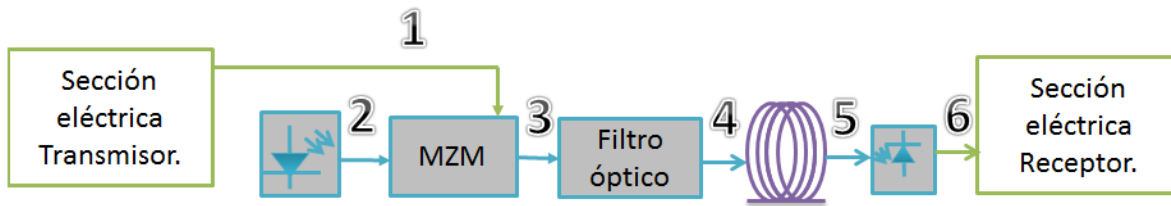


Fig. 5.1 Esquema general simplificado del enlace DD-OOFDM. Se numeran los puntos más importantes donde se analizará el comportamiento de la señal.

Como ya ha sido ampliamente explicado en este documento, después de que los bits que ingresan al sistema se pasan de una configuración serial a paralela y son modulados digitalmente y una vez introducidos en la IFFT se constituye el símbolo OFDM. Éste se convierte con ayuda del DAC al dominio analógico como se muestra en la Fig 5.2. En ella se muestran tanto la señal digital (con puntos) como la señal analógica (en rojo) generada a partir de ella. La señal analógica se mide en el punto 1 de la Fig 5.1. La señal generada es la que VPI procesa para hacer la simulación, por lo que es la señal que rastreamos a lo largo del enlace para observar cómo es afectada en el dominio de la frecuencia. Como se observa en la Fig. 5.1, el símbolo OFDM modula a un láser centrado en 193.1 THz (1550 nm). Al usar esta frecuencia se minimizan las pérdidas que la fibra aporta. La longitud del enlace se varía, de acuerdo a las diferentes distancias que el estándar propone, para analizar la factibilidad de implementar el sistema a 10, 20 y 40 kilómetros. Se analiza igualmente en enlace sin fibra (BtB) como parámetro de comparación.

Señal eléctrica

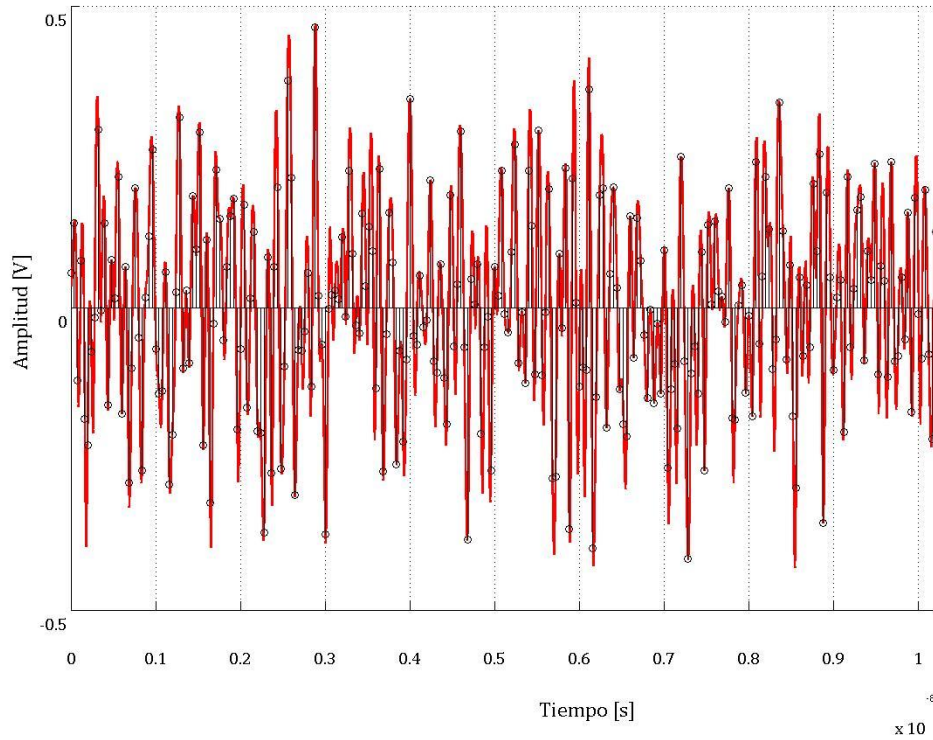


Fig. 5.2 Señal digital (puntos), y “analógica” (en rojo) generada por el DAC en la sección eléctrica del transmisor.

El espectro eléctrico de la señal mostrada en la Fig 5.2 se muestra en la Fig 5.3. Dicha señal alimenta al MZM y modula al CW para generar el símbolo OFDM óptico. El ancho de banda de la señal es de 26.52 GHz, mismo ancho de banda de la banda de guarda. Por ser una señal eléctrica, esta solamente se forma por componentes espectrales positivas.

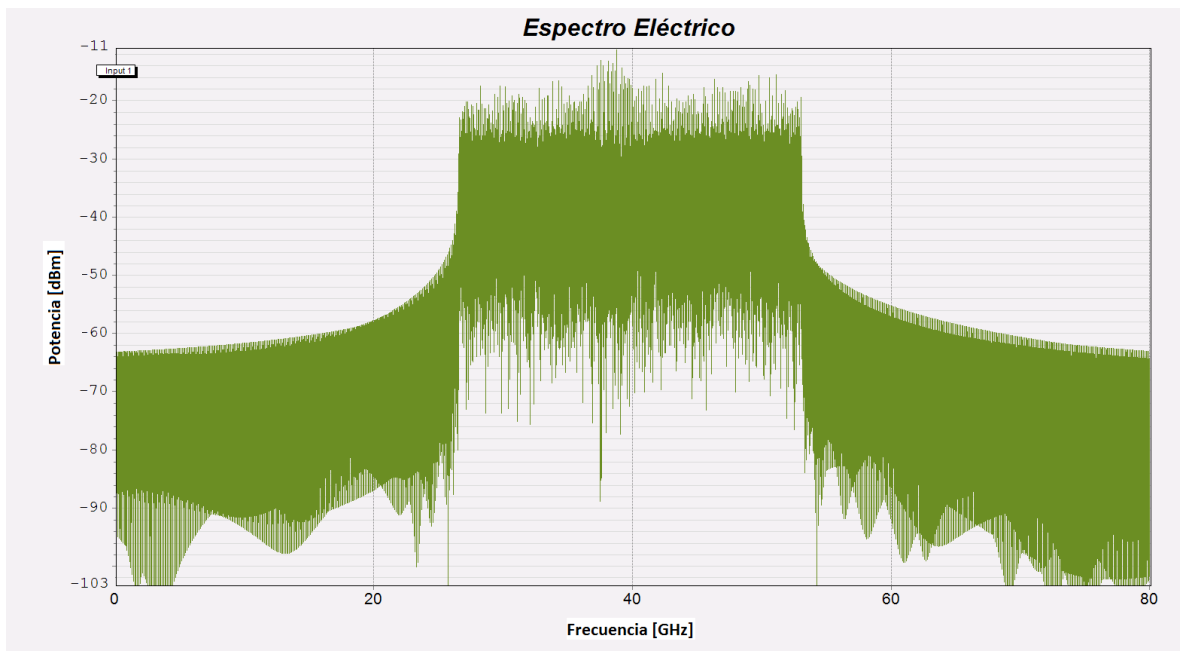


Fig. 5.3 Espectro eléctrico de la señal eléctrica generada en el transmisor.

Como ya se mencionó, el modulador está alimentado por dos señales, la señal eléctrica (Fig. 5.2 y 5.3) y la señal óptica. El espectro de la última se muestra en la Fig. 5.4, corresponde a la hipotética medición en el punto número 2 del diagrama de la Fig 5.1. En la figura se puede observar que la señal tiene una potencia de 16 dBm y una OSNR de 40 dB, que efectivamente corresponde a las características previamente descritas en 4.2.1.1. Nótese que el espectro es medido a una resolución de 12.5 GHz, lo que es común en el ámbito de las telecomunicaciones para medir el OSNR.

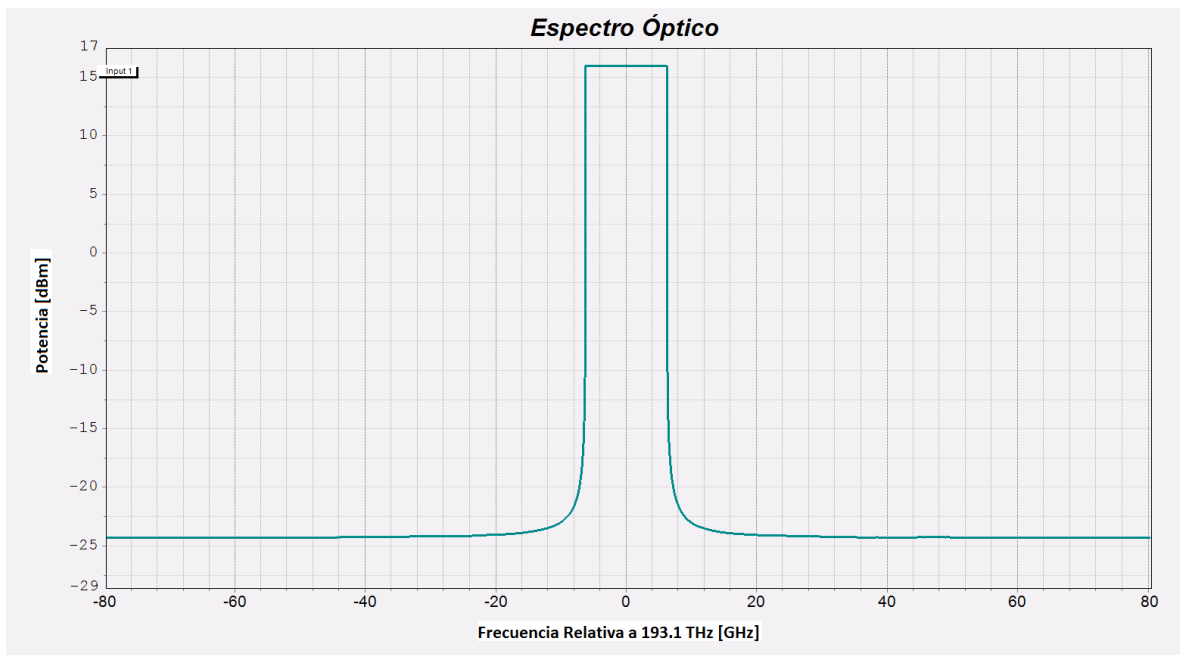


Fig. 5.4 Espectro de la señal óptica continua medida con una resolución de 12.5 GHz.

Una vez modulado el haz CW derivado del láser, el espectro generado por el modulador se ilustra en la Fig. 5.5. Dicho espectro corresponde al que podría observarse en el punto número 3 del diagrama de la Fig 5.1. Es de esperar que el espectro sea simétrico por las características de modulación que se escogieron. De hecho, puede considerarse una copia exacta del espectro eléctrico presentado en la Fig. 5.3 mapeado al dominio óptico, por lo que permanecen las mismas características. Sin embargo, debe notarse la aparición de una componente que corresponde a la portadora óptica de 193.1 THz, necesaria para poder realizar el proceso de demodulación óptica en la etapa de recepción.

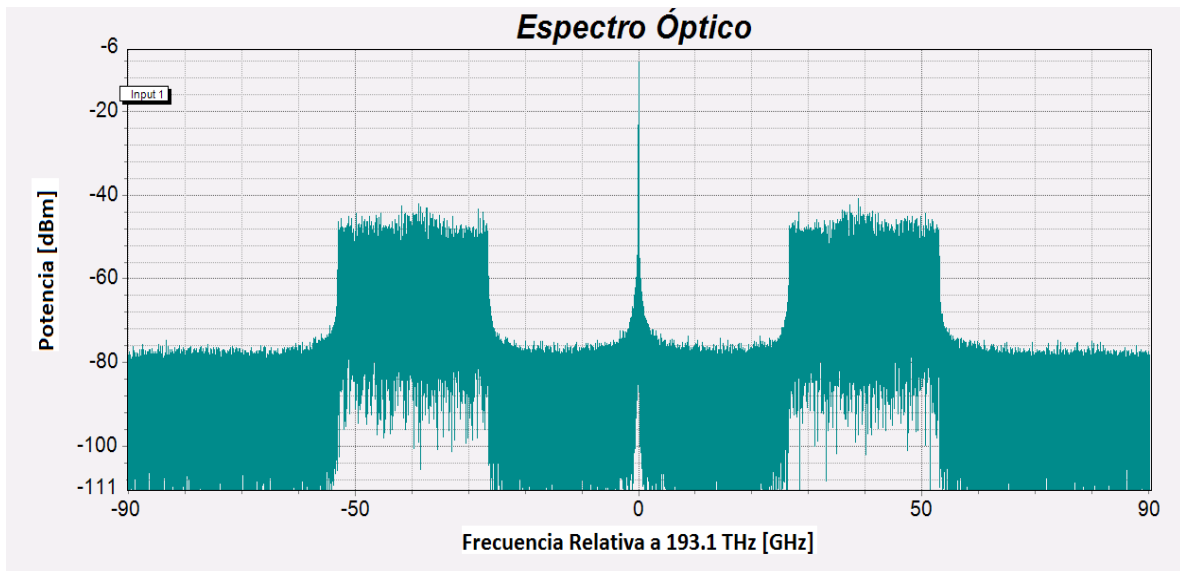


Fig. 5.5 Espectro óptico generado por el modulador MZM. (Medido con una resolución de 197.5 kHz).

Después de la modulación corresponde eliminar uno de los lóbulos laterales, en este caso el inferior. Con ayuda del filtro optimizado, ya descrito en el capítulo anterior, se elimina dicho lóbulo y se permite el paso de la portadora óptica y el lóbulo superior que acarrea la información. El espectro resultante se muestra en la Fig 5.6, correspondiente al que se observaría en el punto número 4 del diagrama de la Fig 5.1, justo antes de ser lanzada a la fibra óptica. La portadora óptica pierde potencia debido a que la respuesta del filtro no es ideal, de igual forma no se elimina el lóbulo inferior totalmente. El valor óptimo de la potencia de la portadora se obtiene mediante una adecuada selección de las características del filtro, de tal manera que la SNR en el receptor se maximice.

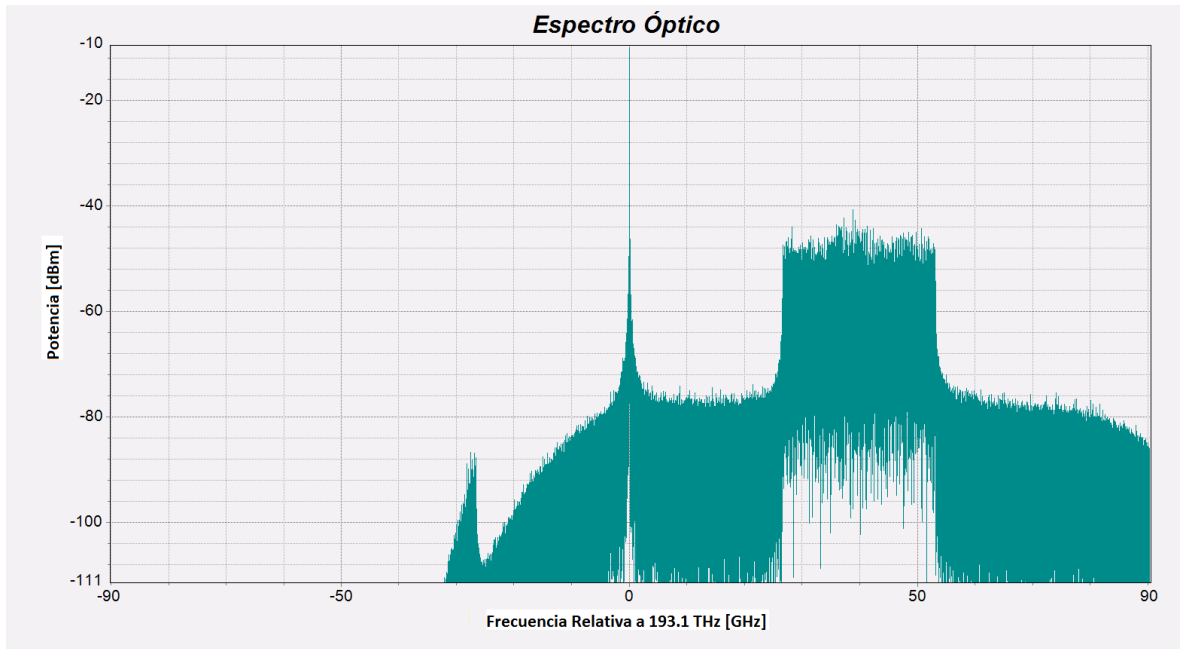


Fig. 5.6 Espectro óptico a la salida del filtro óptico. (Medido con una resolución de 197.5 kHz).

Después del proceso de filtrado óptico, la señal se propaga por la fibra óptica, donde los efectos no lineales de la misma e incluso la respuesta no lineal de la fibra afectan su calidad. La Fig. 5.7, correspondiente a una medición de la señal en el punto número 5 del diagrama de la Fig 5.1, ilustra el espectro óptico de la señal justo antes de ser detectada por el receptor. Se observa que las no-linealidades propias de la fibra tienen un papel importante ya que, al comparar con la Fig. 5.6, se observa un pequeño lóbulo en las frecuencias bajas, aunque de potencia muy baja, inferior al nivel de ruido. También se observa que la transmisión ha atenuado a la señal. Nótese que hasta este punto no se ha requerido el uso de amplificador óptico alguno.

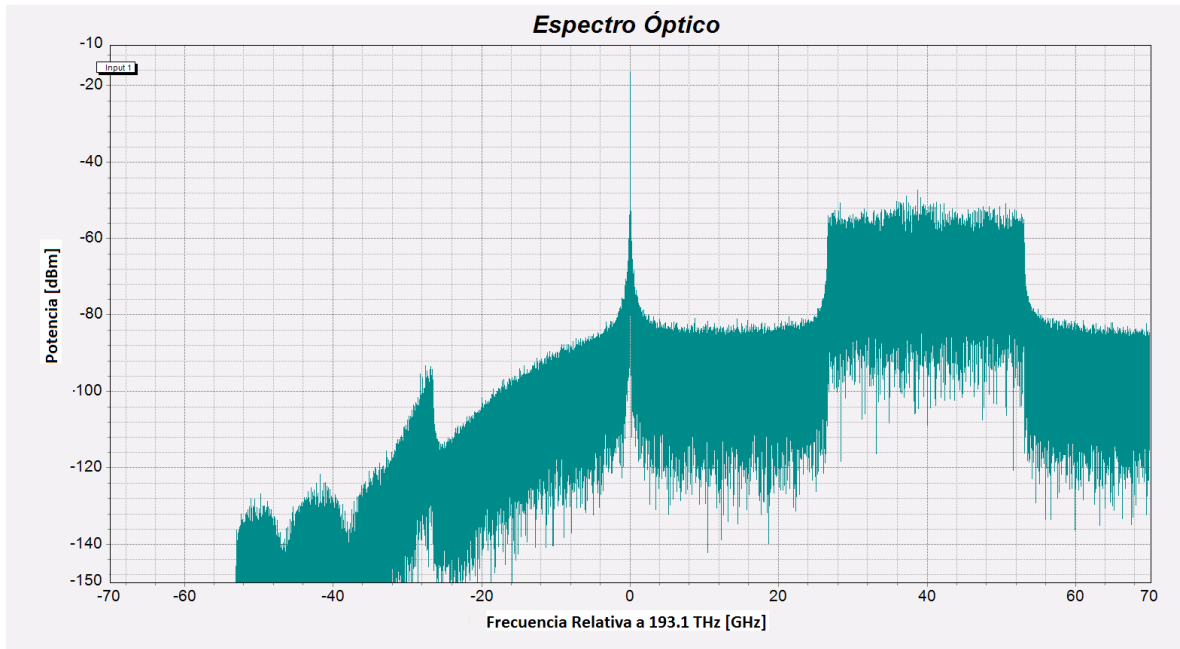


Fig. 5.7 Espectro óptico a la salida de la fibra después de haberse propagado 10 km. (Medido con una resolución de 197.5 kHz)

Finalmente, la señal es detectada y trasladada nuevamente al dominio eléctrico. La señal detectada se muestra en la Fig. 5.8, corresponde al punto número 6 del diagrama de la Fig. 5.1. Si se compara con la Fig. 5.3 resaltan dos cosas. En primer lugar se observa que el nivel de la señal detectada es muy inferior. Y en segundo lugar, debe notarse la presencia de los productos de segundo orden, generados por el proceso de detección de ley cuadrada o detección directa, que caen sobre el ancho de banda correspondiente a la banda de guarda. Evidentemente, estos productos deben desecharse, y de hecho esto es lo que justifica el haber insertado la banda de guarda mediante la inserción de la señal de RF. Estos productos se eliminan mediante un filtro eléctrico, tal y como ya fue explicado en secciones anteriores, aislando a la señal de interés (al centro del espectro) que contiene la información codificada en un conjunto de subcanales OFDM.

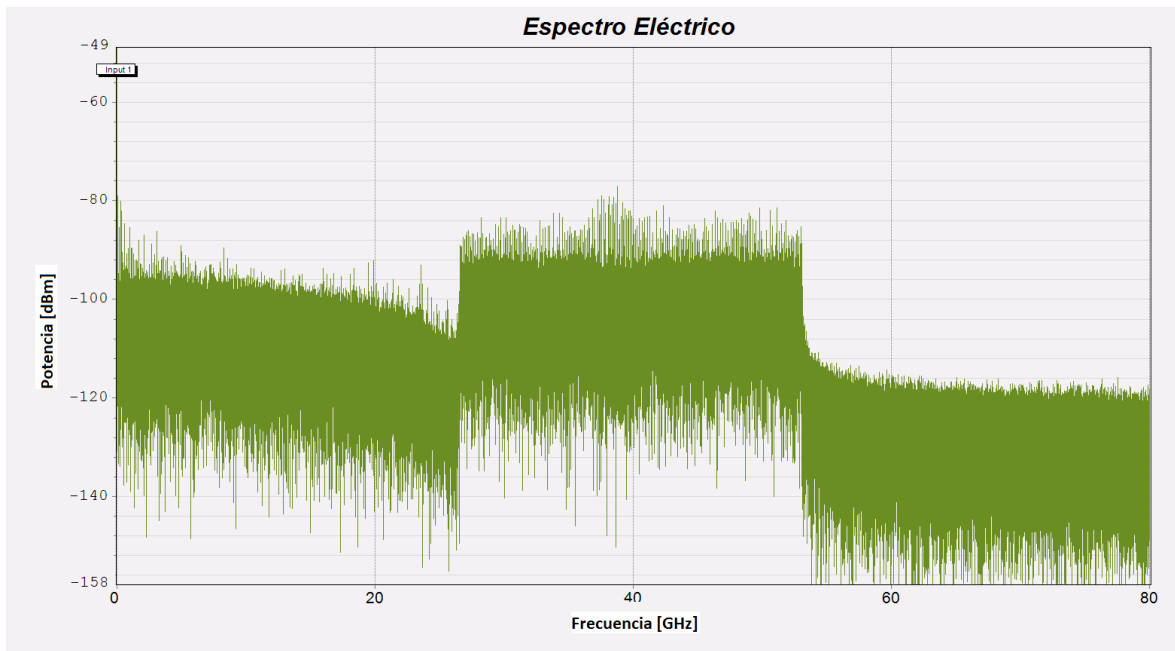


Fig. 5.8 Espectro eléctrico detectado en el receptor en el enlace de 10 km.

La señal eléctrica posteriormente se introduce al receptor eléctrico, donde después de realizarse los procesos de separación de componentes, filtrado y conversión analógica a digital, se recuperan los símbolos 16QAM, tal y como ya fue explicado en el capítulo anterior. Tras el proceso de ecualización el EVM se mide directamente del diagrama de constelación.

5.3 Análisis del Desempeño del canal óptico ODFM.

Posteriormente al proceso de recepción se implementó una sección de análisis del sistema que permite la estimación teórica del BER, que se explica detalladamente en 3.4.1, mediante el EVM medido de los diagramas de constelación, en este caso 16-QAM, recibidos. Esta aproximación se utiliza para evitar el uso de una cadena larga de bits que significaría un gran costo en tiempo de simulación. La estrecha relación entre las mediciones realizadas y la curva de estimación en la Fig. 3.13 garantizan la correcta predicción de los valores de BER (en el orden de 10^{-12}) para aquellas mediciones de valor pequeño de EVM. En el Apéndice B de esta tesis se encuentra el código generado para la medición de EVM.

La comparación de desempeño del sistema se midió para longitudes del enlace de 10, 20 y 40 km y para el caso (*back-to-back*) BtB donde no se contempla la conexión de la fibra pero sí se toman en cuenta las pérdidas por conexión. Este caso usualmente se toma como una referencia de desempeño. La comparación con los otros casos en que se conecta fibra se realiza mediante el cálculo de la sensibilidad del sistema para una BER específica, en este caso 10^{-12} ya que es el valor usado como umbral en el estándar Ethernet actual. Conociendo la sensibilidad y las pérdidas inherentes al enlace así como la potencia óptica del transmisor, un sencillo cálculo del presupuesto de potencia nos indica la factibilidad del enlace determinado. Para realizar el cálculo de la sensibilidad utilizamos el sistema ya descrito

modificado, en el que por medio de un amplificador o un atenuador ideal colocado justo al final de la fibra se modifica la potencia óptica recibida en el fotodetector (de la cual es función la BER). Posteriormente, se calcula el EVM recibido en dicho enlace y de éste se calcula la BER correspondiente. Este es un procedimiento bien conocido para evaluar el comportamiento de un sistema o el desempeño de un sistema bajo prueba.

En la Fig. 5.8 se muestra la gráfica de BER vs ROP (potencia óptica recibida por sus siglas en inglés) del sistema DD-OOFDM en estudio para diferentes longitudes de la fibra óptica monomodal. La gráfica se complementa con la tabla 5.1, que muestra prácticamente la misma información de manera detallada. Sin embargo, la tabla detalla los valores de potencia recibida, así como su correspondiente BER, que se obtienen del cálculo del presupuesto de potencia correspondiente. Además, destaca el valor de potencia (y BER correspondiente) que presenta el enlace en estudio, a 10, 20 y 40 km, y en el cual no se controla la potencia recibida en el fotodetector. Por ejemplo, en el caso de 40 km, la potencia recibida en el enlace estudiado en la ausencia del preamplificador ideal, es de -14.12 dBm, lo cual da por resultado una BER de 9.16×10^{-5} . De esta manera es posible conocer los valores de BER al final del enlace que tendría el sistema DD-OOFDM para los tres alcances estudiados.

BTB		10 km	
ROP (dBm)	BER	ROP (dBm)	BER
-2.12	3.06×10^{-14}	-3.52	5.66×10^{-14}
-4.12	4.59×10^{-14}	-4.12	6.89×10^{-14}
-6.12	1.05×10^{-13}	-6.12	1.77×10^{-13}
-8.12	5.64×10^{-13}	-8.12	9.87×10^{-13}
-10.12	1.38×10^{-11}	-10.12	2.27×10^{-11}
-12.12	2.36×10^{-09}	-12.12	3.34×10^{-09}
-14.00	8.63×10^{-07}	-14.12	1.46×10^{-06}
-17.00	1.51×10^{-03}	-17.00	1.55×10^{-03}

20km		40 km	
ROP (dBm)	BER	ROP (dBm)	BER
-0.92	3.82×10^{-10}	-0.92	1.25×10^{-6}
-2.92	4.27×10^{-10}	-2.92	1.30×10^{-6}
-6.12	6.92×10^{-10}	-4.92	1.41×10^{-6}
-8.12	1.50×10^{-9}	-6.92	1.68×10^{-6}
-10.12	7.27×10^{-9}	-10.12	3.71×10^{-6}
-12.12	1.26×10^{-7}	-12.12	1.22×10^{-5}
-14.12	7.26×10^{-6}	-14.12	9.16×10^{-5}
-17.12	2.46×10^{-3}	-17.12	4.86×10^{-3}

Tabla 5.1 Valores obtenidos para realizar la gráfica mostrada en Fig. 5.8. Se resalta en cada enlace el valor obtenido en el enlace estudiado cuando no se controla la potencia que llega al fotodetector.

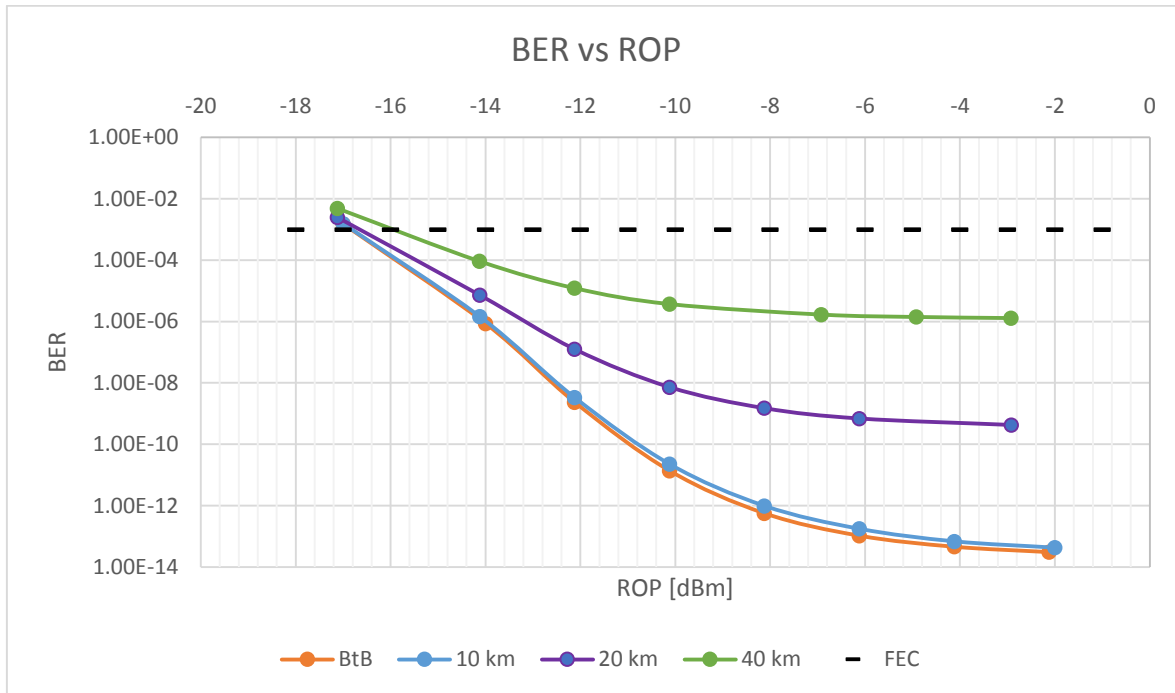


Fig. 5.9 BER del sistema DD-OOFDM como función de la potencia recibida en el detector.

De la Fig. 5.9 se observa que en el enlace BtB la sensibilidad para una BER de 10^{-12} es de -8.6 dBm. Así mismo, para el enlace de 10 km la sensibilidad correspondiente es de -8.2 dBm, lo que se traduce en una penalidad de potencia (PP) de aproximadamente 0.4 dB. Dicha PP es resultado de la interacción de la señal con las no-linealidades de la fibra, pero principalmente se debe al desajuste en la fase de la portadora óptica y la banda del símbolo OFDM durante el proceso de detección. Este desajuste de fases aumenta gradualmente conforme aumenta la dispersión acumulada en el sistema producida por la fibra. Por tanto, conforme aumenta la longitud del enlace, también aumenta el nivel de ruido y la degradación del desempeño del sistema. Esto explica también porque la BER para un enlace de 40 km es siempre mayor que para un enlace de, por ejemplo, 10 km. De hecho, en el caso de los enlaces de 20 km y 40 km, se observa que se establece una asíntota horizontal cerca de 4×10^{-10} y 1×10^{-6} , respectivamente. En dichos casos es preferible medir la penalidad para un BER de 10^{-3} , el límite más aceptado comúnmente para implementar FEC (*Forward-Error Correction*), ya que valores incluso de un BER de 10^{-12} son inalcanzables bajo estas circunstancias. Para $BER = 10^{-3}$, la sensibilidad medida es de -16.6 dBm para 20 km y -16 dBm para 40 km. La penalidad de potencia en estos casos con respecto del caso BtB (medido a la misma BER, obviamente) es de 0.2 dB para 20 km y 0.8 dB para 40 km.

5.4 Factibilidad del enlace a 10 km con un supercanal corriendo a 100 Gb/s.

Del análisis realizado anteriormente se observa que para el caso del sistema cuya longitud de fibra óptica supera los 10 km, un BER de 10^{-12} es imposible de alcanzar. De hecho, de acuerdo a los valores presentados en la tabla 5.1, se observa que para longitudes

de 20 y 40 km, la ROP al final del enlace correspondiente es de -10.12 dBm y -15.12 dBm, respectivamente (se resaltan dichos valores en la tabla). La diferencia de 4 dB entre ambas potencias es explicable del hecho de que la fibra utilizada presenta una pérdida de 0.2 dB/km, que para 20 km representa una pérdida total de 4 dB. La tabla mencionada indica que la BER para las potencias recibidas es en todo caso mayor al umbral determinado por la IEEE en su estándar de 100 Gb/s y al que ya hemos hecho referencia ($BER = 10^{-12}$), es decir $BER = 7.27 \times 10^{-9}$ para 20 km y $BER = 9.16 \times 10^{-5}$ para 40 km. Esto quiere decir, que ambos enlaces no son factibles, ya que generarían una cantidad de errores arriba de lo aceptado por el estándar actual. El caso del enlace de 10 km es diferente. Aquí se puede observar que aún sin el uso de amplificación, la potencia recibida en el receptor es suficiente para lograr una BER menor a 10^{-12} (es decir 9.87×10^{-13}). En otras palabras, se puede afirmar que el enlace es factible ya que el presupuesto de potencia es suficiente para que la señal se transmita sin errores (de acuerdo a lo dictado por el estándar).

Lo anteriormente explicado se puede resumir en la tabla 5.2, donde se muestra la BER producida por el sistema DDO-OFDM para las longitudes de la fibra óptica arriba tratadas. También se presenta el valor de EVM correspondiente y la ROP a la que se obtiene el valor, que corresponde a la destacada en la tabla 5.1. En la tabla se puede observar que el sistema propuesto puede tomarse como una alternativa al sistema actual (4x25 Gb/s) para 100GbE estándar o como parte de un hipotético (4x100 Gb/s) 400 GbE estándar. Efectivamente, si se escoge un límite de $BER = 10^{-12}$ es factible implementar el sistema DD-OFDM, sin la necesidad de utilizar amplificadores, en un enlace de máximo 10 km. Como ya se mencionó, esta distancia corresponde a la del estándar actual de largo alcance de la subcapa (PMD). Por otra parte, este sistema puede ser utilizado para alcanzar mayores distancias siempre y cuando se emplee FEC. En el caso particular del enlace de 40 km se puede observar en la Fig. 5.8 que la ROP requerida para implementar el sistema con FEC es de -16 dBm (es decir, la sensibilidad para $BER = 10^{-3}$) mientras que la ROP medida en ese enlace es de -14.12 dBm (ver tabla 5.2). Esto nos deja un margen de 1.88 dB que puede ser utilizado para implementar otra etapa de filtrado o incluso aumentar la distancia del enlace. Un argumento similar se puede utilizar para el análisis del enlace de 20 km. Aquí la ROP es de -10.12 dB y la requerida para utilizar FEC en el sistema es de aproximadamente -17 dB por lo que se tiene un margen mayor, de casi 7 dB.

Distancia [km]	BER	ROP (dBm)	EVM
0	1.05×10^{-13}	-6.12	6.12
10	9.87×10^{-13}	-8.12	6.39
20	7.27×10^{-9}	-10.12	7.96
40	9.16×10^{-5}	-14.12	12.19

Tabla 5.2 BER y EVM para el sistema DD-OOFDM implementado para distintas distancias.

Con el fin de tener una mejor comprensión del desempeño del sistema, el análisis se debe complementar con los diagramas de constelación mostrados en las Fig. 5.10 –5.13. Dichos diagramas de constelación (columna izquierda) corresponden a los valores de ROP y EVM expresados en la tabla 5.2 y por tanto corresponden a los diagramas recibidos, después de haber sido ecualizados, para el enlace en estudio (sin control de la potencia recibida en el fotodiodo). A manera de comparación, se presentan también los diagramas de constelación para el caso en que los valores de BER son muy altos y obtenidos en los cuatro enlaces tratados cuando la potencia recibida (ROP) es de aproximadamente -17 dBm.

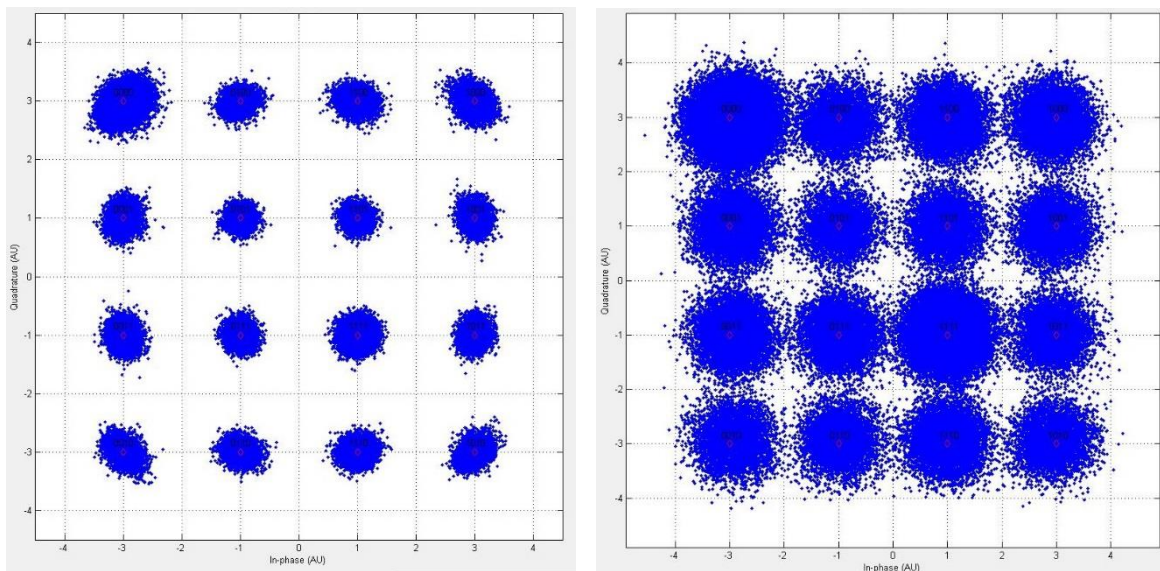


Fig. 5.10 Constelaciones recibidas y ecualizadas para el enlace BtB. A la izquierda el enlace original con las afectaciones propias del sistema y a la derecha el sistema de potencia controlada con ROP=-17 dBm.

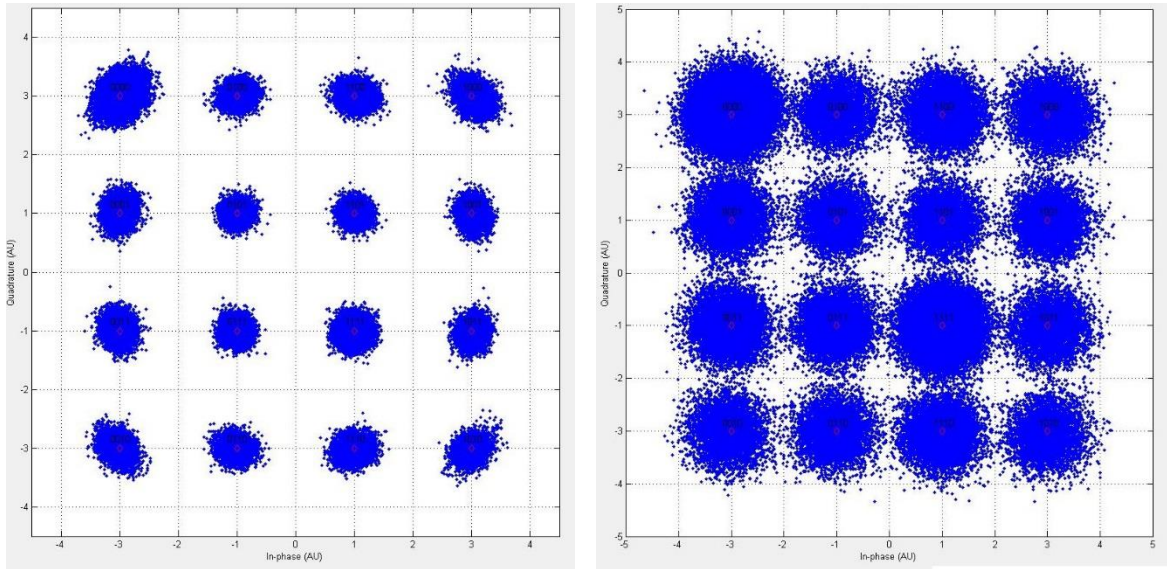


Fig. 5.11 Constelaciones recibidas y ecualizadas para el enlace de 10 km. A la izquierda el enlace original con las afectaciones propias del sistema y a la derecha el sistema de potencia controlada con ROP=-17 dBm.

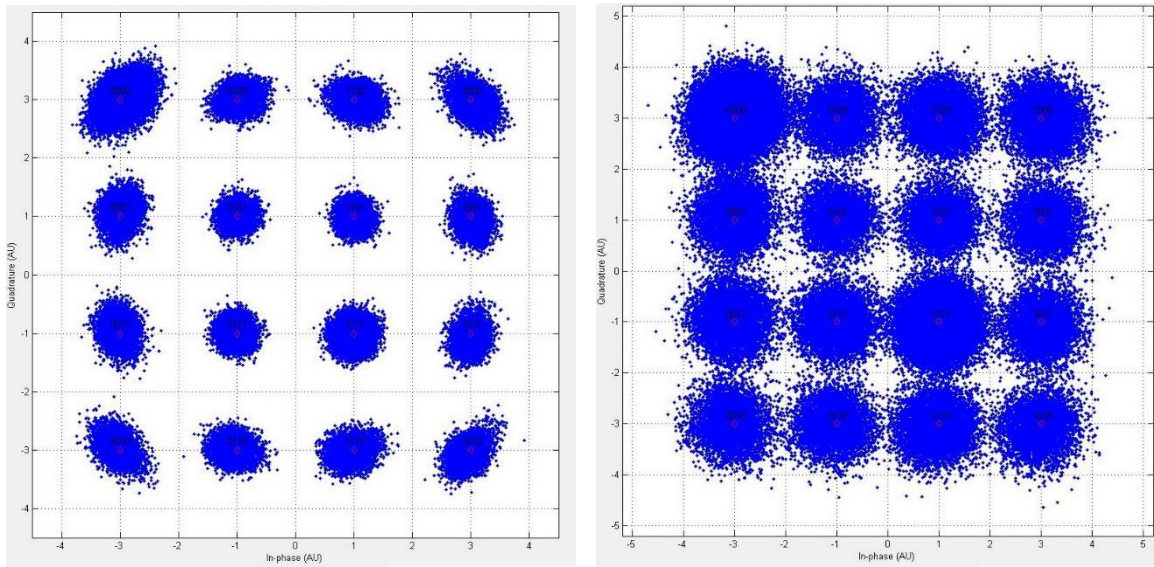


Fig. 5.12 Constelaciones recibidas y ecualizadas para el enlace de 20 km. A la izquierda el enlace original con las afectaciones propias del sistema y a la derecha el sistema de potencia controlada con ROP=-17.12 dBm.

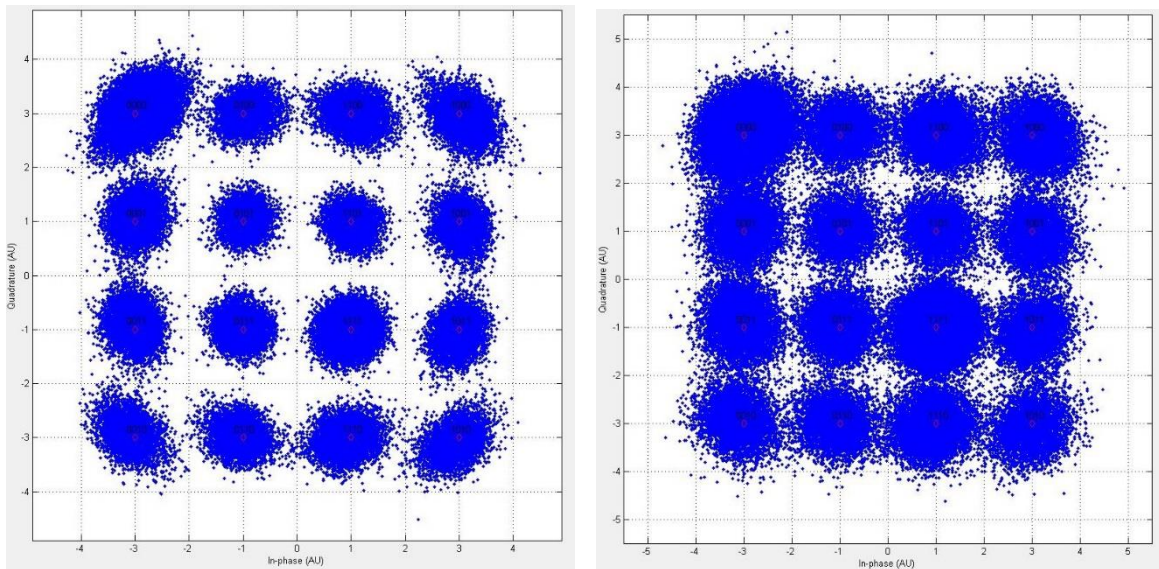


Fig. 5.13 Constelaciones recibidas y ecualizadas para el enlace de 40 km. A la izquierda el enlace original con las afectaciones propias del sistema y a la derecha el sistema de potencia controlada con ROP=-17.12 dBm.

Al observar las constelaciones de la columna derecha se puede observar que a pesar de recibir una potencia muy parecida, los espacios entre los umbrales de detección se reducen de manera significativa conforme aumenta la distancia de propagación, aumentando la probabilidad de error y en consecuencia la BER. El diagrama de la Fig. 5.13 es especialmente notable en cuanto a su deterioro, principalmente en los símbolos que caen en las esquinas de la matriz de 4x4 y en especial el superior izquierdo. Por otro lado, en las constelaciones de la columna izquierda se puede observar que los símbolos comienzan a esparcirse gradualmente como función de la distancia, por lo que el EVM aumenta, e incluso puede observarse en la Fig 5.13 como algunos de los símbolos caen fuera de los umbrales de detección propios. El ruido, las pérdidas del enlace, la OSNR a la entrada del sistema y el ancho espectral del haz del láser son los principales factores que influyen en la degradación del sistema.

El EVM mide el vector de separación entre el símbolo detectado y el símbolo enviado originalmente. En los diagramas de constelación el símbolo enviado se destaca en rojo y los símbolos detectados en azul. Al ser la BER proporcional al EVM es fácil observar que la Fig. 5.13 presenta un EVM de mayor magnitud que el de la Fig. 5.10 y por lo tanto una mayor BER.



Fig. 5.14 Imagen recibida en el enlace de 10 km. No hay errores.



Fig. 5.15 Imagen recibida en el enlace de 40 km. Hay una gran cantidad de errores presente.

Una vez que los símbolos recibidos son transformados nuevamente a la matriz de 256x256 bits que conforman a la imagen transmitida, se obtienen como resultado las imágenes de las Fig 5.14 y Fig 5.15. La primera imagen se obtiene cuando la secuencia de bits que la

compone se transmite a lo largo de un enlace de 10 km, mientras que la segunda corresponde al enlace de 40 km.

En el caso del enlace de 10 Km no se tienen errores por lo que la imagen es prácticamente la misma que se transmitió. El caso de mayor interés es el de 40 km, donde los errores se pueden observar a simple vista, ya que los pixeles toman un nivel diferente al original. La imagen muestra ruido. Esta última imagen tiene una BER de 9.16×10^{-5} que a la velocidad de transmisión utilizada se traduce en más de nueve mil errores por segundo. Esto es claramente inaceptable para un sistema de comunicaciones, haciéndolo inviable. Por otro lado, queda demostrada la factibilidad técnica del enlace consistente en 10 km de fibra óptica y que se basa en la tecnología OFDM.

Capítulo 6

Conclusiones generales y trabajo a futuro

El estudio de OFDM en el dominio óptico presentado en esta tesis permitió conocer tanto las ventajas que ofrece como alternativa para implementar un canal óptico a 100 Gb/s, como sus limitaciones. Afrontando los problemas que se presentaron durante el desarrollo del trabajo, se logró cumplir con los objetivos planteados al inicio y con aquellos que surgieron en el transcurso del proyecto. A continuación se enlistan las conclusiones generales de la tesis y las posibles aportaciones que se podrían sumar en un futuro no muy lejano.

6.1 Conclusiones

- Se logró dominar la teoría de OFDM tanto en el dominio eléctrico como en el óptico, lo que permitió simular de manera exitosa un sistema de transmisión óptico basado en dicha tecnología. Para ello, y tomando en cuenta que se trata de una tecnología relativamente nueva, se escogió la implementación particular de OFDM que se adaptaba mejor a la aplicación principal de este trabajo: un canal óptico de 100 Gb/s compatible con el estándar de Ethernet. Así pues, se decidió implementar la solución basada en detección directa y que por medio de un corrimiento espectral, utiliza tanto los componentes reales como imaginarios que se obtienen de la transformada inversa de Fourier. Implementaciones alternativas, como aquella basada en la hermiticidad de la señal de entrada a la IFT, y aquellas basadas en modulaciones digitales de menor orden fueron estudiadas, pero descartadas. La implementación seleccionada se caracteriza por su simplicidad, bajo costo y aprovechamiento del espectro disponible (alta eficiencia espectral).
- Se demostró numéricamente, por primera vez y hasta donde sabemos, la factibilidad técnica de un canal óptico operando a 100 Gb/s sin el uso de FEC o un amplificador óptico para un alcance máximo de 10 km, así como su posible escalabilidad a un mayor número de canales. Los requerimientos para las diferentes longitudes del

enlace fueron también detallados, siempre con miras a ser utilizados en la aplicación principal de este trabajo: tecnología Ethernet sobre fibra monomodo.

- Una de las principales limitantes del sistema OFDM que observamos y que es ampliamente conocida es el alto nivel de PAPR en la señal OFDM resultante. Se observó que este limitaba considerablemente la distancia del enlace así como su desempeño, razón por lo cual se desarrolló el sistema de reducción de PAPR basado en la suma aleatoria de fases para cada subportadora. Dicho esquema subsanó los problemas generados por los productos de intermodulación, eliminándolos del panorama y satisfaciendo los requerimientos de desempeño impuestos por el estándar 100 GbE Ethernet. Esta contribución es original y práctica.
- Al pasar de la teoría a la aplicación, se logró implementar de manera satisfactoria el sistema escogido en un ambiente como VPI. Destacando la posibilidad de hacer cosimulación, lo que nos permitió desarrollar la sección de procesamiento digital a conveniencia.
- En el mismo sentido, al tener la opción de modificar las características de los componentes ópticos se analizó cuáles y de qué forma limitaban el rendimiento del sistema. Una vez identificadas, se buscó configurar dichas características de forma que coincidieran con las de los componentes disponibles en el mercado.
- Se optimizó el filtro óptico en función del desempeño del sistema. Así se dispone de especificaciones como forma del filtro, ancho de banda y frecuencia central óptimos.
- Entre los hallazgos importantes del análisis realizado en este trabajo, se destaca el hecho de que la capacidad del canal queda limitada, entre otras razones, por los ADC usados en el receptor; por tanto, la velocidad del canal queda estrechamente ligada a la tasa de muestreo que los convertidores puedan alcanzar.
- Se observó que la BER alcanzada a diferentes longitudes del enlace para ROP similares difiere en gran medida debido al desajuste de fases entre la portadora óptica y la banda OFDM. Dicho desfase aumenta el ruido presente en el sistema, por lo que una vez alcanzada la asíntota de BER, amplificar la ROP no ofrece ventaja alguna.
- Para llevar a cabo el análisis de EVM recibida y consecuentemente de BER se desarrolló el código necesario basado en una comparación entre los símbolos recibidos y los enviados.
- Al analizar el efecto de las no-linealidades de la fibra en el enlace se observa que la potencia del lóbulo que ellas producen, es muy baja, por lo que el efecto de las no-linealidades no merma el desempeño del sistema.

6.2 Trabajo a futuro.

A continuación se mencionan algunas líneas de investigación sobre las que se podría trabajar en un futuro.

El trabajo aquí realizado plantea como posibilidad utilizar el canal estudiado en un sistema de 4x100 Gb/s. Un análisis y simulación similar a los realizados para un solo canal podrían proponerse evaluando el desempeño del sistema basado en el presupuesto de potencia. Al ser necesarios tanto un multiplexor como un demultiplexor ópticos se requerirá un filtro extra. Esto implica considerar las pérdidas inherentes a ese filtro, por lo que con el presupuesto de potencia estimado en esta tesis parece, imposible alcanzar la BER de 10^{-12} . Sin embargo, se puede hacer el análisis considerando amplificación o la implementación de dicho sistema con FEC. Si se considera amplificación, se tiene que analizar el impacto de las no-linealidades del mismo, ya que habrá tantas portadoras ópticas y bandas OFDM como canales implementados. La potencia de dichas componentes puede perjudicar de manera considerable al sistema.

Si se observa la Fig 5.15, cada columna horizontal de pixeles corresponde a una frecuencia de las 256 subportadoras utilizadas, los errores ocurren con mayor frecuencia en subportadoras específicas. Por lo que implementar un esquema similar al que utilizan otras aplicaciones que utilizan OFDM como Wi-Fi, que varían el orden la modulación (16-QAM, 8-QAM, 4-QAM, BPSK) digital según la respuesta del canal a las diferentes subportadoras. Una vez hecha la estimación del canal se puede bajar la modulación de aquellas frecuencias que presenten más errores, mejorando el desempeño del canal.

Como ya se mencionó anteriormente, el PAPR es una de las principales limitantes del sistema. Al utilizar esquemas de modulación digital de menor orden dicho problema se reduce en gran medida, aumentando el alcance del enlace y mejorando su desempeño. Esto sólo sería factible con el desarrollo de ADC mucho más rápidos. Sobre la misma línea, la OSNR del láser es fundamental para establecer la asíntota horizontal de la Fig 5.8, por lo que un láser con mayor OSNR significaría una mejora significativa en el desempeño. La potencia de dicho láser afecta de un modo similar.

Referencias

- [1] N. Antoniadou, G. Ellinas and I. Roudas (Editores); *WDM Systems and Networks: Modeling, Simulation, Design and Engineering*, Springer Verlag, 2011. ISBN:978-1-4614-1092-8.
- [2] Winzer, Peter J. and Renè-Jean Essiambre. *Advanced Modulation Formats for High-Capacity for Optical Transport Networks*. Journal of Lightwave Technology, Vol. 24, No. 12, 2006 .
- [3] Yang Jing Wen, Jinyu Mo, and Yixin Wang, “Advanced Data Modulation Techniques for WDM Transmission”, IEEE Communications Magazine. Aug. 2006.
- [4] R.W. Chang, “Orthogonal Frequency Multiplex Data Transmission System”, U.S. Patent 3 448 445, Jan.6, 1970.
- [5] B.J. Dixon, et al., ”Orthogonal Frequency Division Multiplexing in wireless communication systems with multimode fiber feeds”, in IEEE Transmission Microwave Theory Technology, vol. 49, no. 8, pp. 1404 – 1409, Aug. 2001.
- [6] N. Cvijetic, “OFDM for Next Generation Optical Access Networks” in Journal of Lightwave Technology, vol. 30, no.4, Feb. 2012.
- [7] T. Sakamoto et al., *Widely wavelength-tunable ultra-fast frequency comb generation using conventional dual-drive Mach-Zehnder modulator*, in Electronics Letters, vol.43, no.4, pp. 308 – 315, 2010.
- [8] A.K. Mishra et al., Comb Generator for 100 Gbit/s OFDM and Low_loss Comb-Line Combiner Using the Optical Inverse Fourier Transform (IIFT) , in We.A1.4 ICTON
- [9] W. Shieh and I. Djordjevic, *OFDM for Optical Communications*, 1° ed. Arizona: Academic Press, 2010, p. 440.
- [10] J. D’Ambrosia, “40 gigabit Ethernet and 100 gigabit Ethernet: the development of a flexible architecture—[Commentary],” IEEE Commun. Mag., vol. 47, no. 3, pp. S8–S14, Mar. 2009.

- [11] M. Cvijetic, "Towards 100 GbE introduction: challenges and practical aspects," in Proc. of the 10th Anniversary Int. Conf. on Transparent Optical Networks (ICTON 2008), 22–26 June 2008, vol. 1, pp. 1–4.
- [12] IEEE P802.3ba Task Force [Online]. Available: <http://www.ieee802.org/3/ba>.
- [13] M. Duelk and R. Gutierrez-Castrejon, "4 × 25-Gb/s 40-km PHY at 1310 nm for 100 GbE using SOA-based preamplifier," *J. Lightwave Technol.*, vol. 26, no. 12, pp. 1681–1689, June 2008.
- [14] P. Drolet and L. Duplessis, "100G Ethernet and OTU4 testing challenges: from the lab to the field," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 48, no. 7, pp. 78–82, July 2010.
- [15] B. Koley, V. Vusirikala, C. Lam, and V. Gill, "100 GbE and beyond for warehouse scale computing," in Proc. 15th OptoElectronics and Communications Conf. (OECC), July 2010, pp. 106–107.
- [16] Y. Ma, Q. Yang, Y. Tang, S. Chen, and W. Shieh, "1-Tb/s per channel coherent optical OFDM transmission with subwavelength bandwidth access," in Optical Fiber Communication Conf. (OFC 2009), Mar. 2009, PDPC1.
- [17] S. L. Jansen, I. Morita, T. C. W. Schenk, and H. Tanaka, "121.9-Gb/s PDM-OFDM transmission with 2-b/s/Hz spectral efficiency over 1000 km of SSMF," *J. Lightwave Technol.*, vol. 27, pp. 177–188, 2009.
- [18] M. Bakaul, A. Nirmalathas, C. Lim, D. Novak, and R. Waterhouse, "Spectrally efficient hybrid multiplexing and demultiplexing schemes toward the integration of microwave and millimeterwave radio-over-fiber systems in a WDM-PON infrastructure," *J. Opt. Netw.*, vol. 8, no. 5, pp. 462–470, May 2009.
- [19] M. Bakaul, A. Nirmalathas, C. Lim, D. Novak, and R. Waterhouse, "Simplified multiplexing scheme for wavelength-interleaved DWDM millimeter-wave fiber-radio systems," in Proc. European Conf. on Optical Communication (ECOC'2005), Sept. 2005, vol. 4, pp. 809–810.
- [20] T. E. Velasco Ramírez, "Supervisión de pérdidas eléctricas no técnicas utilizando comunicaciones en líneas de potencia.," Universidad Nacional Autónoma de México, 2008.
- [21] Mosier RR, Clabaugh RG. Kineplex, "A bandwidth-efficient binary transmission system". *AIEE Trans* 1958;76:723–8.

- [22] Tang JM, Lane PM, Shore KA. “High-speed transmission of adaptively modulated optical OFDM signals over multimode fibers using directly modulated DFBs”. *J Lightwave Technol* 2006;24:429–41.
- [23] Cooley, J. W., & Tukey, J. W. “An Algorithm for the Machine Calculation of Complex Fourier Series”. *Mathematics of Computation*, (90). 297. 1965
- [24] A. F. Molisch, *Wireless Communications*, Second Edi. John Wiley & Sons Ltd., 2011, p. 817.
- [25] Hara S, Prasad R. *Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications*. Boston: Artech House; 2003. 24.
- [26] Hanzo L, Munster M, Choi BJ, Keller T. *OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-User Communications, WLANs and Broadcasting*. New York: Wiley; 2003.
- [27] M. Ergen, *Mobile Broadband*. Berkeley, CA: Springer.
- [28] Dischler R, Buchali F. Measurement of nonlinear thresholds in O-OFDM systems with respect to data pattern and peak power to average ratio. *Opt. Fiber Commun. Conf.*, paper no. Mo.3.E.5. San Diego; 2008.
- [29] B. J. C. Schmidt, A. J. Lowery, S. Member, and J. Armstrong, “Experimental Demonstrations of Electronic Dispersion Compensation for Long-Haul Transmission Using Direct-Detection Optical OFDM,” vol. 26, no. 1, pp. 196–203, 2008.
- [30] O’Neil R, Lopes LN. Envelope variations and spectral splatter in clipped multicarrier signals. In: *Proc. IEEE 1995 Int. Symp. Personal Indoor Mobile Radio Commun*; 1995. pp. 71–5.
- [31] Li X, Cimini Jr LJ. Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM. *IEEE Commun Lett* 1998;2:131–3.
- [32] Armstrong J. Peak-to-average power reduction for OFDM by repeated clipping and frequency domain filtering. *IET Elect Lett* 2002;38:246–7.
- [33] J. Armstrong and S. Wilson, “Digital Modulation Techniques for Optical Asymmetrically-Clipped OFDM,” pp. 538–542, 2008.
- [34] Agrawal GP., *Fiber-Optic Communication Systems*. ,3rd ed. New York: Wiley; 2002.
- [35] A. J. Lowery and L. B. Du, “Optical orthogonal division multiplexing for long haul optical communications: A review of the first five years,” *Opt. Fiber Technol.*, vol. 17, no. 5, pp. 421–438, Oct. 2011.

- [36] J. Armstrong and S. Member, "OFDM for Optical Communications," vol. 27, no. 3, pp. 189–204, 2009.
- [37] C. S. Engineering, A. J. Lowery, L. Du, and J. Armstrong, "Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Adaptive Dispersion Compensation in Long Haul WDM Systems," pp. 3–5, 2006.
- [38] W. Shieh and C. Athaudage, "Coherent optical orthogonal frequency division multiplexing," vol. 42, no. 10, pp. 10–11, 2006.
- [39] I.B. Djordjevic, B. Vasic, "Orthogonal frequency division multiplexing for high-speed optical transmission", *Opt. Exp.*, vol. 14, pp. 3767–3775, 2006.
- [40] A.J. Lowery, S. Wang, M. Premaratne, "Calculation of power limit due to fiber nonlinearity in optical OFDM systems", *Opt. Exp.*, vol.15, pp.13282–13287, 2007.
- [41] L. B. Du and A. J. Lowery, "Improved nonlinearity precompensation for long-haul high-data-rate transmission using coherent optical OFDM," *Opt. Express*, vol. 16, no. 24, p. 19920, Nov. 2008.
- [42] M. Nazarathy, J. Khurgin, R. Weidenfeld, Y. Meiman, P. Cho, R. Noe, I. Shpantzer, V. Karagodsky, "Phased-array cancellation of nonlinear FWM in coherent OFDM dispersive multi-span links", *Opt. Exp.*, vol. 16, pp.15777– 15810,2008.
- [43] A. J. Lowery and J. Armstrong, "10Gbit/s Multimode Fiber Link using Power-Efficient Orthogonal-Frequency-Division Multiplexing.," *Opt. Express*, vol. 13, no. 25, pp. 10003–9, Dec. 2005.
- [44] A. J. Lowery and A. S. E. Ase, "Improving Sensitivity and Spectral Efficiency in Direct-Detection Optical OFDM Systems," pp. 8–10, 2008.
- [45] Schmidt BJC, Lowery AJ, Armstrong J. , "Experimental demonstrations of 20 Gbit/s direct-detection opticalOFDM and 12 Gbit/s with a colorless transmitter.", *Opt. Fiber Commun. Conf.*, paper no. PDP18. San Diego; 2007.
- [46] Peng WR, Wu X, Arbab VR, et al. "Experimental demonstration of a coherently modulated and directly detected optical OFDM system using an RF-tone insertion". *Opt. Fiber Commun. Conf.*, paper no. OMU2. San Diego; 2008.
- [47] O. Systems, "User ' s Manual," VPI Photonics.
- [48] V. M. Dolores C., "Estudio de la propagación de solitones ópticos mediante la ecuación no lineal de Schrödinger," Universidad Nacional Autónoma de México, 2009.

- [49] L. Mehedy, M. Bakaul, and A. Nirmalathas, "Single-Channel Directly Detected Optical-OFDM Towards Higher Spectral Efficiency and Simplicity in 100 Gb/s Ethernet and Beyond," *J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 3, no. 5, p. 426, Apr. 2011.
- [50] R. A. Shafik, "On the Extended Relationships Among EVM , BER and SNR as Performance Metrics," no. December, pp. 19–21, 2006.
- [51] R. Gutiérrez-Castrejón and P. Torres-Ferrera, "Design and technical feasibility of next 400 GbE 40-km PMD based on 16 x 25 Gbps Architecture," *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, 31, 2386-2393 , 2013.
- [52] A. Corporation, "Optical Transport Networks for 100G Implementation in FPGAs Satisfying the Demand for High Bandwidth," no. July, pp. 1–12, 2010.
- [53] D. Qian, N. Cvijetic, J. Hu, T. Wang, "108 Gb/s OFDMA-PON with polarization multiplexing and direct detection," *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.* 28, 484-493, 2010.
- [54] J. L. Wei, D. G. Cunningham, R. V. Penty, I. H. White, "Study of 100 gigabit Ethernet using carrierless amplitude/phase modulation and optical OFDM," *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.* 31, 1367-1373 , 2013.
- [55] R. Hui and M. O'Sullivan, *Fiber Optic Measurement Techniques*, 1° ed. USA: Academic Press, 2009.
- [56] R. Kudo, T. Kobayashi, K. Ishihara, Y. Takatori, A. Sano, and Y. Miyamoto, "Coherent Optical Single Carrier Transmission Using Overlap Frequency Domain Equalization for Long-Haul Optical Systems," *J. Light. Technol.*, vol. 27, no. 16, pp. 3721–3728, Aug. 2009.
- [57] A. Lowery and J. Armstrong, "Orthogonal-frequency-division multiplexing for dispersion compensation of long-haul optical systems.," *Opt. Express*, vol. 14, no. 6, pp. 2079–84, Mar. 2006.
- [58] J. Mauricio and V. González, "Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación ' Simulación de un Esquema de Modulación / Demodulación OFDM Utilizando un Modelo de Canal Multitrayectoria ' Presentada por :," 2008.
- [59] Y. Song and B. Xu, "A co-operation method of phase estimation and channel equalization for coherent optical communications," *2011 Int. Conf. Comput. Probl.*, pp. 1–4, Oct. 2011.
- [60] Q. Yang, A. Al Amin, and W. Shieh, "Impact of Nonlinearities on Fiber Optic Communications". New York, NY: Springer New York, 2011.

Glosario

A

ADC	Convertidor analógico digital
ADSL	Línea de abonado digital asimétrica

B

BER	Tasa de bit en error
BG	Banda de guarda
BLU	Banda lateral única
BtB	Back to Back

C

CO-OFDM	OFDM óptico coherente
CP	Prefijo Cíclico
CW	Haz continuo

D

DAB	Radiodifusión de audio digital
DAC	Convertidor Digital Analógico
DC	Corriente Continua
DDO-	
OFDM	OFDM Óptico de Detección Directa
DFT	Transformada Discreta de Fourier
Diff-	
MZM	Modulador Mach-Zehnder Diferencial
DMT	Multitono Discreto
DSL	Línea de abonado digital
DVB	Radiodifusión de video digital

E

EDFA	Amplificadores de Fibra Dopada de Erbio
ETSI	Instituto Europeo de Normas de Telecomunicaciones
EVM	Magnitud del vector de error

F

FEC	Corrección de Errores hacia adelante
FFT	Transformada Rápida de Fourier

I

ICI	Interferencia entre portadoras Transformada Inversa Discreta de Fourier
IDFT	Instituto de Ingeniería Eléctrica y Electrónica
IEEE	Transformada Rápida de Fourier
IFFT	Inversa
ISI	Interferencia entre símbolos

L

LAN	Red de área local
LM-DD-	
OFDM	OFDM de detección directa Linealmente mapeado.

M

MAN	Red de área metropolitana
MCM	Modulación Multiportadora
MZM	Modulador Mach-Zehnder

N

NLM-DD-OFDM	OFDM de detección directa no linealmente mapeado.
NRZ	Sin regreso a cero

O

OFDM	Multiplexación por división de Frecuencia Ortogonal.
O-OFDM	OFDM óptico.
OOK	On-Off Keying
OSNR	Relación de señal a ruido óptico

P

PAPR	Relación de Potencia Pico a Promedio
PLC	Comunicaciones mediante cableado eléctrico
PMD	Physical Medium Dependant
POL-MUX	Multiplexación por división de polarización

Q

QAM	Modulación de amplitud en cuadratura
-----	--------------------------------------

R

RF	Radio Frecuencia
ROP	Potencia óptica recibida

S

SMF	Fibra mono modo.
SNR	Relación Señal a Ruido
SOA	Amplificador Óptico de Semiconductor

W

WDM	Multiplexación por división de longitud de onda.
-----	--

Apéndice A

Código Transmisor

```

function
SElectrica=LecturaEIFFTpaper16QAM100G(tasa, reng, NumSOFDMtx, Cp, OverSampFact
or, distance, frf)
%%----- Lectura de Variables y la imagen
m = imread('Lenna.jpg');

bpb=4;%bits por baud
SamplePeriod=1/tasa;
SamplePeriod=SamplePeriod/(OverSampFactor/bpb);
mat=zeros(256,256,8);
d=distance;

d1=xlsread('Distancia16QAM100Gb.xlsx','A1:A1');%Distancia en memoria
Cp1=xlsread('Distancia16QAM100Gb.xlsx','A2:A2');%Cp en memoria
    new=zeros(1,8);
%%----- conversión de enteros a bits-----
for i=1:256
    for j=1:256
        new=bitget(uint8(m(i,j)),8:-1:1);
        for k=1:8
            mat(i,j,k)=new(1,k);
        end
    end
end

[nbits,nsimb,nmats]=size(mat);
nmat=zeros(nbits,nsimb/bpb,nmats);
for k=1:nmats
    for j=1:nsimb/bpb
        for i=1:nbits
            nmat(i,j,k)=mat(i,bpb*j-3,k)*8+mat(i,bpb*j-2,k)*4+mat(i,bpb*j-
1,k)*2+mat(i,bpb*j,k);
        end
    end
end
if d~=d1|| Cp~=Cp1

    se=[3;12;1;7;15;11;9;4;8;13;5;10;0;2;6;14];
    see=vertcat(se,se,se,se,se,se,se,se);
    seed=vertcat(see,see);
    nmat(:,1,1)=seed;
end
%% -----Creación del modulador 16-QAM-----
h = modem.qammod('M',16,'SymbolOrder','Gray');
sall=zeros(nbits,nsimb/bpb,nmats);
for i=1:nmats

```



```

    sall(:, :, i) = modulate(h, nmat(:, :, i));
end
[nbauds, nsimb, nmats] = size(sall);
%% -----Gráfica de la constelación de la señal Modulada-----
constelacion = sall;
scatterPlot =
commscope.ScatterPlot('SamplesPerSymbol', 1, 'Constellation', h.Constellatio
n);
    scatterPlot.PlotSettings.Constellation = 'on';
scatterPlot.PlotSettings.ConstellationStyle = 'rd';
% Add symbol labels
hold on;
k = log2(h.M);
for jj = 1:h.M
    text(real(h.Constellation(jj)) - 0.15, ...,
         imag(h.Constellation(jj)) + 0.15, ...
         dec2base(h.SymbolMapping(jj), 2, k));
end
hold off;
update(scatterPlot, constelacion(1:256, 1))

%% ----- Técnica anti-PAPR 3 -----
[nfreq, nsi, nmatx] = size(sall);
Mod = abs(sall);
Fase = angle(sall);
Desfsall = zeros(size(sall));
Ang = [66; 42; 84; 90; 85; 42; 83; 36; 55; 51; 77; 26; 61; 55; 60; 29; 31; 18; 10; 27; 33; 49; 91
; 3; 65; 83; 79; 11; 87; 41; 80; 79; 33; 58; 79; 2; 7; 35; 14; 4; 72; 30; 75; 16; 62; 80; 69; 21; 3
3; 34; 25; 31; 8; 42; 42; 3; 58; 6; 16; 63; 51; 1; 27; 35; 14; 7; 42; 34; 76; 49; 75; 42; 2; 1; 16;
34; 66; 15; 26; 59; 27; 30; 15; 36; 82; 81; 36; 62; 23; 87; 57; 19; 10; 52; 25; 7; 15; 5; 62; 72;
74; 25; 82; 56; 2; 32; 49; 58; 41; 74; 14; 89; 76; 31; 57; 28; 9; 48; 76; 70; 87; 31; 36; 14; 31;
51; 51; 15; 11; 37; 76; 17; 46; 12; 79; 70; 52; 36; 45; 81; 83; 46; 49; 83; 53; 71; 61; 43; 20; 5
5; 17; 18; 79; 12; 59; 40; 56; 68; 28; 4; 77; 34; 61; 82; 25; 91; 76; 73; 60; 50; 36; 75; 55; 72;
90; 72; 78; 45; 80; 31; 19; 45; 3; 76; 25; 62; 73; 63; 60; 22; 44; 86; 22; 20; 25; 71; 31; 55; 17
; 8; 29; 22; 83; 86; 3; 55; 4; 39; 48; 77; 57; 24; 83; 70; 52; 82; 34; 31; 57; 8; 35; 18; 74; 66; 6
2; 84; 75; 50; 2; 9; 47; 87; 77; 86; 89; 34; 30; 72; 20; 88; 85; 34; 32; 64; 66; 73; 55; 9; 51; 4;
69; 61; 55; 21; 65; 66];
    for j = 1:nsi
        for k = 1:nfreq
Desfsall(k, j, i) = Mod(k, j, i) * exp((1i * Fase(k, j, i)) + (91 * Ang(k) * pi / 180 * 1i));
        end
    end
end
    sall = Desfsall;
%% Creación del Simbolo OFDM (Señal+ceros+Complejo Conjugado) IFFT

Muestras = ceil(nbauds * OverSampFactor);
zerosextra = Muestras - nbauds;
prueba8 = vertcat(sall(1:nbits/2, :, :), zeros(zerosextra, nsimb, nmats), sall(nb
its/2+1:nbits, :, :));
prueba8ifft = ifft(prueba8);
prueba8ifft = OverSampFactor * prueba8ifft;
slifft = ifft(sall);

```

```

%% -----separacion Real e Imaginaria -----
Imagtx=imag(prueba8ifft);
Realtx=real(prueba8ifft);
xlswrite('C:\Users\SvazquezS\Documents\MATLAB\salidaVPI.xlsx',Imagtx(:,1)
,'B1:B2048');
Imags1=imag(slifft);
Reals1=real(slifft);

%% ----- %% Grafica señales -----
---
titstr = sprintf('Señal electrica');
FinalTime1=SamplePeriod*(Muestras)-SamplePeriod;
vt1=0:SamplePeriod:FinalTime1;
FinalTime2=SamplePeriod*OverSampFactor*nbits-SamplePeriod*OverSampFactor;
vt2=0:SamplePeriod*OverSampFactor:FinalTime2;
figure
hold on
p5=plot(vt1,Realtx(:,1,1));
p6=plot(vt2,Reals1(:,1,1));
set(p5,'Color','red','LineWidth',2);set(p6,'Color','black','LineWidth',2)
;
title(titstr,'FontSize',16);
    xlabel('Time [s]');
    ylabel('Power [W]');
    grid on

hold off
%% Union de real e imaginario OFDM en el tiempo-----
matrimag=vertcat(Imagtx(Muestras-(Cp-
1):Muestras, :, 1:nmats),Imagtx(:, :, 1:nmats));
matrreal=vertcat(Realtx(Muestras-(Cp-
1):Muestras, :, 1:nmats),Realtx(:, :, 1:nmats));
SReal=[];
SImag=[];
if NumSOFDMtx <= 64
    for i=reng:reng+NumSOFDMtx-1
        SReal=vertcat(SReal,matrreal(:,i,:));
        SImag=vertcat(SImag,matrimag(:,i,:));
    end
else
    for i=reng:reng+64-1
        SReal=vertcat(SReal,matrreal(:,i,:));
        SImag=vertcat(SImag,matrimag(:,i,:));
    end
end
if NumSOFDMtx <= 64
    NMuestras=length(SReal);
    SReal=SReal(:, :, 1);
    SImag=SImag(:, :, 1);
else
    NMuestras=length(SReal)*8;

SReal=vertcat(SReal(:, :, 1),SReal(:, :, 2),SReal(:, :, 3),SReal(:, :, 4),SReal(:,
 :, 5),SReal(:, :, 6),SReal(:, :, 7),SReal(:, :, 8));

SImag=vertcat(SImag(:, :, 1),SImag(:, :, 2),SImag(:, :, 3),SImag(:, :, 4),SImag(:,
 :, 5),SImag(:, :, 6),SImag(:, :, 7),SImag(:, :, 8));

```

```
end

%% Generacion seno y coseno-----
FinalTime1=SamplePeriod*NMuestras-SamplePeriod;
vt1=0:SamplePeriod:FinalTime1;
% frf=37.5e9;
Am=1;
% def=pi/13;
def=0;
seno=Am*sin((2*pi*frf*vt1)+def);
coseno=Am*cos((2*pi*frf*vt1)+def);
seno=seno';
coseno=coseno';
SRealtx=SReal.*coseno;
SImagtx=SImag.*seno;
SElectrica=(SRealtx+SImagtx);
SElectrica=SElectrica*2;%Amplificación de la señal

fclose('all');
end
```

Apéndice B

Código Receptor

```

function
S2elec=ProcDig16QAM100GDAC2null11291loss (Eint, reng, NumSOFDMtx, tasa, OverSamp
Factor, distance, Cp, frf)
%% To recover VPI signal
%% Recepción de la señal y sus correspondientes parámetros-----
[Nmuestras, nsimb]=size (Eint);
nbauds=256;
bpb=4; %bits per baud
SamplePeriod=1/tasa;
SamplePeriod=SamplePeriod/ (OverSampFactor/bpb);
v=NumSOFDMtx;
TabDesf=xlsread ('Distancia16QAM100Gb.xlsx', 'B1:B256');
tasaADC=1/SamplePeriod;
tasaADCmax=56e9; %tasa de muestreo máxima del ADC
OverSampDecFactor=ceil (tasaADC/tasaADCmax);
nuevaposbit=ceil (Nmuestras/v);
npb=nuevaposbit;
DetectedSignalComp=zeros (ceil (nbauds*OverSampFactor), v);
Nuevafase=zeros (nbauds, v);
d=distance;
bin=0;
d1=xlsread ('C:\Users\SvazquezS\Documents\MATLAB\Distancia16QAM100Gb.xlsx'
, 'A1:A1');%lectura de la distancia previamente ecualizada
Cp1=xlsread ('C:\Users\SvazquezS\Documents\MATLAB\Distancia16QAM100Gb.xlsx'
, 'A2:A2');%lectura del prefijo previamente ecualizado
factorampf=xlsread ('C:\Users\SvazquezS\Documents\MATLAB\Distancia16QAM100
Gb.xlsx', 'A3:A3');
fclose ('all');
g = modem.qamdemod ('M', 16, 'SymbolOrder', 'Gray');
FinalTime1=SamplePeriod*Nmuestras-SamplePeriod;
vt1=0:SamplePeriod:FinalTime1;
Am=1;
def=0;
seno=Am*sin ((2*pi*frf*vt1)+def); %Señal de RF
coseno=Am*cos ((2*pi*frf*vt1)+def);
seno=seno';
coseno=coseno';
RxReal=Eint.*coseno; %Conversión a Banda Base
RxImag=Eint.*seno.*1i;
%% -----Procesamiento -----
if d~=d1 || Cp~=Cp1
    factorampf=1;
end

```

```

RxSignal=factorampf*2*(RxReal+RxImag);
%-----eliminación CP-----
nvfft=0;
for i=1:v
    DetectedSignalComp(:,i)=RxSignal(((i-1)*npb)+(Cp-nvfft)+1:npb*i-
nvfft);
end
    DetectedSignal=fft(DetectedSignalComp);

%%----- ADC-----

if tasaADC>tasaADCmax
DetectedSignal2=vertcat(DetectedSignal(1:nbauds/2,:), zeros(nbauds*OverSam
pFactor-nbauds,v), DetectedSignal(ceil(nbauds*OverSampFactor)-
nbauds/2+1:ceil(nbauds*OverSampFactor),:));
    DetectedSignal2=ifft(DetectedSignal2);

DetectedSignalComp2=zeros(ceil(nbauds*OverSampFactor/OverSampDecFactor),v
);
    for j=1:v
        for i=1:ceil(nbauds*OverSampFactor/OverSampDecFactor)
            DetectedSignalComp2(i,j)=DetectedSignal2(1+((i-
1)*OverSampDecFactor),j);
        end
    end
    DetectedSignal=fft(DetectedSignalComp2);
    OverSampFactor=ceil(OverSampFactor/OverSampDecFactor);
end
%%----- señal original (Medición de EVM parte 1)

m = imread('Lenna.jpg');mat=zeros(256,256,8);
for i=1:256
    for j=1:256
        new=bitget(uint8(m(i,j)),8:-1:1);
        for k=1:8
            mat(i,j,k)=new(1,k);
        end
    end
end
[nbits1,nsimb1,nmats1]=size(mat);
nmat=zeros(nbits1,nsimb1/bpb,nmats1);
for k=1:nmats1
    for j=1:nsimb1/bpb
        for i=1:nbits1
            nmat(i,j,k)=mat(i,bpb*j-3,k)*8+mat(i,bpb*j-2,k)*4+mat(i,bpb*j-
1,k)*2+mat(i,bpb*j,k);
        end
    end
end
code1=nmat(:,:,1);
%%----- Comparación distancia ecualizada y distancia del
enlace
if d~=d1 || Cp~=Cp1

    se=[3;12;1;7;15;11;9;4;8;13;5;10;0;2;6;14];

```

```

        see=vertcat (se, se, se, se, se, se, se, se, se);
        seed=vertcat (see, see);
        codel (:,1,1)=seed;
        TabDesf=TabDesf.*0;
end
%% -----señal original-----
h = modem.qammod ('M',16, 'SymbolOrder', 'Gray');
if NumSOFDMtx <= 64
    slref=codel (:, reng:reng+NumSOFDMtx-1);
    slrefmod=modulate (h, slref);
else

slref=horzcat (codel, nmat (:, :, 2), nmat (:, :, 3), nmat (:, :, 4), nmat (:, :, 5), nmat (
: , :, 6), nmat (:, :, 7), nmat (:, :, 8));
    slrefmod=modulate (h, slref);
end

%% -----Ecuación-----
ReceivedBPSK=vertcat (DetectedSignal (1:nbauds/2, :), DetectedSignal (ceil (nba
uds*OverSampFactor) -nbauds/2+1:ceil (nbauds*OverSampFactor), :));
Fasefinal=angle (ReceivedBPSK);
Modulo=abs (ReceivedBPSK);

for i=1:v
    Nuevafase (:, i)=Fasefinal (:, i)+TabDesf;
end

BPSKec=Modulo.*exp (1i*Nuevafase);
Faserf=angle (slrefmod);
modrf=abs (slrefmod);
Desfase=Faserf-Fasefinal;
desfase=unwrap (Desfase);
fa=modrf (:, 1) ./Modulo (:, 1);
facamp=mean (fa);

%% -----CONSTELACION Señal recibida-----
scatterPlot =
commscope.ScatterPlot ('SamplesPerSymbol', 1, 'Constellation', h.Constellatio
n);
    scatterPlot.PlotSettings.Constellation = 'on';
scatterPlot.PlotSettings.ConstellationStyle = 'rd';
% Add symbol labels
hold on;
k=log2 (h.M);
for jj=1:h.M
    text (real (h.Constellation (jj))-0.15, ...,
        imag (h.Constellation (jj))+0.15, ...
        dec2base (h.SymbolMapping (jj), 2, k));
end
hold off;
update (scatterPlot, vertcat (BPSKec (1:128, :), BPSKec (130:256, :)));

```

```

%% -----Demodulación digital señal recibida-----

rs1 =demodulate(g, BPSKec);
rs1(129,:)=s1ref(129,:);
rs1binchar=dec2bin(rs1);
rs1bin=zeros(size(rs1binchar));
[larg,wide]=size(rs1binchar);
for i=1:wide
    for j=1:larg
        rs1bin(j,i)=str2double(rs1binchar(j,i));
    end
end
s1refbinchar=dec2bin(s1ref);
s1refbin=zeros(size(s1refbinchar));
[larg,wide]=size(s1refbinchar);
for i=1:wide
    for j=1:larg
        s1refbin(j,i)=str2double(s1refbinchar(j,i));
    end
end
isequal(rs1bin,s1refbin)
test=rs1bin-s1refbin;
Ber=nnz(test);
% Guardar valores de ecualización en memoria (De ser necesario)
if d~=d1

xlswrite('C:\Users\SvazquezS\Documents\MATLAB\Distancia16QAM100Gb.xlsx',d
,'A1:A1');

xlswrite('C:\Users\SvazquezS\Documents\MATLAB\Distancia16QAM100Gb.xlsx',D
esfase,'B1:B256')

xlswrite('C:\Users\SvazquezS\Documents\MATLAB\Distancia16QAM100Gb.xlsx',f
acamp,'A3:A3')

xlswrite('C:\Users\SvazquezS\Documents\MATLAB\Distancia16QAM100Gb.xlsx',f
a,'C1:C256')
end
if Cp~=Cp1

xlswrite('C:\Users\SvazquezS\Documents\MATLAB\Distancia16QAM100Gb.xlsx',C
p,'A2:A2');

xlswrite('C:\Users\SvazquezS\Documents\MATLAB\Distancia16QAM100Gb.xlsx',D
esfase,'B1:B256')

xlswrite('C:\Users\SvazquezS\Documents\MATLAB\Distancia16QAM100Gb.xlsx',f
acamp,'A3:A3')

xlswrite('C:\Users\SvazquezS\Documents\MATLAB\Distancia16QAM100Gb.xlsx',f
a,'C1:C256')
end

%% -----EVM (2° Parte) -----
s1refmodlin=[];

```

```

BPSKeclin=[];
BPSKec(129,:)=0;
slrefmod(129,:)=0;
for i=reng:NumSOFDMtx
    slrefmodlin=vertcat(slrefmodlin,slrefmod(:,i));
    BPSKeclin=vertcat(BPSKeclin,BPSKec(:,i));
end
hEVM = comm.EVM;
[RMSEVM] = step(hEVM,slrefmodlin,BPSKeclin);

%% S2elec value (BER, Desfase, RMSEVM .. etc)
%Arroja los valores de EVM y Bits en error.
S2elec=[Ber;RMSEVM];
%%----- Conversión a enteros (0-255) la imagen recibida
matfin=zeros(256,256,8);
vecfin=[];
for i=1:8
    for l=1:64
        vecfin=horzcat(vecfin,rs1bin(16384*(i-1)+256*(l-1)+1:16384*(i-1)+256*l,:));
    end
    matfin(:,:,i)=vecfin;
    vecfin=[];
end
for i=1:256
    for j=1:256
        if matfin(i,j,8)==1
            bin=bin+1;
        end
        if matfin(i,j,7)==1
            bin=bin+2;
        end
        if matfin(i,j,6)==1
            bin=bin+4;
        end
        if matfin(i,j,5)==1
            bin=bin+8;
        end
        if matfin(i,j,4)==1
            bin=bin+16;
        end
        if matfin(i,j,3)==1
            bin=bin+32;
        end
        if matfin(i,j,2)==1
            bin=bin+64;
        end
        if matfin(i,j,1)==1
            bin=bin+128;
        end
        fmat(i,j)=bin;
        bin=0;
    end
end
imshow(fmat,[0 255]);

```


Apéndice C

Artículo LAOP-2014

Unamplified 10-km transmission using direct-detection optical OFDM superchannel at 100 Gbps

S. O. Vázquez¹, P. Torres-Ferrera¹, R. Gutiérrez-Castrejón¹ and I. Tomkos²

¹*Institute of Engineering, Universidad Nacional Autónoma de México, UNAM. Cd. Universitaria, Coyoacán, 04510, México, D. F. Mexico*

²*Athens Information Technology, 19.5 km Markopolou Av., Peania 19002, Athens, Greece. SVazquezS@ii.unam.mx; PTorresF@ii.unam.mx; RGutierrezC@ii.unam.mx; itom@ait.gr*

Abstract: The technical feasibility of a 10-km, 100 Gbps, single-optical channel transmission system based on direct-detection orthogonal frequency-division multiplexing that does not require amplification or FEC is numerically demonstrated for a BER lower than 10^{-12} . The cost-effective transceiver combined with a standard single-mode fiber represents an appealing alternative to implement next generation 100 Gbps or four-channel WDM 400 Gbps Ethernet technology.

OCIS codes: (060.2330) Fiber optics communications; (060.4230) Multiplexing; (040.1880) Detection.

Introduction

Even before the publication in June 2010 of the most recent addition to the Ethernet standard, operating at a maximum data rate of 100 Gb/s, the research community started analyzing the technical challenges and convenience of developing a faster Ethernet standard. This resulted in the formation, in May 2014, of the IEEE 400 Gigabit Ethernet (400 GbE) Task Force. For its standard single-mode fiber (SSMF) version, the simplest approach to implement the 400 GbE physical medium dependent (PMD) sublayer consists in the use of 16 optical channels, each modulated at 25 Gb/s in NRZ format [1]. This solution, however, requires 12 more transceivers than its predecessor, with the corresponding increase in implementation cost and power consumption. An alternative approach to maintain the current optical component count, and therefore achieve the right balance between costs, power and port density, is to employ advanced modulation formats to set up a 4 x 100 Gb/s WDM design. A single optical lane running at 100 Gb/s can be realized in several ways. The ITU, for instance, has recommended Polarization Multiplexed QPSK modulation at 112 Gb/s to implement the OTU4 framing. Unfortunately, this solution relies on involved coherent optical transmission technology. Pulse-amplitude modulation (PAM) at 4, 8 or 16 levels does not present such a problem, but requires cost-effective high-speed optoelectronic components, yet to be commercially available, to generate equally spaced intensity levels. The use of a recently developed (in the optical domain) modulation technique called direct-detection optical orthogonal frequency-division multiplexing (DD-OFDM) represents an alternative. There, the bit sequence to be transmitted is first symbol-mapped into the digital domain (16-QAM was used in our case). Next, a block of N symbols is inverse-Fourier transformed and lowpass filtered to create an OFDM symbol that is composed of N orthogonal subcarriers. The electrical OFDM symbol is then transferred to the optical domain with the aid of an optical modulator and, after being transmitted

through a dispersive and nonlinear channel, it is brought back to the electrical domain via direct detection using a square-law photodiode. In principle, the original symbol sequence can be recovered using state-of-the-art analog-to-digital converters (ADC) operating, in our case, at 52 GSa/s [2] and a Fourier transformer. This transmission technique avoids the complexity of coherent optical transmission and can even digitally compensate for fiber dispersion. Single-channel transmission at 100 Gb/s using DD-OFDM has been numerically demonstrated using 64-QAM in an unamplified SSMF link 40-km long [3]. However, only a minimum BER of 10^{-3} was achieved and no dispersion compensation scheme was implemented. Similar experimental achievements using 16-QAM, but employing polarization multiplexing to reduce the symbol rate have been presented [4]. Interesting as well is the use of directly modulated lasers to reduce the implementation cost, but only a 5 km reach using 16-QAM has been predicted [5].

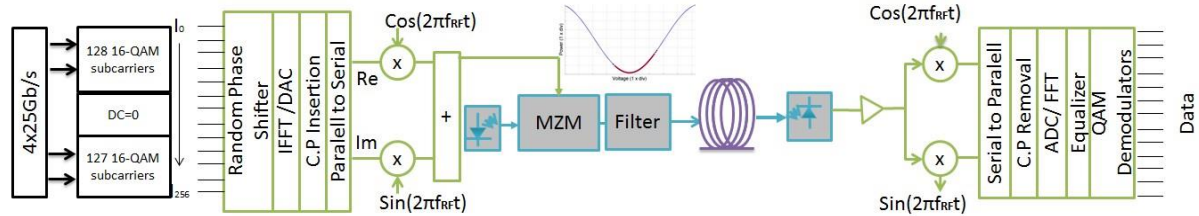


Fig. 1. Schematic diagram of the optical OFDM transmission system. Optical components are in gray. The inset shows the MZM transfer function and the driving signal voltage values (red) that generates an optical OFDM symbol.

System setup

The system to be simulated using VPI TransmissionMaker Ver. 9.2 is presented in Fig. 1. 2^{19} bits running at 4×25.78125 Gb/s are mapped into 2^{15} 16-QAM symbols. Each OFDM symbol consists of 255 symbols plus one symbol at the center of the data block (DC subcarrier) that is set to zero. Since peak to average power ratio (PAPR) is known to be one of the main drawbacks of OFDM transmission, a random phase shift is added to every single symbol in the block to reduce PAPR. Each data block is then inverse-Fourier transformed via an IFFT algorithm. The digital to analog conversion of real and imaginary parts is simulated using zero-padding in the IFFT. A cyclic prefix (CP) of 237.5 ps for an optical fiber 10-km long is then added to supply enough guard time between OFDM symbols. The overall transmission rate hence becomes 106.07 Gb/s. The two analog electrical signals are mixed with the 0 and $\pi/2$ phases of a local oscillator (LO) operating at $f_{RF} = 39.78$ GHz. This creates a frequency guard band of 26.52 GHz between the optical carrier and the lowest frequency subcarrier, thus preventing intermodulation products at the detection stage. Both signals are then combined to create the electrical RF-OFDM signal that is used to drive a Mach-Zehnder modulator (MZM) biased (2.7 V) just above its intensity null point (2.5V) and exhibiting 4 dB insertion loss. The signal is amplified to make the most of the interferometer's linear regime. As optical source, a CW signal centered at 193.1 THz with linewidth of 1 MHz, OSNR = 40 dB, and output power of 16 dBm is employed. An optical Gaussian bandpass filter, centered in f_{RF} and having 87 GHz bandwidth, is used to suppress the lower sideband (SB) of the optical signal and to optimize the carrier-to-SB power-ratio for minimum BER. A 4.6 dB attenuator is added to account for fiber coupling and the filter insertion losses. The corresponding optical spectrum is shown in Fig. 2.a. The optical single SB waveform plus carrier (-6.12 dBm average power) is then launched into a SSMF whose characteristics are: attenuation of 0.2 dB/km, dispersion of 17.3 ps/(nm·km), slope of

0.057 ps/($\text{nm}^2 \cdot \text{km}$), $A_{\text{eff}} = 80 \mu\text{m}^2$ and nonlinear index of 26×10^{-21} m^2/W . After propagation along the fiber link, the optical waveform is directly detected using a PIN photodiode whose responsivity is 0.9 A/W and that considers quantum noise and input current noise density of 10 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$. Once in the receiver, the inverse operations carried out at the transmitter are performed in reverse sequence (Fig. 1). First, the RF-OFDM signal is down-converted by mixing with the corresponding LO, thus recovering its in-phase and quadrature components. Then, two analog-to-digital converters (ADC) digitize the signals to create the complex elements that represent the orthogonal subcarriers. After Fourier-transformation, a one-tap equalizer is applied to compensate for phase and amplitude distortions, including the effect of fiber dispersion and the random phases introduced to reduce PAPR. This procedure increases the probability of a correct interpretation of the received 16-QAM symbols. The filter coefficients are determined by using a pilot known data sequence to estimate the system distortions and generate a phase versus frequency table that is applied to equalize every OFDM symbol. Following [6], the BER of the transmission system is theoretically estimated from the error vector magnitude (EVM) that is measured on the 16QAM constellation diagrams. Fig. 2.b shows the

conversion curve (solid) derived from the formula and the actual BER measurements as a function of EVM (circles). The number of bits limits the latter. The use of a larger number of bits would have been extremely expensive in computational time, but the close match between measurements and curve guarantees accurate theoretical predictions of BER values (in the order of 10^{-12}) for low EVM measurements.

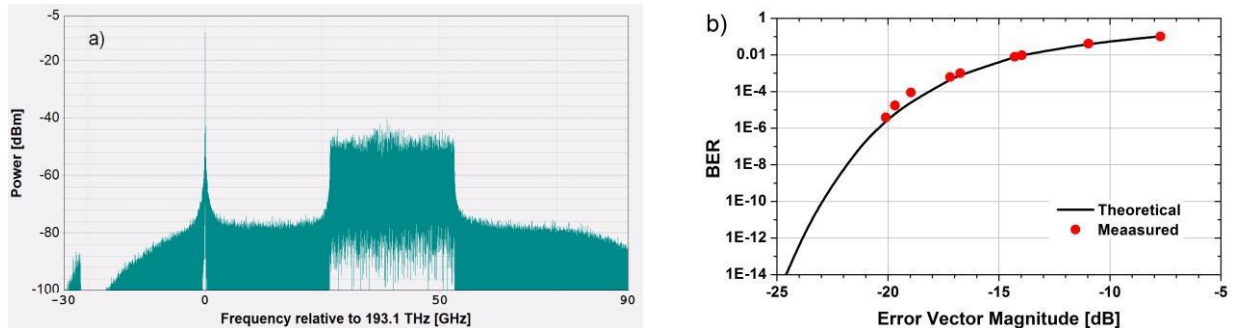


Fig. 2. a) Optical spectrum of the OFDM single sideband waveform plus optical carrier measured at the filter output (Res. 197.5 kHz). b) Calculated BER vs. EVM conversion graph for 16-QAM using a 10-km long SMF. The solid line stands for the theoretical (formula) values.

Results

Fig. 3 shows the graphs of BER vs. ROP of the DD-OFDM system for the BtB case and a fiber length $L = 10, 20$ and 40 km. A BtB sensitivity at $\text{BER} = 10^{-12}$, the maximum allowed value for the 100 GbE standard, of -8.6 dBm is observed. For $L = 10$ km, the corresponding sensitivity is -8.2 dBm, resulting in a power penalty (PP) of 0.4 dB.

This PP partly results from the fiber nonlinear response, but it is mainly due to the phase mismatch between the optical carrier and the SB at the detection stage. Note that the 173 ps/nm dispersion is electronically compensated at the receiver. Clearly, this phase mismatch increases with fiber dispersion (length), leading to additional noise for longer fiber lengths. For the 20 and 40 km links, an error floor is observed at about 4×10^{-10} and 1×10^{-6} BER values, respectively. In these cases the sensitivity can be measured at $\text{BER} = 10^{-3}$, the commonly accepted forward-error correction (FEC) threshold, resulting in -16.6 (-16.0) dBm for $L = 20$ (40) km. The PP at this BER threshold with respect to the BtB situation is then 0.2 dB for the 20 km case and 0.8 dB for the 40 km case.

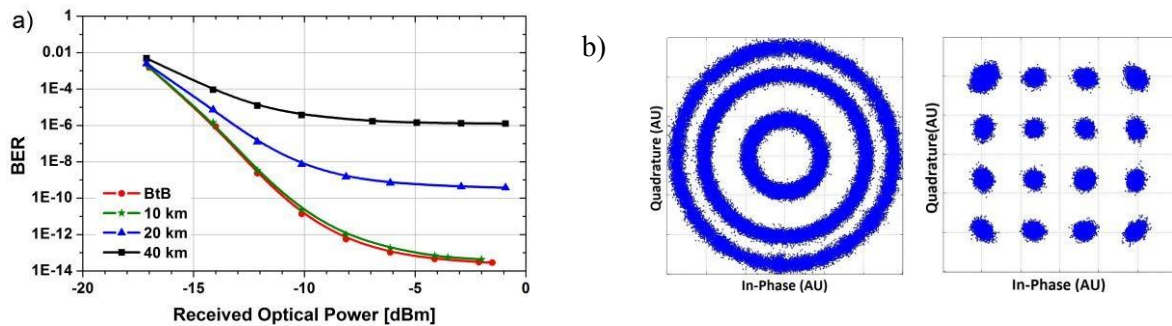


Fig. 3. a) BER of the DD-OFDM system as a function of received optical power (ROP) at the photodetector for different fiber lengths. b) Received constellation diagram prior and after equalization of the 16-QAM symbols for the 10 km setup.

In order to assess the feasibility of the DD-OFDM set up as a 100 Gb/s single-channel system, either as an alternative for the current (4×25 Gb/s) 100 GbE standard or as part of a hypothetical 4×100 Gb/s, 400 GbE standard, table 1 shows the BER produced by the system for different SSMF lengths. It is clear that if a BER threshold of 10^{-12} is chosen, a 100 Gb/s DD-OFDM system is feasible without optical amplification for a fiber length of up to 10 km. This corresponds to the current standard length for the long reach PMD sublayer. The received constellation diagram is shown in Fig. 3.b. Note, however, that, a longer reach can only be achieved at the expense of employing FEC. For instance, for an unamplified 40-km link, a FEC sensitivity of -16.0

dBm was calculated, whereas the measured ROP is -14.12 dBm. This leads to an 1.88-dB margin that might be used to either introduce an extra optical filter or to extend the SSMF reach by a few kilometers.

Table 1. BER (and EVM) for the DD-OFDM system shown on Fig. 1 for different fiber lengths.

Fiber length [km]	0	10	20	30	40
BER	1.0×10^{-13}	9.9×10^{-13}	7.3×10^{-9}	1.0×10^{-6}	9.2×10^{-5}
EVM	6.12	6.39	7.96	9.54	12.19
ROP [dBm]	-6.12	-8.12	-10.12	-12.12	-14.12

Conclusion

It has been numerically demonstrated that DD-OFDM represents a feasible, low-cost alternative to set up a 100 Gb/s single-channel link by means of a SSMF operating around $\lambda = 1550$ nm. Through the use of a PAPR reducer based on a random phase-shifter plus simple electronic dispersion compensation, an error-free maximum reach of 10 km has been achieved without FEC (to ease legacy PMD compatibility) and optical amplification. This work positions DD-OFDM as a serious contender to implement the physical layer of the most commonly used data transmission

technology, either running at 100 Gb/s or at 400 Gb/s in a 4 x 100 Gb/s configuration.

We are grateful to CONACyT, Mexico and Virtual Photonics Inc. University Program.

References

- [1] R. Gutiérrez-Castrejón and P. Torres-Ferrera, "Design and technical feasibility of next 400 GbE 40-km PMD based on 16 x 25 Gbps Architecture," *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, **31**, 2386-2393 (2013).
- [2] I. Dedic. "56Gs/s ADC: Enabling 100GbE," in Proc. of Optical Fiber Conference (OFC 10), paper OThT6, 2010.
- [3] L. Mehedy, M. Bakaul, A. Nirmalathas, "Single-channel directly detected optical-OFDM towards higher spectral efficiency and simplicity in 100 Gb/s Ethernet and beyond," *J. Opt Commun. Netw.*, **3**, 426-434 (2011).
- [4] D. Qian, N. Cvijetic, J. Hu, T. Wang, "108 Gb/s OFDMA-PON with polarization multiplexing and direct detection," *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, **28**, 484-493 (2010).
- [5] J. L. Wei, D. G. Cunningham, R. V. Pentz, I. H. White, "Study of 100 gigabit Ethernet using carrierless amplitude/phase modulation and optical OFDM," *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, **31**, 1367-1373 (2013).
- [6] R. Schmogrow, B. Nebendahl, M. Winter et al., "Error vector magnitude as a performance measure for advanced modulation formats," *IEEE Photonics Technol. Letters*, **24**, 61-63 (2012).