



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

**Optimización de un sistema
DD-OFDM óptico para redes
locales de alta velocidad en
banda O**

TESIS

Que para obtener el título de
Ingeniero en Telecomunicaciones

P R E S E N T A

Luis Arturo Pacheco Ramírez

DIRECTOR DE TESIS

M. I. Pablo Torres Ferrera



Ciudad Universitaria, Cd. Mx., 2016

Gracias familia
Gracias UNAM

Índice

i) Resumen.....	5
ii) Abstract.....	5
1. Introducción.....	7
1.1. Sistemas ópticos para enlaces locales de comunicaciones.....	7
1.2. Objetivo.....	8
1.3. Problemática y justificación.....	9
2. Estado del arte de los principales transeptores ópticos a 100 Gbps para redes locales.....	11
2.1. Transeptores Ethernet a 4 x 25 Gbps Ethernet (100 Gigabit Ethernet).....	11
2.2. Arquitectura convencional y elementos ópticos del transeptor 100GBASE-LR4	14
2.3. Alternativas propuestas para transmitir información a 100 Gbps por canal óptico en redes locales.....	15
3. Sistema óptico de multi-canalización por portadoras ortogonales (O-OFDM) con detección directa y conversión a radiofrecuencia (RF-DDO-OFDM).....	20
3.1. Señales ortogonales.....	20
3.2. Formulación matemática de OFDM.....	21
3.3. Implementación usando la (anti)Transformada de Fourier.....	23
3.4. Tipos de OFDM sobre fibra óptica.....	25
3.5. OFDM electro-óptico.....	26
3.5.1. Modulación en intensidad y detección directa.....	26
3.5.2. Modulación I/Q óptico y detección coherente.....	31
3.6. Principales afectaciones en un sistema OFDM electro-óptico.....	33
3.6.1. Alta relación de potencia pico a promedio (PAPR).....	33
3.6.1.1. Principales técnicas para reducir la PAPR.....	36
3.6.2. Interferencia por mezclado entre sub-portadoras (SSII).....	40
3.6.3. Interferencia por el batido de señales (SSBI).....	41
3.6.4. ICI e ISI causados por dispersión cromática.....	42
3.6.5. Pérdidas de inserción y por atenuación.....	43
4. Sistema bajo prueba.....	44
4.1. Elementos del sistema RF-DDO-OFDM a 100 Gbps.....	44
4.1.1. Transmisor eléctrico.....	45
4.1.2. Transmisor óptico.....	47
4.1.3. Fibra óptica.....	49
4.1.4. Receptor óptico.....	50
4.1.5. Receptor eléctrico.....	50
4.2. El simulador numérico empleado.....	51
4.3. Parámetros de la co-simulación.....	52
4.4. Flujo de la señal.....	53
1) A la entrada del sistema.....	53
2) A la salida del codificador 16-QAM.....	54
3) Las señales I, Q en banda base, antes de antes de su transformación a RF.....	54
4) A la salida del transmisor eléctrico.....	55

5) A la salida del láser.....	56
6) A la salida del modulador.....	57
7) A la salida del filtro.....	58
8) A la entrada de la fibra.....	59
9) A la entrada del PIN.....	59
10) A la salida del PIN.....	60
11) Constelación recibida.....	61
4.5. Implementación de técnicas para reducción de PAPR en el sistema bajo prueba.	62
5. Resultados.....	67
5.1. Comparación de tres técnicas para reducción de PAPR.....	67
5.2. Optimización de la región de operación del modulador.....	74
5.3. Medición de la sensibilidad y penalidades de potencia.....	77
6. Conclusiones y trabajo a futuro.....	81
a. Acrónimos en inglés.....	85
b. Referencias.....	88
c. Anexo A.....	93
d. Anexo B.....	95

i) Resumen

Multi-canalización por portadoras ortogonales (OFDM) ha sido introducido recientemente en comunicaciones ópticas debido a su alta robustez contra la dispersión que introduce el canal óptico y su alta eficiencia espectral, por lo que su implementación requiere una menor cantidad de dispositivos ópticos. En la siguiente tesis se propone la optimización mediante análisis numérico de un sistema RF-OFDM para un enlace de fibra óptica monomodo con una distancia de 10 km, operando en la banda O a una tasa de 100 Gbps, empleando un modulador de electro-absorción (EAM) y un esquema de detección directa (DD). Haciendo uso de algoritmos que reducen la razón pico a promedio de la potencia (PAPR), la cual es una de las mayores desventajas que presentan los sistemas basados en OFDM debido a que los altos picos de potencia pueden causar intermodulación entre las subportadoras al inducir operación no lineal en los moduladores externos, la fibra óptica y los fotodiodos principalmente, se logró optimizar la operación del modulador y así mejorar el desempeño del sistema.

Para lograr lo anterior se implementan los métodos: *clipping*, mapeo selectivo (SLM) y una propuesta que simplifica la implementación de SLM convencional. Se compara la reducción de la PAPR que proporciona cada método bajo diferentes configuraciones. Además, se realiza la optimización de los parámetros de ganancia eléctrica y potencia del láser, ya que al reducir los picos de la señal OFDM se puede operar en una región más amplia dentro de la sección lineal de la curva de transmisión del EAM. En el presente trabajo no se analiza solamente la reducción de la PAPR de la señal en el transmisor eléctrico, además se ahonda en el estudio del desempeño del sistema completo de comunicaciones en términos de la magnitud del vector de error (EVM) para cada uno de los métodos empleados para la reducción de la PAPR. El análisis numérico aquí presentado muestra que mediante la optimización realizada al sistema y asumiendo el uso de un sistema de corrección de errores hacia adelante (FEC) se logra una BER menor a $1.0E-12$ considerada “libre de errores” en el estándar 100GBASE-LR4 para un enlace de 100 Gbps a 10 km, por lo que la propuesta aquí analizada podría ser una alternativa al estándar capaz de reducir el número de canales y por ende el tamaño y la potencia consumida del transceptor óptico.

ii) Abstract

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) has been recently introduced in optical communications because of its high robustness against the dispersion introduced by the optical channel and its high spectral efficiency, so that its implementation requires fewer optical devices. In this work the optimization by means of simulation of a RF-OFDM system over a 10-km single-mode fiber, operating in O band at 100 Gbps, using an electro-absorption modulator (EAM) and direct detection (DD), is presented. By using algorithms to reduce the peak to average power ratio (PAPR), which is one of the major disadvantages of the a OFDM system, since it can cause intermodulation between subcarriers due to nonlinearities in the fiber and devices such as analog-to digital converters (ADC) and external modulators, it was possible to optimize the operation of the optical modulator, thus enabling a system performance enhancement.

To reduce PAPR the following methods are implemented: clipping, selective mapping (SLM) and a proposal that simplifies the implementation of conventional SLM. The PAPR reduction provided by each method under different configurations is compared. Furthermore, optimization of the parameters of electric gain and power of the laser is made due to the reduction of peaks of the OFDM signal to operate in a larger region within the transmission curve of the EAM. In this work not only reducing PAPR signal is analyzed in the electric transmitter but also abounds in the study of the performance of the entire communications system in terms of vector magnitude error (EVM) for each method employed in PAPR reduction. The numerical analysis presented here shows that by optimizing the system and assuming the use of forward error correction (FEC) a BER around $1.0E-12$ considered "error-free" in the standard 100GBASE-LR4 for a 100 Gbps link up to 10 km is achieved, whereby the proposal studied here may be an alternative to the standard capable of reducing the channel numbers and hence the size and power consumption of the optical transceiver.

1. Introducción

1.1. Sistemas ópticos para enlaces locales de comunicaciones

La idea de usar fibra de vidrio como canal en un sistema de comunicaciones ópticas fue ideada por Alexander Graham Bell. Sin embargo, tuvieron que pasar 80 años para el desarrollo de fibras con un mejor desempeño y un menor costo en su fabricación, capaces de ser usadas en situaciones prácticas. El desarrollo de fibras y dispositivos ópticos para comunicaciones inició a principios de 1960. En los años 80's, los sistemas de comunicaciones sobre fibra óptica fueron implementados en redes públicas para convertirse gradualmente en una tecnología dominante en las redes de larga distancia y de gran capacidad. Entre los muchos desarrollos e invenciones que han contribuido al progreso de los sistemas ópticos se destacan los siguientes [1]:

1. La invención del láser (a finales de los 50's)
2. Desarrollo de fibra óptica de bajas pérdidas (70's)
3. La invención de amplificadores ópticos (80's)
4. La invención de rejillas de Bragg dentro de la fibra óptica (90's)

Otro gran avance en las comunicaciones ópticas se dio con el desarrollo de la tecnología WDM (multiplexión por división de longitud de onda), la cual tiene la capacidad de enviar muchos canales independientes (hasta 1000) sobre una fibra monomodo. El primer WDM comercial apareció en el mercado en 1996 [2].

De acuerdo con lo anterior se observa que el avance en los sistemas ópticos sobre fibra ha sido acelerado, pasando desde tasas de transmisión de 35 Mbps con un alcance de hasta 10 km en la primera generación de los sistemas de comunicaciones ópticas desarrollada en los años 1970s, hasta lograr enviar tasas de 100 Gbps por canal con el uso de WDM denso (DWDM) con alcances de cientos de kilómetros en los sistemas comerciales actuales. Un objetivo en las futuras generaciones es crear una red totalmente óptica, ya que esto brindará una mayor capacidad de transmisión, velocidad en el procesamiento y mayor versatilidad [3].

Hoy en día los sistemas de comunicaciones que emplean la fibra óptica como canal, son la primera opción a considerar al implementar una nueva red de datos de transporte o metropolitana. Entre las principales razones están: (1) su alta tasa de transmisión de datos, alcanzando 100 Gbps para

redes de corto alcance y hasta 10 Tbps o más para redes de mayor cobertura; (2) su largo alcance, ya que tienen un rango desde decenas hasta centenas de kilómetros; (3) la creación y mejoramiento de nuevos dispositivos ópticos como son láseres de realimentación distribuida, moduladores Mach-Zehnder y de electro-absorción, multiplexores por división de longitud de onda, amplificadores ópticos, entre otros dispositivos [4].

Debido al constante desarrollo de sistemas de comunicaciones ópticas se han generado estándares, principalmente realizados por la IEEE (p. ej. Ethernet) y ANSI (p. ej. Fiber Channel), para interfaces de cliente, y por la OIF y la ITU-T (p. ej. OTN) para interfaces de larga distancia WDM. Una división común de las redes ópticas es en redes de área local ópticas (OLANs), redes metropolitanas y redes de largo alcance. Las redes locales ópticas tienen alcances de entre 100 m y 40 km, aunque estos no son fijos. Tienen la función de enlazar sistemas de transporte WDM con equipos de red, como *routers* y *switches*. Otra de sus aplicaciones se da en los centros de datos uniendo *switches* de agregación con *switches* núcleo [5]. En los últimos años la demanda de mayor capacidad en las redes ópticas locales ha aumentado considerablemente, por lo que su estudio ha recibido un impulso considerable. El análisis y la problemática de la presente investigación se enmarcan dentro de estos estudios que tienen como finalidad investigar alternativas para implementar redes ópticas locales de alta velocidad.

1.2. Objetivo

Mediante el análisis de la región de operación del modulador óptico que forma parte del transmisor y la adición de técnicas de reducción de la razón de potencia pico a promedio (PAPR), optimizar un sistema capaz de transmitir 100 Gbps en una sola portadora óptica sobre fibra monomodo en la banda óptica O (alrededor de 1310 nm) a una distancia de 10 km, empleando multi-canalización de portadoras ortogonales (OFDM), modulación óptica por electro-absorción (EAM) y detección directa (DD), en una plataforma de simulación numérica.

Objetivos secundarios:

1. Comprender el funcionamiento de un sistema OFDM sobre fibra óptica.
2. Comprender algunos métodos para mitigar la PAPR.
3. Comparar el comportamiento de dos técnicas para la reducción de la PAPR bajo distintas configuraciones.

4. Comprobar la eficiencia de una propuesta simplificada para la reducción de la PAPR.
5. Interpretar los resultados obtenidos al probar los diferentes algoritmos.
6. Relacionar parámetros como la PAPR, EVM, EG y voltaje de polarización del EAM.
7. Analizar la complejidad de los diferentes métodos anti-PAPR.

1.3. Problemática y justificación

El acelerado crecimiento en la demanda de ancho de banda y cobertura que debe ser satisfecha mediante las redes de telecomunicaciones, exige continua investigación en el desarrollo de sistemas y dispositivos que puedan operar a tasas de información cada vez mayores. En las últimas décadas, los sistemas ópticos de telecomunicaciones se han empleado para solventar la necesidad de mayor velocidad en las redes, gracias a la gran capacidad de portar información por medio de la luz confinada en la fibra óptica y a los adelantos en la tecnología opto-electrónica y fotónica para su implementación. Estos sistemas también han permitido aumentar el alcance de los distintos enlaces en que son empleados, gracias a las bajas pérdidas que presenta la fibra óptica en comparación con otros medios. Para evitar cuellos de botella en las redes, sistemas de distintos alcances deben desarrollarse en conjunto. En este sentido, el desarrollo de sistemas ópticos para redes locales es indudablemente un área de oportunidad para el trabajo ingenieril.

La tecnología Ethernet es la más empleada en redes locales a nivel mundial; gracias a la incorporación de transceptores ópticos en su capa física, ha extendido su alcance y velocidad en las últimas décadas. Esto ha permitido fusionar redes locales y algunas metropolitanas cortas, en una sola red óptica, facilitando además una mayor interconexión e interoperabilidad con las redes de largo alcance. La evolución de Ethernet es, por lo tanto, un paso obligado en el desarrollo de sistemas globales con mayor capacidad de transferencia de información.

La última versión de Ethernet es capaz de transmitir datos a una velocidad de 100 Gbps con un alcance de hasta 40 kilómetros. Sin embargo, se utiliza un formato de modulación sencillo, por lo que es necesario el uso de WDM para transmitir 4 canales a 25 Gbps en una sola fibra, lo que se traduce en 4 transmisores y receptores con sus correspondientes dispositivos. Con el fin de disminuir el número de dispositivos ópticos empleados en los transceptores es necesario el uso de formatos de modulación y esquemas de multicanalización más complejos que resulten en una mayor eficiencia espectral.

En el presente proyecto de tesis se optimiza una arquitectura alterna propuesta para el estándar 100GbE empleando OFDM electro-óptico para transmitir un solo canal a 100 Gbps. Con el fin de optimizar esta arquitectura, se analiza el uso de técnicas de reducción de la PAPR para mejorar las desventajas que modulaciones avanzadas conllevan y mejorar el desempeño del sistema para que cumpla con los requerimientos demandados. El objetivo del presente proyecto de tesis está encaminado a aportar información valiosa en este sentido, para contribuir en el desarrollo de los sistemas de telecomunicaciones capaces de garantizar el acceso a la información al mayor número de usuarios, he ahí su importancia.

2. Estado del arte de los principales transceptores ópticos a 100 Gbps para redes locales

En este capítulo se reporta el estado del arte de los transceptores óptico a 100 Gbps, cuyas variantes conforme al tipo de canal y distancia del enlace son establecidas por el estándar 802.3 ba. Se abundan en los transceptores que usan la fibra óptica monomodo como canal, de manera específica el transceptor óptico 100 GBASE-LR4. Se describe su desarrollo de acuerdo al tipo de generación de los módulos CFPX, las cuales se diferencian en el tamaño y potencia consumida por el modulo. Partiendo de la arquitectura convencional y requerimientos de este transceptor establecidos por la IEEE, se explican diferentes alternativas para su implementación, destacando las que hacen uso de OFDM, debido a su alta eficiencia espectral y su robustez a la dispersión de la fibra, dentro de las cuales se encuentra el sistema a optimizar en la presente tesis.

2.1. Transceptores Ethernet a 4 x 25 Gbps (100 Gigabit Ethernet)

Ethernet es una tecnología de capa física principalmente enfocada en redes de área local (LAN), aunque en los últimos años también se está implementando en redes de área metropolitana (MAN). De acuerdo con el modelo de interconexión de sistemas abiertos (OSI), la tecnología Ethernet está definida para la capa física y la capa de enlace de datos, como se muestra en la figura 2.1.

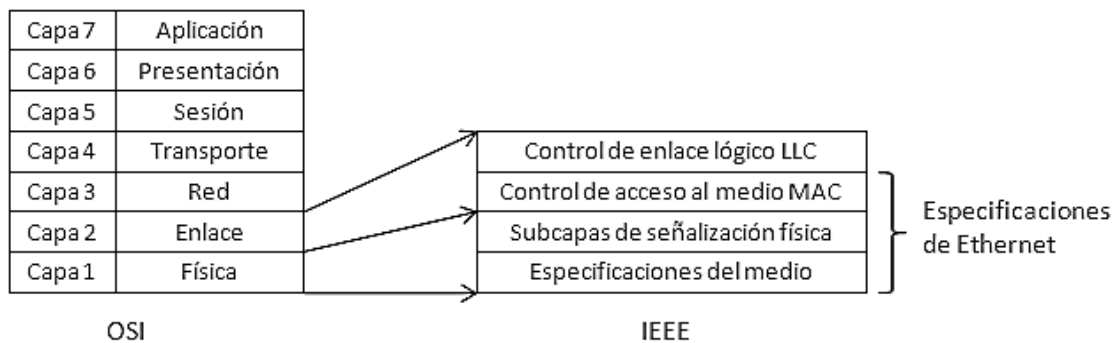


Figura 2.1. Equivalencia entre las capas del modelo OSI y Ethernet

La tecnología Ethernet se consolida con cada actualización, lo que resulta en una mayor capacidad de transmisión de datos. Por ejemplo, en sus inicios en 1972 con la red Alto Aloha usando una topología de bus con cable coaxial, se podía transmitir en un enlace de decenas de metros a una tasa de 2.94 Mbps, mientras que en la actualidad se pueden soportar enlaces ópticos de 10 km y 40 km a tasas de hasta 100 Gbps [1].

El estándar 802.3ba definido por el Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE), establece las características de los transceptores ópticos de Ethernet a una tasa de 40 y 100 Gbps, donde se privilegia este último tipo, debido a la creciente demanda de datos sobre Ethernet. Existen diferentes tipos de transceptores 100 GbE dependiendo de sus aplicaciones, como se puede observar en la tabla 2.1, donde se muestran diferentes especificaciones para los transceptores 40 GbE y 100 GbE.

Tabla 2.1 Especificaciones de diferentes transceptores 40 y 100 GbE, del estándar IEEE 802.3ba.

Medio físico	40 GbE	100 GbE
Fibra óptica MMF OMC3 ($\lambda = 850$ nm) 100 m	40GBase-SR4 Emplea 4 fibras OM3 paralelas en cada dirección. Cada una soporta 10 Gbps (con la codificación 64B/66B, resulta en una velocidad de línea de 10.3125 Gbps)	100GBase-SR10 Emplea 10 fibras OM3 paralelas en cada dirección. Cada una soporta 10 Gbps (con la codificación 64B/66B, resulta en una velocidad de línea de 10.3125 Gbps)
Fibra óptica SMF ($\lambda = 1310$ nm) 10 km	40GBase-LR4 Emplea una fibra SMF en cada dirección. Cada una soporta CWDM con $\lambda = 1270, 1290, 1310$ y 1330 nm (basado en el grid ITU-T G.694.2). Cada λ soporta 10 Gbps (con una codificación 64B/66B, resulta en una velocidad de línea de 10.3125 Gbps)	100GBase-LR4 Emplea una fibra SMF en cada dirección. Cada una soporta DWDM con $\lambda = 1295, 1300, 1305$ y 1310 nm (basado en el grid ITU-T G.694.1). Cada λ soporta 25 Gbps (con la codificación 64B/66B, resulta en una velocidad de línea de 28.78125 Gbps)
Fibra óptica SMF ($\lambda = 1310$ nm) 40 km	No aplica	100GBase-ER4 Sigue los mismos principios indicados para 100GBase-LR4. Para alcanzar 40 km se emplea tecnología SOA (Semiconductor Optical Amplifier)

Se observa de la tabla 2.1, que para distancias kilométricas se utiliza fibra monomodo (SMF), mientras que para distancias menores se usa fibra multimodo (MMF) [1]. Se observa también, la adopción de una nomenclatura para especificar cada interfaz, la cual se explica en la figura 2.2.

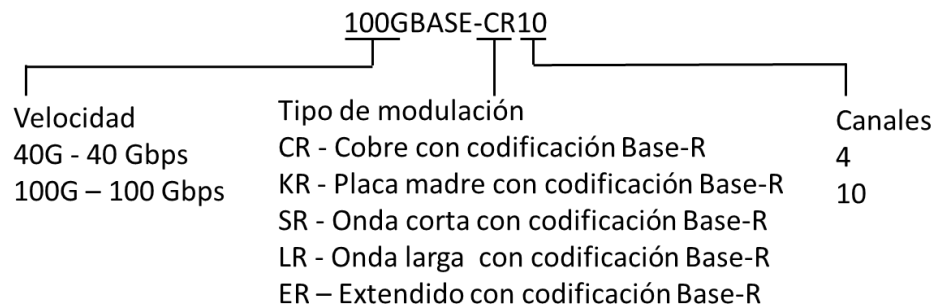


Figura 2.2. Notación de la capa física de Ethernet [2]

El primer término indica la tasa de datos a la que se está trabajando, el segundo establece el medio guiado del enlace: coaxial, par trenzado, fibra óptica, así como la distancia máxima del enlace; para el estándar que hace uso de fibra óptica monomodo se asigna alcance corto (SR) para un alcance de 100 m que opera a 850 [nm], en alcance largo (LR) se llega hasta 10 km operando a 1310 [nm] y alcance extendido (ER) con un alcance de 40 km con la anexión de un SOA a la misma longitud de onda que alcance largo. Finalmente la R refiere al uso de codificación 64B/66B, mientras que X al de una codificación 8B/10B. El último término expresa la cantidad de canales.

El desarrollo de los transceptores 100 GbE sobre SMF se ha dividido en tres generaciones. En la primera generación de transceptores 100 GbE, denominada 100 GbE CFP, se tienen 10 canales eléctricos de entrada al transceptor a una tasa de 10 Gbps cada uno; mediante un serializador/deserializador se pasa de 10 a 4 canales para modular en el dominio óptico y así transmitir 4 x 25 Gbps. En la segunda generación, denominada CFP2, se desecha el serializador como parte del transceptor, pero se conserva en algunas tarjetas Ethernet que operan aún con canales eléctricos a 10 Gbps por lo que su característica principal es el uso de LAN-WDM para multiplexar los cuatro canales ópticos. Finalmente, la tercera generación con módulos CFP4, que cumplen completamente con la arquitectura de 100BASE-LR4, conjuntamente integran aún más los componentes para reducir el tamaño y consumo de potencia del transceptor. En la figura 2.3 se muestran las diferentes generaciones de módulos CFPX. Se observa cómo se ha reducido su tamaño (de 82 mm a 21 mm de ancho) al igual que la potencia que consume (de 24 W a 6 W), conforme avanzan las generaciones, lo que produce una mejora en la implementación de la red [3].

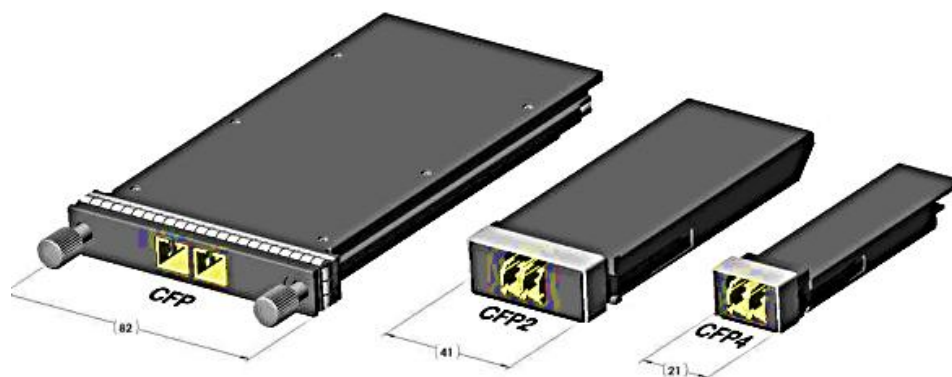


Figura 2.3 Vista grafica de los módulos CFPX [4].

Las principales empresas que elaboran estos módulos son Fujitsu, Cisco, Huawei y Finisar. En marzo del 2015 Fujitsu realizó la demostración en vivo de la tercera generación de transceptores 100 GbE-LR4. Estos módulos ofrecen menor consumo en potencia y menor tamaño con respecto a

CFP2, no requirieren la corrección de errores (FEC) y pueden coexistir con los módulos CFP2. Fujitsu es la primera empresa en producir en masa este tipo de módulos, los cuales cumplen con todas las especificaciones de 100 GbE-LR4 [5]. Por otro lado, Cisco ofrece sólo los módulos 100GbE-LR4 CFP y 100GbE-ER4 CFP, de primera generación. Huawei al igual que Cisco ofrece módulos de primera generación CFP, pero a un menor costo. Por último, Finisar tiene en el mercado el módulo CFP2 y en versión beta los módulos CFP4 [3] [6] [7].

2.2. Arquitectura convencional y elementos ópticos del transceptor 100GBASE-LR4

En el apartado anterior se trataron los transceptores que comprende el estándar 100 GbE en general, en el presente apartado se detalla el transceptor 100 GBASE-LR4, debido a que su arquitectura establece los requerimientos de la propuesta expuesta en este trabajo. El transceptor de 100 GBASE-LR4 tiene un alcance de 10 km, se basa en tecnología WDM, transmite a través de fibra monomodo 4 canales multiplexados a longitudes de onda de 1295, 1300, 1305 y 1310 nm. Cabe mencionar que se prefirió la banda O, ya que la fibra óptica monomodo convencional [8] presenta una menor dispersión cromática en comparación con la banda C, por lo que se evita añadir dispositivos compensadores de la dispersión, sin embargo, se sufre de una mayor atenuación en la fibra. Cada canal opera a una tasa de 25.78125 Gbps; además utiliza una codificación en banda base no-retorno a-cero (NRZ) y una modulación digital encendido-apagado (OOK), con una codificación 64B/66B. Esta codificación agrega dos bits por cada octeto de bytes, lo que hace más robusta la detección de errores. En el transmisor se usan láseres de realimentación distribuida (DFB) modulados externamente por electro-absorción (EAM). Del lado del receptor se recibe la señal óptica con un fotodetector tipo PIN. El transceptor de 100GBASE-ER4 (extended reach) tiene las mismas especificaciones y elementos, sólo que se adiciona un pre-amplificador óptico de semiconductor (SOA) para lograr un alcance mayor, igual a 40 km [9]. La arquitectura del transceptor 100GBASE-ER4 se muestra en la figura 2.4. Ambos transceptores se pueden integrar en una sola placa de tecnología monolítica.

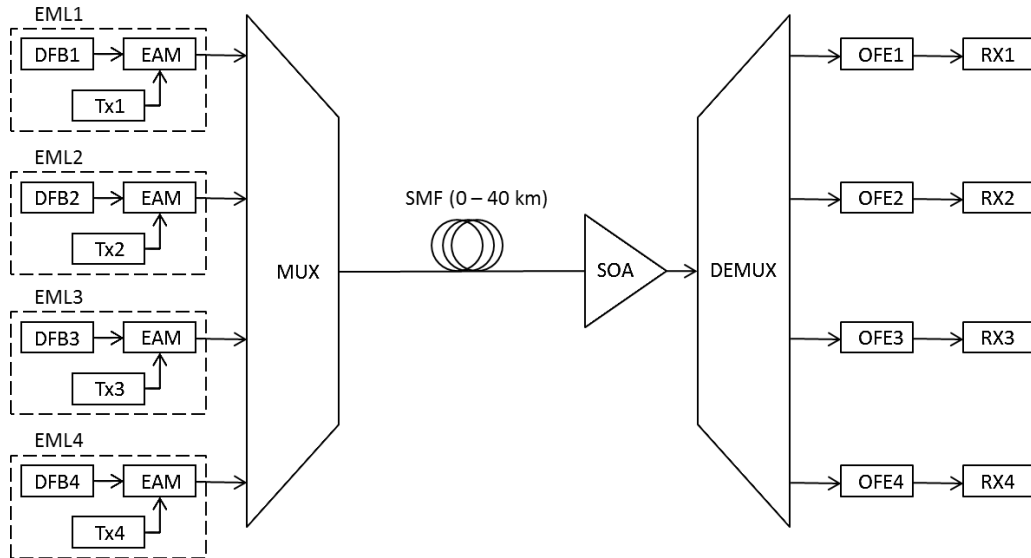


Figura 2.4 Diagrama del transceptor 100 GBASE-ER4.

El láser DFB y el modulador de electro-absorción se integran en un solo módulo denominado láser modulado externamente (EML). Los cuatro canales ópticos son multiplexados en la fibra óptica y demultiplexados a la salida de esta, para repartir cada canal a su correspondiente receptor óptico (OFE). Como se trató en las generaciones de transceptores ópticos 100 GbE, las especificaciones de 100 GbE a veces no se cumplen, ya que existen limitaciones tecnológicas, llegando a la situación de no seguir las especificaciones resultando en que cada compañía tenga dispositivos con arquitectura propia [1].

2.3. Alternativas propuestas para transmitir información a 100 Gbps en un solo canal óptico en redes locales

Con el fin de disminuir el número de canales ópticos en los transceptores, y por tal el número de dispositivos que los componen, su tamaño y consumo de potencia, se han investigado alternativas para portar mayor tasa de datos en cada canal óptico. Este deseo de aumentar la tasa por canal óptico, obedece además a la necesidad de incrementar la tasa total de transmisión de los sistemas por medio de una sola fibra óptica, por lo que el estudio de todas estas alternativas constituye un área de gran interés y relevancia para la investigación en sistemas ópticos de comunicaciones. A continuación se describen algunas alternativas propuestas capaces de cumplir los requerimientos de una red de área local a tasas cercanas a 100 Gbps, las cuales pretenden disminuir el costo, el tamaño y aumentar la eficiencia espectral de los transceptores 100 GBASE-LR4.

- a) Modulación por amplitud de pulsos (M-PAM): Una propuesta para un enlace de 100 Gbps se logra empleando la modulación 4-PAM de un VCSEL a una tasa de 50 Gbps para después multiplexar por polarización con otra señal de las mismas características y así tener una capacidad de 100 Gbps con una tasa de símbolo de 25 GBauds, ocupando un ancho de banda menor a 25 GHz. Esta alternativa ha resultado la más atractiva para implementar por las empresas después del uso de NRZ; sin embargo, su baja tolerancia a la dispersión cromática limita su implementación a distancias cortas u operando en la banda O [10].

- b) Modulación en fase sin portadora de amplitud (CAP): Alternativa más complicada que una modulación 4-PAM ya que tiene dos canales; uno en fase (I) y otro en cuadratura (Q), los cuales son introducidos en dos filtros transversales de forma, ortogonales entre ellos. Las formas de las señales I y Q entonces son combinadas para modular el láser, en el receptor las señales I y Q puede ser recuperadas usando filtros acoplados. Para lograr una tasa de 100 Gbps se usa CAP-16, la cual codifica 4 bits por símbolo. Para longitudes de hasta 30 km el esquema CAP-16 no usa FEC, ofreciendo un buen desempeño y la mitad de potencia que un sistema OFDM óptico [11].

- c) OFDM electro-óptico con detección directa (DD-OFDM): La señal OFDM es generada con un módulo DSP en el dominio eléctrico, la mayoría de sus operaciones incluyen modulación QAM, transformada inversa de Fourier (IFFT), inserción de prefijo cíclico, serialización de los símbolos OFDM y conversión digital a analógico (DAC). En el receptor la señal OFDM óptica se detecta directamente con un fotodetector. La señal OFDM eléctrica recibida es finalmente procesada realizando la secuencia inversa de las operaciones hechas en el transmisor eléctrico. DD-OFDM es más simple que los sistemas de detección coherente, a la vez que permite aumentar la eficiencia espectral del sistema y añadir esquemas sencillos de equalización de la señal. Existen diferentes configuraciones para transmitir un canal de 100 Gbps las cuales se tratarán más adelante.

- d) Diseños basados en los sistemas ópticos de transporte analizados por el Foro de Interconexión Óptica (OIF), los cuales pueden ser adoptados para el estándar 802.3ba. Estos usan modulación óptica como: cambio de fase en cuadratura con doble polarización (DP-QPSK) o modulación en amplitud en cuadratura con doble polarización (DP-16-QAM). Estas alternativas son más complejas y costosas, además de que necesitan tecnología óptica

coherente. Su ventaja es que son capaces de mejorar la sensibilidad en el receptor y por ende aumentar el alcance de los sistemas para tasas de transmisión grandes [12].

- e) Modulación multi-tono discreto (DMT) es una variante de OFDM, hace uso de múltiples subportadoras generadas en el dominio de RF u óptico con diferentes tipos de modulación cada una (BPSK, QPSK, 16-QAM, etc.) dependiendo de la respuesta de las condiciones del canal, lo que maximiza la tasa de bit. El cambio de la modulación modifica el número de subportadoras lo que se traduce en un menor consumo de potencia en comparación con OFDM [13]. Para un enlace de 100 Gbps, DMT utiliza WDM para multiplexar dos canales cada uno operando a 50 Gbps, las señales son generadas empleando láseres directamente modulados, además necesita filtros para la generación de QAM y el uso de FFT/IFFT para multiplexar la subportadoras [10]. DMT tiene menor complejidad computacional que PAM-4 y CAP-16. Sin embargo, al emplear algoritmos de *bit loading* su complejidad es mayor que OFDM.

Debido a que OFDM óptico ha demostrado ser una prometedora tecnología para transmitir información a una alta velocidad sobre distancias kilométricas, por lo que de las anteriores alternativas se resalta la que emplea OFDM, A continuación, se presentan algunas propuestas en las que se utiliza OFDM para distintos tipos de redes ópticas.

- 1) OFDM con 22 subportadoras usando una modulación DP-PSK, a una tasa de 110 Gbps y una distancia de 80 km. El transmisor hace uso del modulador Mach-Zehnder y un láser de cavidad externa operando en la banda C, además utiliza un amplificador de fibra dopada de Erblio (EDFA) para alcanzar los 80 km. En el receptor se demultiplexan las subportadoras mediante el uso de dos etapas de interferómetros de Mach-Zehnder de retraso (MZDI) y un filtro paso bandas óptico [14].
- 2) OFDM con 48 subportadoras moduladas digitalmente con 64-QAM a una tasa de 100 Gbps sobre un enlace de fibra monomodo, operando en la banda C a 40 km de distancia. El transmisor eléctrico se une con una etapa de conversión de subida RF, en el modulador óptico se usa un MZM y láser DFB. En el receptor se realiza detección directa empleando un fotodiodo tipo PIN con un filtro óptico y una etapa de conversión de bajada RF [15].

- 3) OFDM con 256 subportadoras moduladas con 4-ASK bipolar, a una tasa de 40 Gbps, usando fibra monomodo de una distancia de 124 km. El transmisor modula en intensidad empleando láser DFB y MZM, el enlace se ayuda de amplificadores EDFA y una etapa de recirculación iterativa para alcanzar el presupuesto de potencia. El receptor realiza una detección de campo completo mediante un interferómetro Mach-Zehnder asimétrico (AMZI), que agrega un retraso diferencial de $\pi/2$ a la señal óptica para después ser detectada por dos fotodiodos [16].
- 4) OFDM con 256 subportadoras moduladas con 64-QAM que generan 225 símbolos OFDM a una tasa de 100 Gbps sobre una red óptica pasiva (PON), con una distancia de 100 km sobre fibra monomodo. El transmisor tiene una etapa de conversión de subida RF y emplea un modulador Mach-Zehnder. En el enlace se usan dos amplificadores ópticos en cascada y 2 divisores (1:32) para compensar los efectos no lineales de la fibra. En el receptor detecta directamente la señal óptica con un fotodiodo para después pasar por un amplificador eléctrico y realizar la etapa de conversión de bajada RF [17].
- 5) OFDM coherente con 48 subportadoras moduladas con BPSK, a una tasa de 115.2 Gbps sobre fibra monomodo de 10 km de distancia. En el transmisor la señal compleja OFDM es modulada ópticamente con un modulador Mach-Zehnder I/Q y un diodo laser, en el receptor las componentes I y Q de la señal óptica son recuperadas coherentemente usando un mismo diodo láser que en el transmisor, para así recobrar las señales I/Q eléctricas [18].
- 6) OFDM con detección directa con 205 subportadoras moduladas con 16-QAM, a una tasa de 50 Gbps sobre 100 km de fibra monomodo operando en la banda O, basado sobre un EAM de 10 GHz de ancho de banda, se coloca un atenuador eléctrico el cual es precedido por un amplificador eléctrico para ajustar la potencia de excitación del EAM. La señal en el receptor se detecta con un fotodiodo tipo PIN de 10 GHz, finalmente la señal es demodulada con un DSP, donde se incluye una técnica de cancelación de SSII la cual incrementa la OMI [19].
- 7) OFDM con detección directa y modulación en intensidad con codificación 16-QAM, sobre una fibra monomodo de 320 km de distancia operando en la banda O, a una tasa de 129 Gbps, usando DFT en el transmisor eléctrico, así como una modulación banda lateral vestigial óptica, avanzados algoritmos de DSP tales como: pre-ecualización, ecualización de la no linealidad y decisión directa del menor valor promedio cuadrático. Además se usa FEC con

decisión suave, esta propuesta reporta la mayor distancia de transmisión para sistemas IM/DD con tasa de 100 Gbps [20].

En el presente trabajo se analiza la propuesta DDO-RF-OFDM modulada en intensidad por un EAM, con 256 subportadoras codificadas con 16-QAM para los requerimientos del transceptor 100 GBASE-LR4, el uso de detección directa se traduce en un menor gasto en comparación con uso de detección coherente de las propuestas 3) y 5), haciéndolo idóneo para aplicaciones de corto alcance. Los sistemas con modulación en intensidad y detección directa, tienen principalmente dos afectaciones: la dispersión cromática y los productos del mezclado no lineales debido al fotodiodo, las cuales pueden ser evitadas con el uso de RF-OFDM, como en las propuestas 2) y 4), lo que causa un desplazamiento de la banda lateral OFDM (SSB-OFDM). Sin embargo, sólo se tiene un 25 % de la eficiencia espectral obtenido mediante detección coherente [21]. El uso de un láser DFB externamente modulado con un EAM, integrados en un solo circuito tiene varias ventajas sobre las propuestas anteriores, con excepción de la 6), debido a que: se necesita un voltaje de excitación bajo, un consumo de energía bajo, un costo eficiente y un tamaño compacto. La operación de la fibra monomodo en la banda O tiene la ventaja de tener muy poca dispersión. En contraste, al operar en la banda C como las propuestas 1), 2) y 6), se tiene el beneficio de poder usar DWDM y amplificadores de fibra dopado de Erbium (EDFA) [22]. En comparación con la alternativa 6) el sistema analizado en la presente tesis tiene una tasa de transmisión mayor (del doble). La alternativa del presente trabajo tiene, además, la característica de poder emplear los mismos dispositivos ópticos que el transceptor 100 GBASE-LR4, pero para un solo canal, trasladando la complejidad al transmisor eléctrico.

3. Sistema óptico de multi-canalización por portadoras ortogonales (O-OFDM) con detección directa y conversión a radiofrecuencia (RF-DDO-OFDM)

En este capítulo se describen los principios matemáticos de los sistemas de comunicaciones basados sobre OFDM y el uso de la IDFT e DFT para la implantación de éstos. Enseguida, se describen los tipos de OFDM para sistemas de comunicaciones ópticas, respecto al dominio en que se opera: óptico o electro-óptico. Un sistema OFDM electro-óptico puede implementarse empleando modulación I/Q con detección coherente o mediante modulación en intensidad y detección directa. La primera tiene mayor eficiencia espectral, mientras que la segunda tiene menor costo y complejidad, siendo entonces más apta para un enlace local, por lo que se ahonda en su explicación.

Enseguida se detallan las principales afectaciones de un sistema OFDM electro-óptico, como son: alta relación potencia a promedio, mezclado entre subportadoras, interferencia por el batido entre señales, interferencia entre portadoras, pérdidas por inserción y atenuación. Se detalla de qué forma estas afectaciones son compensadas de acuerdo con el diseño del transceptor óptico, lo que da el punto de partida para la resolución del problema de la alta relación pico a promedio de la señal OFDM, que es la principal problemática a tratar en la presente tesis.

3.1. Señales ortogonales

Cuando el producto interno entre dos funciones reales es cero, éstas son ortogonales entre sí. El producto interno entre dos funciones se define en un intervalo $a \leq x \leq b$ como:

$$\{f1|f2\} = \int_a^b f1(x)f2(x) dx \quad (3.1)$$

En la ecuación (3.2) se ejemplifica la ortogonalidad entre las funciones seno y coseno; otro caso se ilustra en la ecuación (3.3) en donde se verifica que el producto interno entre una señal cosenoidal consigo misma es igual a $T/2$, para este caso $\pi/2$, el cual es un valor máximo que aleja la condición de ortogonalidad [1]. En la ecuación (3.4) se puede observar que al sumar al argumento de las funciones seno y coseno una fase distinta, el producto interno resulta diferente de cero, es decir, se pierde la condición de ortogonalidad. En un sistema de comunicaciones ópticas, por ejemplo, este desfase puede ser generado por la dispersión de la fibra óptica. Entre más grande es el valor absoluto de esta integral, más se alejan las señales de cumplir la condición de ortogonalidad.

$$\int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \text{sen}(x) \cdot \cos(x) \, dx = 0 \quad (3.2)$$

$$\int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \cos(x) \cdot \cos(x) \, dx = \frac{\pi}{2} \quad (3.3)$$

$$\int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \text{sen}(x + 2) \cdot \cos(x + 5) \, dx = -0.221 \quad (3.4)$$

3.2. Formulación matemática de OFDM

Multi-canalización por portadoras ortogonales (OFDM), es una combinación de modulación digital y multiplexación. En OFDM una señal serial se divide en flujos de datos paralelos (*streams*), los cuales son individualmente modulados a una tasa varias veces menor a la tasa serial y transmitidos en portadoras ortogonales de diferente frecuencia, denominadas subportadoras, las cuales son finalmente multiplexadas. Al tener una gran cantidad de subportadoras la eficiencia espectral bajaría si se dejara una banda de guarda entre ellas, sin embargo en OFDM las subportadoras están traslapadas, lo que aumenta la eficiencia espectral. Para poder recuperar la información en el receptor, es necesario que estas portadoras traslapadas espectralmente sean ortogonales [2]. Matemáticamente la señal $s(t)$ OFDM está definida como:

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_{sc}} c_{ki} s_k(t - iT_s) \quad (3.5)$$

Donde:

$$s_k = \prod(t) e^{j2\pi f_k t} \quad (3.6)$$

y

$$\prod(t) = \begin{cases} 1, 0 < t < T_s \\ 0, t \leq 0, t > T_s \end{cases} \quad (3.7)$$

De la expresión (3.5) N_{sc} es el número de subportadoras (cada símbolo OFDM es generado por N_{sc} símbolos QAM, donde N_{sc} es una potencia de 2), T_s es el periodo del símbolo, c_{ki} es el i -ésimo símbolo de información en la k -ésima subportadora, S_k es la forma de la onda de la k -ésima subportadora definida por la expresión (3.6) y f_k es la frecuencia de la k -ésima subportadora. Cada una de estas subportadoras se analiza en un tiempo finito limitado por medio de la función pulso rectangular unitario (función de la ventana) $\Pi(t)$, como lo describe la expresión (3.7).

Para la detección de cada subportadora de la señal OFDM transmitida de la expresión (3.5), se puede hacer uso de filtros acoplados o correlacionadores acoplados. En el caso del correlacionador, el símbolo de información detectado c'_{ki} , está dada por:

$$c'_{ki} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} r(t - iT_s) s_k^* dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} r(t - iT_s) e^{-j2\pi f_k t} dt \quad (3.8)$$

Donde $r(t)$ es la señal recibida en el dominio del tiempo y s_k^* es la forma de la onda de la k -ésima subportadora conjugada. Los sistemas que ocupan modulación de múltiples portadoras (MCM), no superponen los límites de las portadoras, lo que genera un excesivo uso de ancho de banda y en consecuencia una reducción en la eficiencia espectral. Como se ha expresado anteriormente, la ortogonalidad entre funciones, que en este caso son señales sinusoidales (en general exponenciales complejas), ayuda a OFDM a superponer las portadoras. La correlación entre dos subportadoras δ_{kl} , está dado por:

$$\delta_{kl} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} S_k S_l^* dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi(f_k - f_l)t} dt = e^{j2\pi(f_k - f_l)T_s} \cdot \frac{\sin(\pi(f_k - f_l)T_s)}{\pi(f_k - f_l)T_s} \quad (3.9)$$

Si la correlación entre las dos subportadoras es cero, entonces son ortogonales, lo cual se cumple si:

$$f_k - f_l = k \frac{1}{T_s} \quad (3.10)$$

La separación entre las frecuencias de las subportadoras, $f_k - f_l$, entonces, debe ser un múltiplo entero k del inverso del periodo del símbolo, cumpliendo esta condición, se garantizará que no existe interferencia entre portadoras (ICI), además de una alta eficiencia espectral. El concepto de ortogonalidad se puede extender a múltiples bandas OFDM dentro de una señal con una eficiencia

espectral mucho mayor, lo anterior se llama bandas ortogonalmente multiplexadas (OBM-OFDM) [2] [3].

3.3. Implementación usando la (anti)Transformada de Fourier.

Como se mencionó en el apartado 3.2, OFDM utiliza un conjunto de subportadoras para modular los símbolos digitales; por lo que en su implementación práctica sería necesario el uso de muchos osciladores y mezcladores, tanto en el transmisor como en el receptor. Para simplificar la arquitectura anterior se hace uso de la transformada discreta de Fourier inversa (IDFT) y de la transformada discreta de Fourier (DFT). Retomando la expresión matemática de la señal OFDM aplicada solo para un símbolo s_m por simplicidad, el cual es muestreado cada T_s/N_{sc} :

$$s_m = \sum_{k=1}^{N_{sc}} c_k e^{j2\pi f_k \cdot (m-1)T_s / N_{sc}} \quad (3.11)$$

Haciendo uso de la expresión de condición de ortogonalidad (3.10) y por convención se tiene la frecuencia de una de las subportadoras como:

$$f_k = \frac{k-1}{T_s} \quad (3.12)$$

Sustituyendo (3.12) en (3.11) tenemos:

$$s_m = \sum_{k=1}^N c_k \cdot e^{j2\pi (m-1)(k-1) / N} = \mathfrak{F}^{-1}\{c_k\} \quad (3.13)$$

Se observa de la ecuación (3.13), la obtención de la transformada inversa de Fourier discreta (IDFT) \mathfrak{F}^{-1} para la generación de un símbolo de información c_k , que será parte de la señal OFDM. En el receptor se realiza la transformada de Fourier DFT \mathfrak{F} para realizar la operación inversa. Se observa el cambio al dominio del tiempo a la salida de la IDFT, y al dominio de la frecuencia en la DFT. Para pasar del dominio discreto al analógico y poder transmitir sobre la fibra en un sistema real se deben tener dos dispositivos: un convertidor digital a analógico (DAC), y un convertidor análogo a digital (ADC) para el transmisor y receptor, respectivamente. Las ventajas de la implementación de DFT/ IDFT en primer lugar es que una gran cantidad de subportadoras pueden ser generadas y demoduladas sin la complejidad del uso de filtros, osciladores y mezcladores; en segundo lugar, se

puede usar la transformada inversa rápida de Fourier (IFFT) en lugar de la IDFT para así reducir las operaciones, ya que de N^2 se logra reducir a $(N/2)\log_2(N)$ operaciones [2].

Para clarificar el uso de la transformada de Fourier en OFDM, se muestra en la figura 3.1 un diagrama del procesamiento de la señal OFDM. En un inicio la información serial binaria es convertida a flujos en paralelo por el dispositivo llamado convertidor serial-a-paralelo (S/P); el número de flujos paralelos es igual al número de subportadoras; cada flujo de bits es mapeado a su correspondiente formato de modulación (M-QAM, QPSK); enseguida los símbolos se transforman al dominio del tiempo por medio de la IDFT; subsecuentemente se inserta el prefijo cíclico (que se tratará posteriormente) para evitar la interferencia intersímbolo (ISI) causada por la dispersión del canal; con el DAC, la señal se convierte al dominio analógico. La señal analógica en banda base se puede desplazar a una frecuencia de RF por medio de un modulador I/Q, para poder ser transmitida por el canal. A la salida de éste se agrega un filtro paso banda (BPF) para reducir el ruido fuera de banda. En el receptor se filtra la señal OFDM para después convertirla a banda base con el uso de un demodulador I/Q; en seguida, la señal es digitalizada con el convertidor de analógico-digital ADC, y transformada al dominio de la frecuencia con la DFT, para finalmente demodular la señal de símbolos digitales, y así recuperar la información binaria. Dentro del procesamiento digital de señales llevados a cabo en el receptor, se realiza la sincronización de la ventana DFT, la corrección del desplazamiento en frecuencia y la recuperación de la subportadora [2] [3].

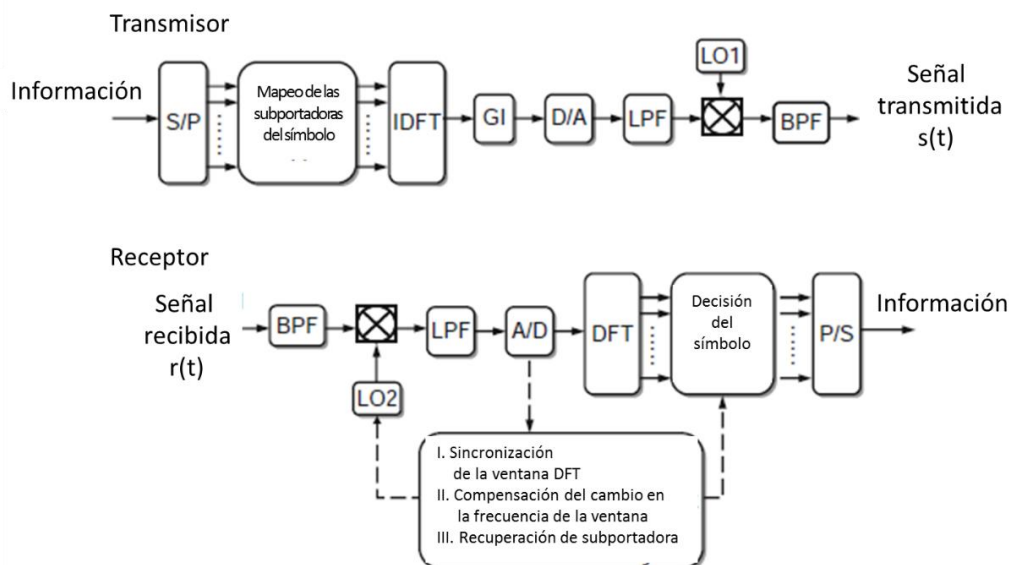


Figura 3.1. Diagrama general de la transmisión y recepción de la señal OFDM.

3.4. Tipos de OFDM sobre fibra óptica

Con la creciente demanda de tasas de datos más altas, OFDM óptico ha surgido como alternativa para implementar la siguiente generación de redes ópticas, principalmente por su tolerancia a la dispersión cromática que presenta la fibra óptica, su alta eficiencia espectral y la flexibilidad que puede proporcionar a la red. Una limitación en su implementación comercial ha sido el hecho de que los procesadores digitales de señales (DSPs), aún no logran las capacidades de procesamiento que las redes ópticas requieren, limitación que con el rápido avance en la electrónica podría ser subsanada en el corto plazo. Actualmente existen dos alternativas para implementar OFDM en sistemas de comunicaciones sobre fibra óptica; la primera opción es OFDM electro-óptico, sobre la cual se ahondará más adelante, la segunda opción es OFDM totalmente óptico, descrito brevemente a continuación.

La principal característica de OFDM totalmente óptico (AO-OFDM) es que realiza la DFT y la IDFT en el dominio óptico. Este diseño tiene la ventaja de no estar limitado por el ancho de banda de los dispositivos electrónicos, pero es más complejo de implementar y costoso, por lo que su aplicación se considera principalmente para redes de larga distancia. Un ejemplo de este tipo de sistemas se muestra en la figura 3.2, donde se tiene un sistema AO-OFDM que transmite 7 canales a 5 Gbps, los cuales se codifican y se modulan con código de línea no regreso a cero y modulación digital encendido-apagado (NRZ-OOK); el sistema logra una BER= 3.3E-3 para un transmisión sobre 1980 km de fibra monomodo (SMF), usando fibra compensadora de dispersión (DCF) en cada tramo (*span*) [4].

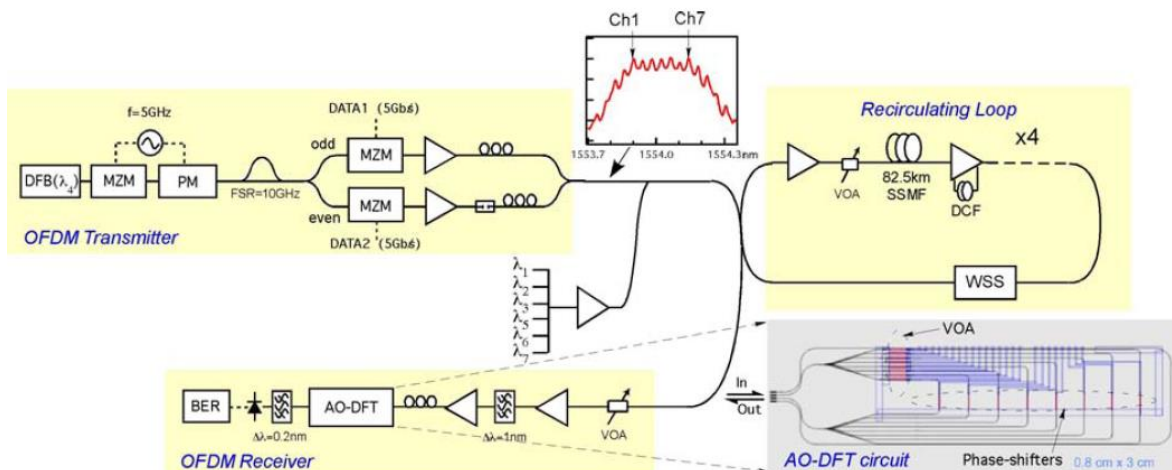


Figura 3.2. Ejemplo de un sistema OA-OFDM a una tasa total de 35 Gbps [3].

3.5. OFDM electro-óptico

La particularidad de los sistemas OFDM electro-ópticos, en contraste con los sistemas AO-OFDM, es que en estos la señal OFDM se genera en el dominio eléctrico y después se convierte al dominio óptico mediante modulación en intensidad (IM) o modulación en campo (FM). En el receptor óptico, la señal puede ser detectada directamente (DD) o con detección coherente (COH). Las dos principales configuraciones de sistemas OFDM electro-ópticos se detallan en los siguientes sub-apartados.

3.5.1 Modulación en intensidad y detección directa

Entre los moduladores en intensidad más utilizados comúnmente están: el modulador de electro-absorción (EAM) y modulador de Mach-Zehnder (MZM).

El modulador Mach-Zehnder utiliza un interferómetro de Mach-Zehnder (MZI) el cual divide la señal óptica a la entrada en dos brazos; si a cada brazo se le aplica un cambio de fase igual se obtiene interferencia constructiva. Cuando a uno de los brazos se le aplica un voltaje no nulo el índice de refracción del brazo cambia, lo que provoca un cambio de fase y como resultado una interferencia destructiva, que a la vez reduce la intensidad transmitida; por ejemplo, cuando se tiene una diferencia de fase de 180° entre los dos brazos del MZI se consigue la mínima potencia transmitida, de esta manera se logra una equivalencia del flujo de bits eléctricos de información aplicado a los brazos del interferómetro Mach-Zehnder que los convierte al dominio óptico, como muestra la figura 3.3 [5]. Un MZM tiene una buena caracterización en su curva de transferencia óptica, además de una estabilidad en ésta. Este tipo de moduladores son ampliamente comercializados.

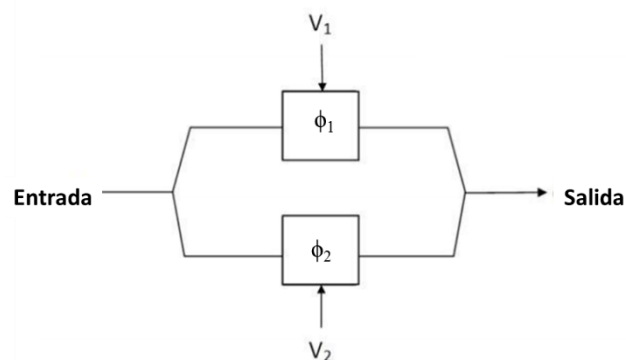


Figura 3.3. Esquema del modulador basado en el interferómetro Mach-Zehnder

Respecto al funcionamiento del EAM se abundará más ya que es empleado en la arquitectura propuesta en el presente proyecto. El EAM es un dispositivo semiconductor con estructura similar a la de un diodo laser, en él se aplica un campo eléctrico (con el EAM polarizado en inversa) para cambiar el coeficiente de absorción del material, con lo que se logra que la potencia de la fuente óptica que suministra una onda continua sea modulada en intensidad proporcionalmente a la variación de la señal eléctrica de entrada al EAM [6]. Como se muestra en la figura 3.4, los datos son “impresos” en la señal de onda continua (CW) generada por un láser, el cual puede estar fuera del EAM o integrado monolíticamente con éste.

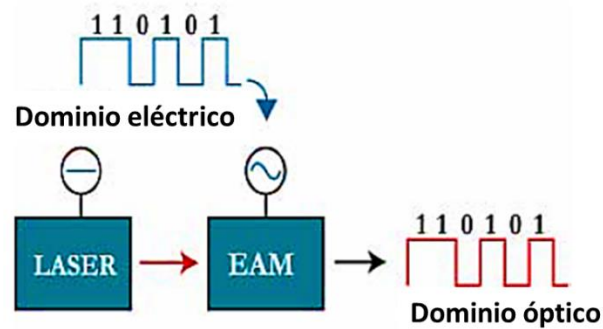


Figura 3.4. Aplicación del EAM en un transmisor estándar

Las no linealidades producidas por el EAM son causadas por la relación no lineal entre el voltaje de la señal eléctrica de entrada y la potencia óptica de la señal a la salida. La función de transferencia del EAM se puede expresar como [7]:

$$P_{out}(V) = P_{in} \cdot e^{[-\Gamma\alpha(V)L]} = T(V) \quad (3.14)$$

Donde P_{out} es la potencia a la salida del EAM, P_{in} es la potencia óptica de entrada del EAM, Γ es el factor de confinamiento, en este caso α es el coeficiente de absorción cuya variación esta función del voltaje de la señal eléctrica de entrada y L es la longitud del EAM. La función de transmisión normalizada de un EAM en función de su voltaje de polarización se muestra en la figura 3.5 para el caso ideal (lineal) y el caso no lineal.

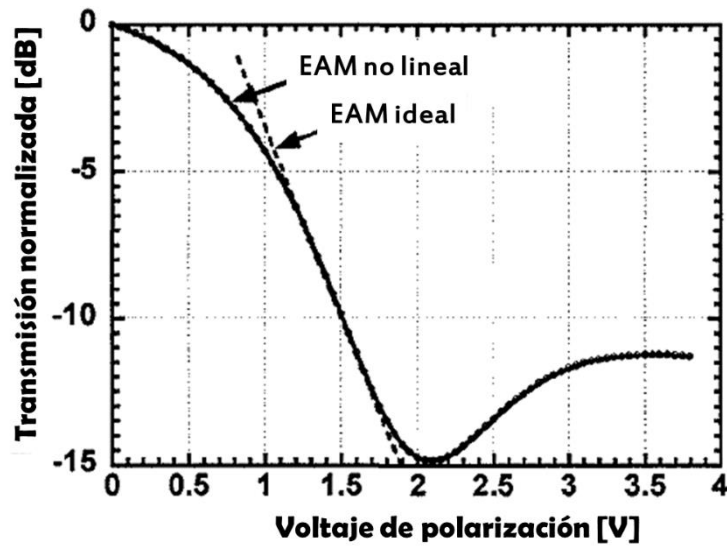


Figura 3.5. Función de transmisión normalizada vs voltaje de polarización de un EAM [7].

La operación no lineal del EAM puede producir nuevas componentes en frecuencia a la salida, reduciendo el rango de operación, además de distorsionar la señal. La no linealidad en la función de transferencia tiene una fuerte dependencia con la longitud de onda, la potencia de la señal óptica de entrada y la forma de onda de la señal eléctrica de operación [8]. La curva de transferencia de un EAM no puede ser fácilmente descrita analíticamente, ya que esta depende de las propiedades del material con que fue hecho y la estructura del dispositivo.

Los sistemas DDO-OFDM electro-ópticos pueden ser categorizados según el diseño del transmisor eléctrico OFDM. Las secciones básicas de un transmisor eléctrico convencional OFDM son: la conversión serial a paralelo de los símbolos de información, la IDFT que es usada para modular y multiplexar simultáneamente las subportadoras OFDM; la anexión del prefijo cíclico (CP) (cuya utilidad se detallará más adelante), la conversión paralelo a serial y la transformación digital analógica de la señal serializada. La forma en que está hecho el mapeo del vector X a la salida del flujo de símbolos digitales con respecto al vector I de entrada a la IDFT produce diferentes propuestas del transmisor OFDM eléctrico que dictaminarán cuántos DACs, osciladores locales y filtros ópticos serán ocupados, por lo que se explican tres diferentes diseños para realizar lo anterior.

El primer diseño se muestra en la figura 3.7 (a), se observa que la conversión digital-a-analógico se hace mediante un solo DAC. La salida de la IFFT en general es compleja, pero puede ser sólo real si el vector de entrada I a la IFFT presenta simetría Hermitiana, con lo que se logra que

la componente imaginaria a la salida de la IFFT sea igual a cero. La simetría Hermitiana se logra si el vector I lo constituye la mitad de los elementos de X y la otra mitad los mismos elementos pero conjugados. El transmisor de este primer diseño es simple para implementar, además de requerir menos componentes. Sin embargo, el ancho de banda de la señal OFDM se duplica, y por ende la tasa de muestreo del DAC [9].

El segundo diseño se muestra en la figura 3.7 (b). Este hace uso de dos DACs, uno para la señal I y otro para la señal Q de salida de la IFFT, una etapa de conversión de subida RF de ambas señales con el fin de añadir una banda de guarda entre la portadora óptica y la señal OFDM, con un espacio mínimo igual al ancho de banda de la banda lateral de la señal RF-OFDM, para que las componentes no lineales producidas por el modulador, la fibra óptica y el fotodetector no se superpongan con las subportadoras que portan la información. El ancho de la banda de guarda es determinado por la frecuencia de RF. A este diseño se le llama RF-DDO-OFDM y es el que se usa en el presente proyecto. Este diseño requiere una tasa de muestreo en el DAC de aproximadamente la mitad que la del primer diseño. Sin embargo requiere agregar mezcladores analógicos RF con una frecuencia alta y un ancho de banda que puede causar problemas con la frecuencia de sincronización así como el balance de la fase (I) y cuadratura (Q). A la salida del modulador óptico, la señal presenta dos bandas laterales (SB), una de las cuales (en el presente proyecto es la inferior) se puede eliminar mediante un filtro óptico para reducir el ancho de banda de la señal óptica, lo cual es conocido como transmisión óptica de banda lateral única (OSSB).

El tercer diseño se muestra en la figura 3.7 (c). En éste cada señal eléctrica I y Q a la salida de la FFT inversa se convierten al dominio analógico mediante dos DACs (cada uno con la misma tasa de muestro que el segundo diseño) que se usan para excitar las entradas del modulador óptico I/Q . En este diseño se realiza la transformada de Hilbert poniendo a cero la mitad de las entradas de la IFFT para lograr una transmisión OSSB sin el uso de un filtro óptico [9]. La frecuencia de la banda de guarda es establecida de acuerdo con las entradas iguales a cero. Este tercer diseño presenta la ventaja de no requerir una etapa de conversión de RF ni de filtrado óptico en comparación con el segundo diseño, a la vez que no duplica el ancho de banda de la señal OFDM como el primer diseño. Sin embargo, requiere de un modulador óptico I/Q lo cual aumenta la complejidad y costo del transmisor.

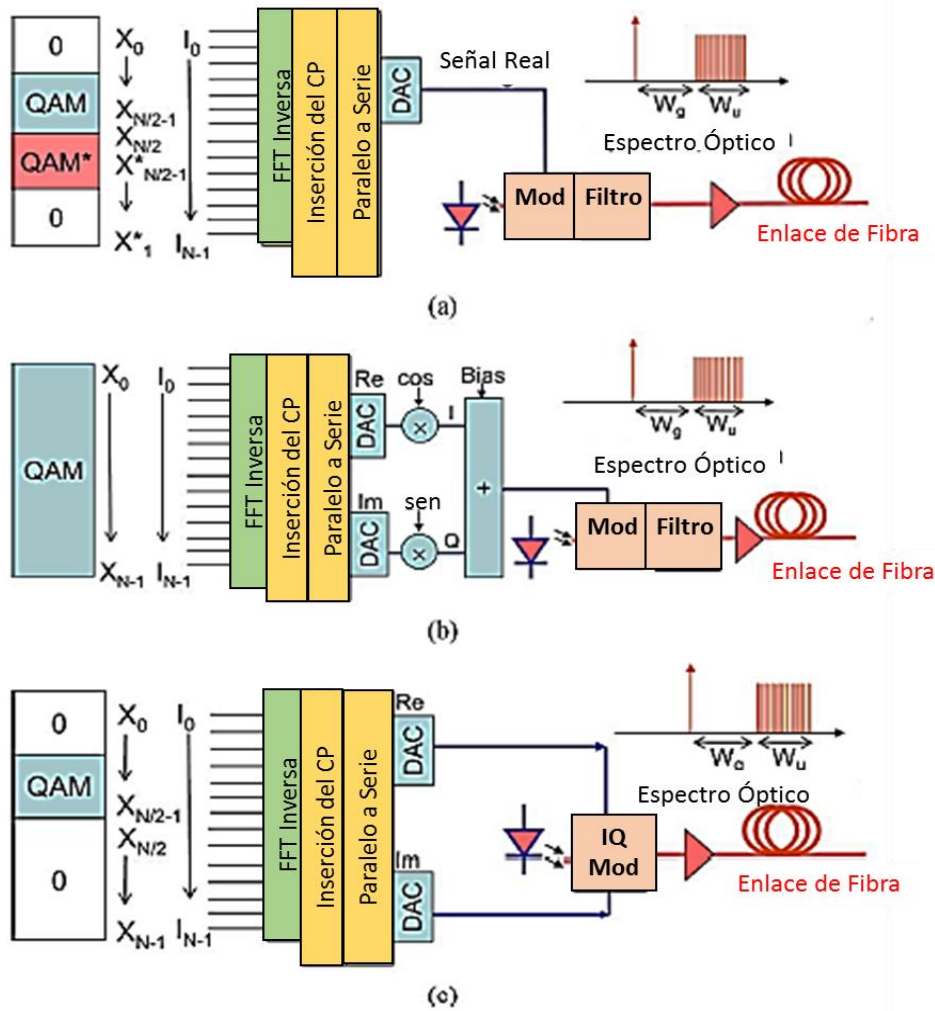


Figura 3.6. Diferentes tipos de transmisores DDO-OFDM: a) usando simetría Hermitiana, modulación en intensidad y filtro óptico; b) usando conversión de subida de RF, modulación en intensidad y filtro óptico; c) usando un modulador I/Q.

La principal característica de los sistemas electro-ópticos OFDM con detección directa es que la señal óptica es convertida al dominio eléctrico mediante un único fotodetector con uso de la ley cuadrática, como se muestra en la figura 3.6. Dentro de las ventajas de emplear detección directa está: la tolerancia a imperfecciones lineales, simplicidad en su implementación así como el uso de componentes comerciales relativamente baratos [2] [9]. Dentro de sus desventajas está: la necesidad de dejar una banda de guarda entre la portadora óptica y las bandas laterales si se desea evitar que los productos de intermodulación por el uso de la ley cuadrática del campo eléctrico afecten a la señal deseada, su incapacidad para conservar la información de fase del campo óptico y por ende una menor sensibilidad que los receptores coherentes. En la actualidad el uso de detección directa está dirigido a aplicaciones de bajo costo principalmente en redes locales y metropolitanas.

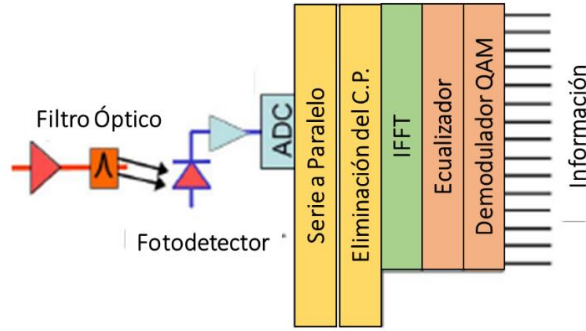


Figura 3.7. Receptor OFDM con detección directa.

En la detección directa la fotocorriente $I(t)$ a la salida del fotodiodo puede ser modelada con la ley cuadrática de la señal recibida $r(t)$ dada por la expresión (3.15) [8].

$$\begin{aligned}
 I(t) \propto |r(t)|^2 = & 1 + 2\alpha \operatorname{Re} \left\{ e^{j2\pi\Delta f t} \sum_{k=-\frac{1}{2}N_{sc}+1}^{\frac{1}{2}N_{sc}} C_k e^{(j2\pi f_k t + \Phi_D(f_k) - \Phi_D(-\Delta f))} \right\} \\
 & + |\alpha|^2 \sum_{k_1=-\frac{1}{2}N_{sc}+1}^{\frac{1}{2}N_{sc}} \sum_{k_2=-\frac{1}{2}N_{sc}+1}^{\frac{1}{2}N_{sc}} C_{k_2}^* C_{k_1} e^{(j2\pi(f_{k_1} - f_{k_2})t + \Phi_D(f_{k_1}) - \Phi_D(f_{k_2}))}
 \end{aligned} \tag{3.15}$$

El primer término corresponde a la componente de DC, la cual puede ser fácilmente filtrada; el segundo término son las subportadoras de la señal OFDM, las cuales deben ser recuperadas, α es el factor de escala que describe la intensidad de la banda OFDM y la portadora óptica principal, Δf es la banda de guarda entre la portadora principal óptica y la banda OFDM, $\Phi_D(f_k)$ es la fase retrasada debido a la dispersión cromática en la k -ésima subportadora, finalmente el tercer término es la componente no lineal de segundo orden, la cual no es deseada y se puede evitar estableciendo una banda de guarda entre la portadora óptica y la banda OFDM, como se explicó anteriormente en el transmisor con conversión a RF.

3.5.2. Modulación I/Q óptica y detección coherente

La modulación en campo usa un modulador I/Q óptico, el cual logra una modulación óptica en fase y amplitud, este tipo de moduladores tienen varios diseños para su implementación. Uno de los más populares es con el uso de dos MZM de una sola entrada de control de voltaje y un modulador

en fase, normalmente se encuentran en un solo circuito integrado. Este dispositivo divide la luz de entrada entre los dos brazos llamados I y Q, la modulación en amplitud se lleva a cabo cuando los moduladores Mach-Zehnder son operados en modo *push-pull*, es decir, los brazos del modulador deben tener tensiones iguales pero de signo opuesto. Por último a uno de los brazos se le agrega un desfase de 90° a través del modulador de fase como se ilustra en el esquema de la figura 3.8 [5]. Este tipo de modulador muestra características independientes de la longitud de onda a la que se opera, introduce pérdidas de inserción más bajas que el EAM (alrededor de 5 dB), sus desventajas son que tiene un ancho de banda menor que un EAM y necesitan mayor tensión que los EAM para operar, además se suma su compleja fabricación, lo que se refleja en su costo [10].

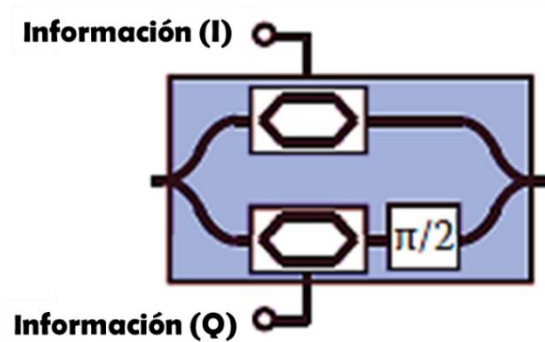


Figura 3.8. Esquema de un modulador óptico I/Q

En los sistemas OFDM ópticos coherentes (CO-OFDM) se requiere el uso del modulador I/Q óptico en el transmisor. En el receptor coherente se requiere un láser llamado oscilador local, para detectar la señal enviada sobre la fibra óptica. Un sistema genérico OFDM coherente puede ser dividido dentro de cinco bloques: 1) transmisor RF-OFDM, 2) convertidor de subida RF-a-Óptico (RTO), 3) canal óptico, 4) convertidor de bajada Óptico-a-RF (OTR), y 5) receptor RF-OFDM. En la figura 3.9 se muestra un sistema CO-OFDM [3].

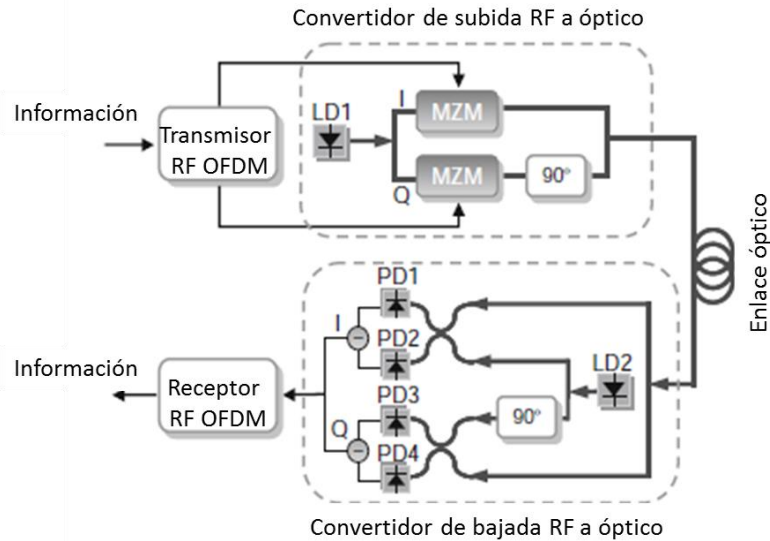


Figura 3.9. Arquitectura de un sistema CO-OFDM.

Entre las ventajas de los sistemas electro-ópticos OFDM coherentes se encuentran: una alta eficiencia espectral por la superposición de subportadoras, alta sensibilidad en el receptor y robustez contra la dispersión cromática y por polarización. Además, como se mencionó al tener el conversor de bajada y de subida, el requerimiento de ancho de banda eléctrico puede ser reducido por el transceptor CO-OFDM, el cual es extremadamente atractivo para el diseño de circuitos de alta velocidad, donde el ancho de banda eléctrico dicta el costo [11]. Sus aplicaciones sobretodo son para redes de larga distancia. Por otro lado sus desventajas son: la sensibilidad a la fase del ruido, una frecuencia de desplazamiento y una alta complejidad en su implementación, por ende un mayor costo.

3.6. Principales afectaciones en un sistema OFDM electro-óptico

3.6.1. Alta relación de potencia pico a promedio (PAPR)

Una de las desventajas de los sistemas OFDM, es que presenta grandes picos de potencia debido a que la señal OFDM es la suma de N subportadoras cosenoidales, lo que causa que en algunos puntos sus fases estén alineadas resultando en una suma de amplitudes. Lo anterior es cuantificado mediante la relación de potencia pico a potencia promedio (PAPR) del símbolo OFDM. En sistemas de comunicaciones ópticos la PAPR es una desventaja debido a las no linealidades que se producen al operar un modulador óptico con una señal OFDM con altos picos de potencia. La PAPR puede ser expresada matemáticamente como:

$$PAPR = \frac{\text{máx}\{|s(t)|^2\}}{E\{|s(t)|^2\}}, t \in [0, T_s] \quad (3.16)$$

$$s(t) = \sum_{k=1}^{N_{sc}} C_k e^{j2\pi f_k t}, f_k = \frac{k-1}{T_s} \quad (3.17)$$

Donde, $s(t)$ es la forma de la señal para un símbolo OFDM en el dominio del tiempo, $E\{\}$ es el valor esperado (promedio) de la señal y $\text{máx}\{\}$ es el valor máximo de la señal. La máxima PAPR teórica es $10\log_{10}(N_{sc})$ en decibeles [dB]. Por ejemplo, utilizando la expresión (3.16) para 256 subportadoras, la PAPR máxima sería de 24 dB, el cual es un valor muy grande [2].

Otra forma de caracterizar la PAPR es haciendo uso de la función de distribución acumulada complementaria (CCDF). Las curvas de la CCDF muestran el porcentaje de tiempo en que la señal OFDM está por arriba de un nivel dado de potencia, la cual está expresada en decibeles. Dicho de otra forma, la CCDF expresa el porcentaje de la señal que está por encima de una PAPR determinada, o de referencia, denotada como $PAPR_0$. La gráfica de la CCDF se genera al hacer el histograma de la diferencia de potencia de la señal OFDM respecto de su potencia promedio; de este histograma se obtiene la función de densidad de probabilidad (PDF), finalmente, se obtiene la función acumulada de probabilidad complementaria (CCDF) como se muestra en la figura 3.10 [12].

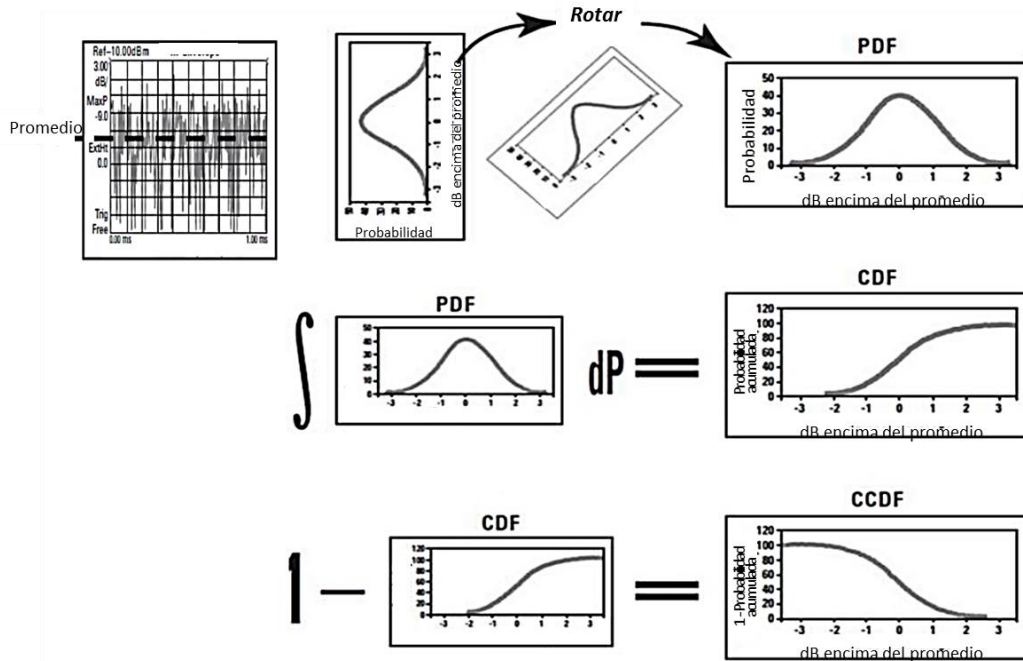


Figura 3.10. Obtención matemática del CCDF de la señal OFDM.

Para medir un valor de la PAPR más preciso es esencial hacer un sobre-muestreo de la señal OFDM. Se ha probado que un factor de sobre-muestreo de 4, es suficiente para el análisis de la PAPR, ya que un factor mayor varía muy poco su valor [2]. Para ejemplificar el efector de la PAPR, se muestra en la figura 3.11 (a) los espectros ópticos a la salida de un EAM de dos señales eléctricas RF-OFDM de entrada. Se muestra en la figura 3.11 (b) la primera señal eléctrica RF-OFDM representada en el dominio del tiempo, la cual usa una técnica de reducción de la PAPR. En ella se nota una señal uniforme y en su espectro una razón banda lateral a ruido óptico (OSBNR) mayor, es decir, un nivel mayor deseado de una de las bandas laterales del espectro de la señal en comparación con el nivel del ruido de fondo. La figura 3.11 (c) muestra la otra señal RF-OFDM, pero sin la aplicación de una técnica anti-PAPR, lo que hace que la señal presente varios voltajes pico, causando en su espectro una disminución de la OSBNR.

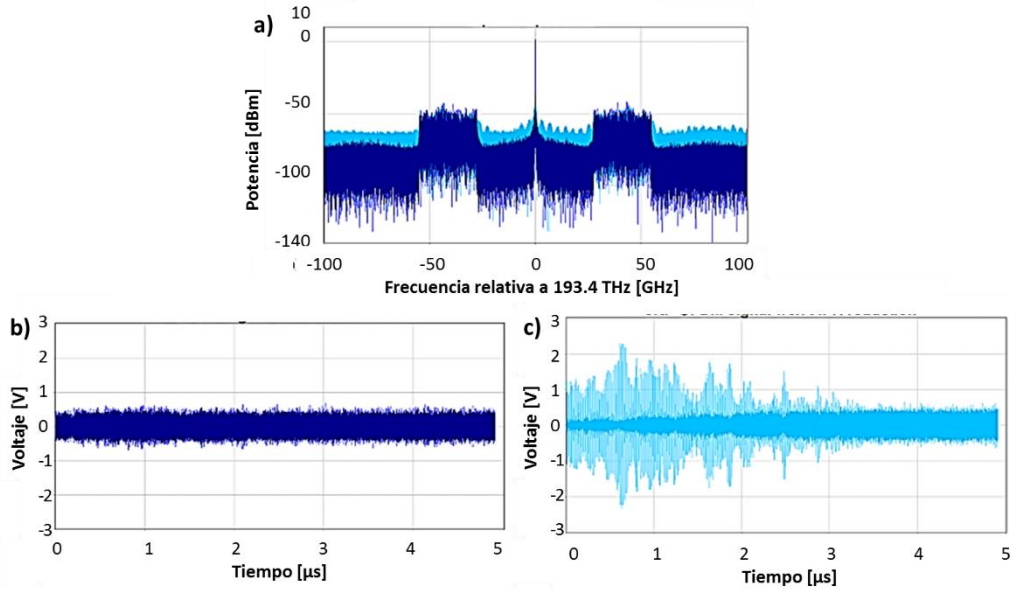


Figura 3.11. (a) Espectros ópticos a la salida de un EAM de dos señales eléctricas RF-OFDM: (b) cuando la señal eléctrica RF-OFDM tiene una técnica de reducción de la PAPR: (c) cuando la señal eléctrica RF-OFDM no tiene técnica de reducción de la PAPR [13].

3.6.1.1. Principales técnicas para reducir la PAPR

Una señal OFDM tiene una gran afectación cuando su PAPR es alta, tanto en sistemas ópticos como de radiofrecuencia (RF). Consecuentemente, la reducción de la PAPR es un campo que ha sido intensamente estudiado, lo que ha generado algoritmos para la reducción de la PAPR que permiten compensar dos figuras de mérito de la señal OFDM: eficiencia del ancho de banda y complejidad computacional. A continuación se describen las técnicas más populares para la reducción de la PAPR:

- a) Reducción de la PAPR distorsionando la señal: consiste en el recorte (*clipping*) de los picos de potencia de la señal OFDM de modo que la amplitud de la señal en banda base OFDM es restringida por un límite que se describe como:

$$y_k = \begin{cases} x_k & \text{para } |x_k| \leq A \\ Ae^{j\Phi(x_k)} & \text{para } |x_k| > A \end{cases} \quad (3.18)$$

Donde x_k es la secuencia del símbolo OFDM, y_k es la secuencia a la salida recortada, $\phi(x_k)$ es la fase de y_k , finalmente A es la amplitud umbral del recortador [14]. La consecuencia de este método es el incremento de la tasa de bit en error (BER), ensanchamiento de banda y

distorsión fuera y dentro de banda [15]. Este último efecto puede mitigarse a través de filtros iterativos.

- b) Reducción de la PAPR sin distorsión de la señal: la idea es mapear la forma de onda original a un nuevo conjunto de formas de onda que en conjunto tengan una PAPR menor; a menudo ayudan a reducir el ancho de banda, pero aumentan la complejidad de la arquitectura tanto del transmisor y el receptor [16]. Existen dos técnicas de este tipo muy populares para la reducción de la PAPR que se describen a continuación:

1) Mapeo selectivo (SLM), este método es una de las técnicas más populares para la reducción de la PAPR y será parte del diseño propuesto en este trabajo por lo que se abundará más en su descripción. SLM toma ventaja del hecho de que la PAPR en una señal OFDM es muy sensible al cambio de fase. En este método se hace uso de la multiplicación elemento con elemento en el dominio de la frecuencia, entre el vector de símbolos modulados digitalmente (XQAM o QPSK) X y un vector de fases independientes $\phi(u)$; este último vector está dentro del argumento de un número complejo de magnitud unitaria, como se muestra en la siguiente expresión:

$$X^{(u)} = X \circ e^{j\Phi(u)} \quad (3.19)$$

donde $X^{(u)}$ es la nueva secuencia de símbolos digitales con un desfase agregado, \circ denota la multiplicación elemento a elemento de los vectores X y $\phi(u)$, también llamada multiplicación de Hadamard, definida como $[A \circ B]_{ij} = [A]_{ij} [B]_{ij}$ para todo $1 \leq i \leq m$ y $1 \leq j \leq n$, donde se observa que las matrices A y B necesitan ser del mismo tamaño, pero no necesariamente cuadradas; esta transformación es lineal y su transformación inversa es la inversión de cada uno de sus elementos, por lo tanto, para tener la transformación inversa de una de las matrices, ésta no debe contener elementos iguales a cero, ya que el inverso de un valor nulo resultaría en una indeterminación [17].

Después de que se realiza la multiplicación de Hadamard se aplica la IDFT lo que genera un nuevo símbolo OFDM $X^{(u)}$, con otras secuencias de fases distintas se generan otros nuevos símbolos OFDM $x_k^{(u)}$. Aquel símbolo que tenga la menor PAPR será escogido, por lo tanto se tendrá una secuencia de fases óptimas $\phi_o(u)$ para cada uno de los símbolos OFDM $x_o^{(u)}$ óptimos. La figura 3.12 muestra el diagrama de bloques del modulador OFDM con el uso de SLM.

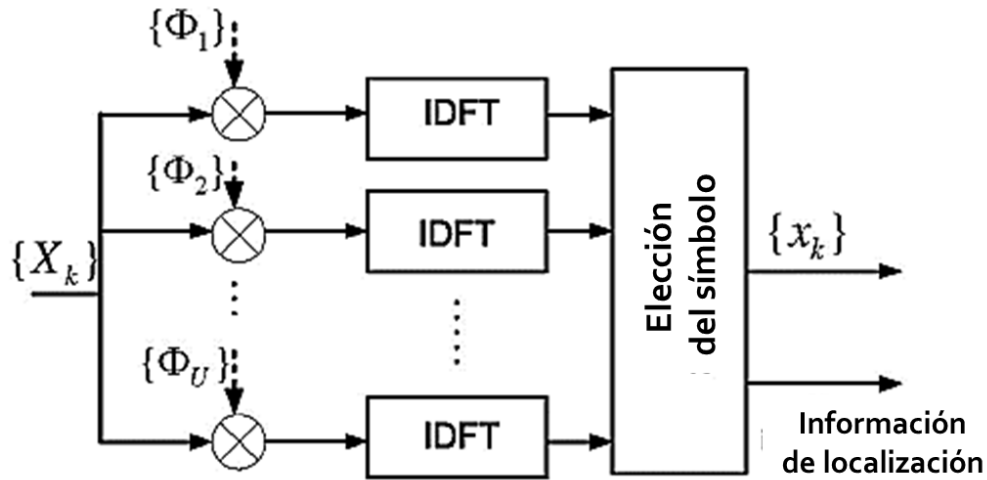


Figura 3.12. Esquema de bloques de la técnica SLM

Se observa al final de la figura 3.12, que además de enviar el símbolo OFDM con la menor PAPR también se envía el vector de la información de localización (SI), éste se envía debido a que es necesario la localización de las secuencias de fases aleatorias óptimas $\phi_o(u)$ en el receptor, y de esta manera poder realizar la transformación inversa de cada nuevo símbolo OFDM para regresar al original. El vector SI hace que a la trama de datos se le agreguen bits en su encabezado, por lo que se requerirá potencia y un pequeño incremento en el ancho de banda. Para asegurar la correcta transmisión del vector SI, se puede hacer uso de códigos correctores de errores para su protección [18].

Se ha analizado que con el uso de secuencias de fases aleatorias $\phi(u)$, se obtiene una mayor reducción en la PAPR del símbolo OFDM, como son: Golay complementario, Walsh-Hadamard, Shapi-Rundin y factor variable de dispersa ortogonal (OVSF) [18].

2) La técnica de secuencia de transmisión parcial (PTS) usa una rutina iterativa en el dominio del tiempo, similar al método de prueba y error, para encontrar los factores de fase óptimos que conduzcan a la menor PAPR, es decir, se basa en los sub-bloques en que se divide el símbolo OFDM original para crear nuevos sub-bloques a los cuales se les agrega una fase distinta que al conjuntarlos generan un nuevo símbolo OFDM. Este proceso se repite hasta tener un símbolo OFDM que logre una eficiente reducción de la PAPR. La desventaja está en la exhaustiva búsqueda de la fase óptima, lo que genera un incremento exponencial de los sub-bloques, así como del tiempo del procesamiento.

Existen otros métodos menos populares, que consisten en la combinación de los anteriores y otros cuyo principio de operación es diferente. A continuación se explican algunos de ellos:

El método de extensión en la constelación (CE), introduce libertad extra en la constelación original, es decir, agrega más símbolos a la constelación original, lo que produce que una subportadora pueda elegir entre dos símbolos de la constelación, esto depende de una bandera que cada subportadora tiene y que genera un vector de banderas. Entonces, el objetivo es encontrar el vector de banderas óptimo que garantice un nuevo símbolo OFDM con la menor PAPR. Sin embargo, CE necesita una mayor potencia en el transmisor y una alta complejidad para encontrar la señal óptima. CE se combina con PTS y SLM para reducir aún más la PAPR [19].

Técnica de la combinación del método de inserción de secuencia ficticia (DSI) y secuencia de transmisión parcial (PTS). DSI genera una señal ficticia de valores complejos que se agregan al vector de subportadoras de información; el nuevo vector en el dominio de la frecuencia estará constituido por n -subportadoras de información y l -subportadoras ficticias, por lo que decrece la eficiencia en la transmisión. PTS incrementa la complejidad cuando el número de sub-bloques crece. Cuando se combinan estos dos métodos la complejidad disminuye con respecto al PTS convencional [20]. Además, se tiene la ventaja que ya no es necesario el vector de localización de los sub-bloques óptimos para la reducción del PAPR.

La técnica de pre-codificación para la reducción de la PAPR establece una familia de matrices ortogonales de múltiples fases y orden N , se elige una de ellas, la cual multiplica al vector de información modulado en banda base para reducir el valor de no-periodicidad y autocorrelación, lo que reduce la PAPR, a la vez que se realiza encriptación en la capa física [21].

En los sistemas RF la mayor afectación de la PAPR se presenta en los amplificadores de potencia al final del transmisor, debido a que la señal puede llegar al nivel de saturación de éste. Una manera de evitar grandes picos de la señal OFDM a la entrada del amplificador, es operar el amplificador en un régimen de “back-off”, donde la potencia de la señal de entrada es mucho menor que la potencia de saturación del amplificador, lo que genera un límite mayor de saturación para el amplificador que se traduce en una baja eficiencia de potencia. Si lo anterior se aplica a la señal OFDM eléctrica que entra al modulador EAM de los sistemas OFDM electro-ópticos, de igual forma se generan complicaciones debido a que resulta una baja relación señal a ruido óptica (OSNR), al operar en una región más reducida en el EAM.

3.6.2. Interferencia por mezclado entre sub-portadoras (SSII)

En los sistemas IM-DDO-OFDM existen dos grandes retos en la recepción: el desvanecimiento de la potencia y la interferencia por mezclado entre subportadoras (SSII). La segunda es la que causa más daño, ya que reduce la OSNR y en consecuencia el desempeño del sistema.

El SSII está definido mediante la distorsión no-lineal por dispersión inducida de la señal OFDM debido al efecto del *chirp*, así como por la distorsión no-lineal inducida por la función de transferencia del modulador. Es por eso que el índice de modulación óptico (OMI) de la señal moduladora OFDM se debe mantener en un valor pequeño para evitar una severa distorsión no lineal a la salida del EAM [22].

La SSII puede verse directamente reflejada en el tercer término no lineal en la expresión (3.15) del apartado 3.5.1, que describe la ley en cuadratura aplica al fotodiodo de receptor del sistema DDO-OFDM linealmente mapeado. La figura 3.13 muestra cómo se ve reflejada una SSII alta en el espectro de la señal OFDM a la salida del EAM debido a su operación en la región no lineal.

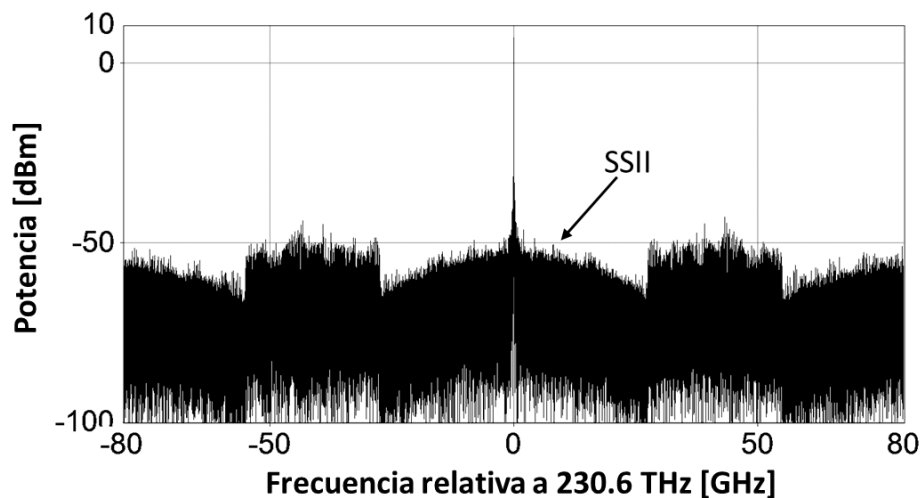


Figura 3.13. Señal OFDM óptica a la salida del modulador. Se aprecia una marcada SSII.

La mayor fuente de SSII se debe a la distorsión inducida por el EAM, por lo que se debe procurar operar en un punto óptimo. Además, como se ha mencionado, la anexión de una etapa de RF mueve la banda OFDM mas lejos de donde se sitúa la SSII, pero en frecuencias altas la distorsión inducida empieza a degradar la señal OFDM, por lo que de igual forma se debe optimizar la localización de las bandas OFDM.

3.6.3. Interferencia por el batido de señales (SSBI)

Otra de las desventajas de los sistemas DDO-OFDM, es la interferencia por el batido de señales (SSBI). Esta se produce en un receptor que hace uso de ley cuadrática, generando productos mezcla no deseados, algunos de los cuales pueden interferir con las componentes espectrales de la señal portadora deseada. Lo anterior causa una degradación en la SNR de la señal y disminuye la sensibilidad del receptor; por lo que es necesario el desarrollo de técnicas efectivas para evitar la SSBI, y consecuentemente mejorar el desempeño de estos sistemas.

Algunas de las técnicas que existen para mitigar el SSBI son: el uso de un receptor óptico balanceado, esquema de pre-distorsión digital iterativa, esquema de post-compensación digital, etc. Los anteriores esquemas generan una mayor complejidad en la arquitectura del receptor óptico, ya que se requieren incluir dos fotodiodos y un filtro óptico muy estrecho (<1 GHz) para separar la portadora óptica de la señal transmitida. El uso de una pre-distorsión digital iterativa conduce al incremento de la PAPR y nuevos batidos de la señal, por lo que el esquema post-compensación propone un *hardware* más sencillo pero con un procesamiento de señal más complejo. Otra de las técnicas para evitar SSBI, es la empleada en el presente trabajo, que consiste en desplazar la banda que contiene la información, de tal forma que entre la portadora y la banda lateral exista una banda de guarda igual al ancho de banda de la banda lateral, ya que los productos de la SSBI caen principalmente en esta banda, tal y como se ilustra en la figura 3.14 Este desplazamiento se realiza con ayuda de la conversión a RF por medio de un oscilador local cuya frecuencia sea de 1.5 veces el ancho de banda de la banda lateral de la señal moduladora, esta misma técnica se emplea para evitar el SSII, por lo que es muy útil.

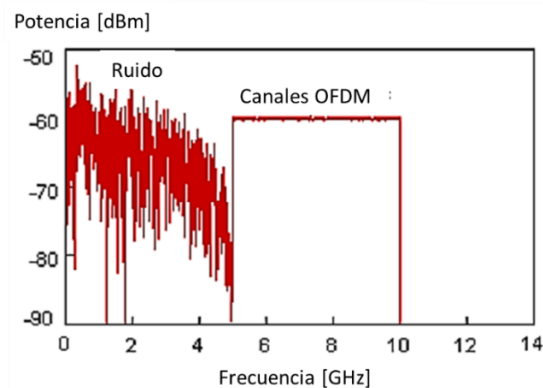


Figura 3.14. Espectro RF a la salida del fotodiodo [23].

3.6.4. ICI e ISI causados por dispersión cromática

En los sistemas OFDM ópticos la fibra óptica introduce dispersión a la señal óptica transmitida, por ejemplo: si dos subportadoras de diferentes símbolos OFDM son enviadas sobre un canal óptico, cada una a diferente frecuencia, en un canal no dispersivo las subportadoras viajarían a la misma velocidad. Sin embargo, en un canal dispersivo las subportadoras experimentan un índice de refracción distinto, lo que resulta en diferente velocidad de propagación y existencia de un tiempo de retraso, lo que puede producir un traslape de las subportadoras y de los símbolos en el receptor. Lo anterior se conoce como interferencia intra-portadoras (ICI) e interferencia entre símbolos (ISI), respectivamente.

Para solucionar el problema de ISI e ICI se emplea la inserción de un prefijo cíclico (CP), el cual toma n -muestras del símbolo OFDM para agregarlas al inicio de este y así extender la señal de manera cíclica en un intervalo ΔG de n -muestras. Se ilustra en la figura 3.15 la agregación del prefijo cíclico del símbolo OFDM. Una condición que se debe cumplir es que el intervalo ΔG debe ser más grande que el tiempo de retraso producido por la dispersión cromática; su extensión no está establecida de manera rígida, pero se sugiere un CP no mayor al 10% de la extensión del símbolo OFDM [24]. Las desventajas que tiene usar el CP es la reducción en la eficiencia del ancho de banda, y por consecuencia la tasa de datos, porque se transmite información redundante. Además, el consumo de energía en el transmisor aumenta conforme el CP aumenta. Debido a lo anterior la longitud del CP debe ser óptima, esto se puede realizar con el uso de un CP adaptativo [25].

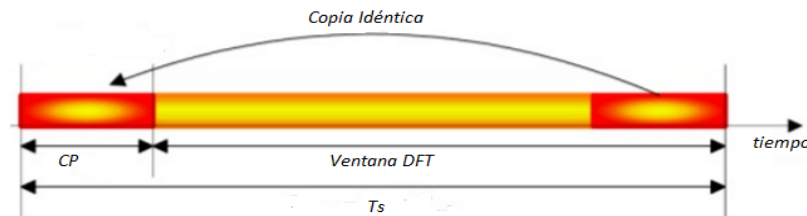


Figura 3.15. Agregación del CP para contrarrestar el ISI e ICI.

Para recuperar los símbolos de información OFDM se requiere realizar dos procedimientos:

1. La selección apropiada de la ventana DFT (sincronización) como se muestra en la figura 3.15, ya que esta cambiará conforme ΔG cambie.

2. La obtención del cambio de fase de cada subportadora llamado estimación del canal; esto se puede realizar enviando un símbolo de prueba, o sea, una señal piloto, para así conocer los coeficientes con los cuales será multiplicada la señal OFDM.

3.6.5. Pérdidas de inserción y por atenuación

Finalmente, otro factor que degrada la señal óptica, es la existencia de pérdidas, las cuales reducen la potencia recibida, con el riesgo de no alcanzar la sensibilidad del receptor. La sensibilidad es la potencia óptica mínima en el receptor para lograr una tasa de bit en error (BER) deseada. La atenuación debido a la fibra está relacionada con la distancia del enlace. Las causas de las pérdidas en la fibra son bien conocidas [26].

La atenuación se caracteriza por el coeficiente de atenuación, que se deriva de la relación general $\frac{dP}{dz} = -\alpha P$, donde α es el coeficiente general de atenuación por unidad de longitud y P es la potencia de la señal lumínica que se propaga a lo largo de la fibra. Las unidades en que normalmente se expresa α es [dB/km] usando la relación:

$$\alpha \left(\frac{dB}{km} \right) = -\frac{10}{L} \log \left(\frac{P_{out}}{P_{in}} \right) \quad (3.20)$$

A las pérdidas de la fibra se le suman las pérdidas por empalmes y conectores, así como las pérdidas de inserción de todos los dispositivos ópticos empleados en el sistema. En el caso de empalmes puede ser de 0.01 dB para empalmes por fusión y para empalmes mecánicos de hasta 0.1 dB. Mientras que las pérdidas en los conectores son de alrededor de 0.25 dB que además suman pérdidas por regreso (onda reflejada) [2].

4. Sistema bajo prueba

En este capítulo se describe la arquitectura del sistema RF-DDO-OFDM bajo estudio, que consta de cinco bloques consecutivos: transmisor eléctrico, transmisor óptico, fibra óptica, receptor óptico y receptor eléctrico. Para cada uno de ellos se detallan los elementos que lo componen, así como sus parámetros. Se describe brevemente el software donde se simula el sistema bajo prueba, mediante una co-simulación realizada en las plataformas VPI y Matlab. Se muestran además los parámetros configurados en la co-simulación. De la simulación del sistema bajo prueba, se muestra el flujo de la señal, donde se observan los problemas en la transmisión de ésta, debido a que la señal OFDM presenta grandes picos, por lo que en el último apartado del capítulo se describe el desarrollo de técnicas para la reducción de la PAPR: Clipping, SLM y una propuesta simplificada del método SLM convencional, implementadas con el fin de mejorar el desempeño del sistema.

4.1. Elementos del sistema RF-DDO-OFDM a 100 Gbps

El sistema de comunicación óptico bajo prueba es un sistema OFDM electro-óptico con detección directa, utiliza un EAM para modular en intensidad y transmite sobre SMF en la banda O. En la figura 4.1 se muestra un diagrama de bloques de este sistema, en primera se tiene el transmisor eléctrico (eRF-OFDM Tx), éste recibe una secuencia de bits, que son codificados con el formato 16-QAM y ordenados en 256 secuencias en paralelo (correspondientes a cada una de las 256 subportadoras), donde el elemento 129 es la componente de DC. Los símbolos QAM son procesados mediante una técnica anti-PAPR, prosiguiendo con la transformación al dominio del tiempo de los símbolos digitales mediante el uso de la IFFT, se agrega un prefijo cíclico y se convierten a dos secuencias seriales, una correspondiente a la parte real (I) y otra a la parte imaginaria (Q). Para obtener las señales analógicas I y Q se usan dos DACs; las dos señales analógicas pasan por una etapa de RF, que desplaza las bandas laterales del espectro eléctrico a 1.5 veces el ancho de banda de las señales moduladas para prevenir que los términos no lineales caigan en el ancho de banda de dichas señales. Finalmente éstas se suman para formar la señal OFDM eléctrica con conversión a radiofrecuencia (eRF-OFDM).

Para el caso de la modulación óptica, se recibe la señal RF-OFDM eléctrica, se amplifica eléctricamente para la optimización de la operación en el EAM, donde se modula en intensidad la potencia óptica continua que suministra el láser DFB. La señal óptica pasa finalmente por un filtro óptico que suprime la banda inferior óptica para mejorar la razón portadora a banda lateral de potencia

óptica (OSBNR). La señal óptica con banda lateral suprimida (OSSB) es transmitida a través de una fibra monomodo convencional de 10 km.

En el receptor, otro filtro óptico se coloca a la salida de la fibra para eliminar el ruido fuera de la banda de operación, donde la señal óptica se detecta por medio de un fotodiodo tipo PIN que convierte la potencia óptica a fotocorriente, la cual se amplifica y es convertida a una señal de voltaje con el uso de un amplificador de transimpedancia (TIA). En el receptor eléctrico se realizan las operaciones inversas llevadas a cabo en el transmisor eléctrico en una secuencia en reversa, es decir, se convierte la señal analógica a digital por medio de dos ADCs, se paraleliza la información y se aplica a cada bloque de datos la FFT, se prosigue con la transformación inversa de la técnica anti-PAPR para recuperar los símbolos 16-QAM originales, enseguida se realiza ecualización para corregir la amplitud y la fase errónea de los símbolos digitales causados por el proceso de transmisión. Por último, se decodifican los símbolos 16-QAM para regresarlos finalmente a bits de información [1].

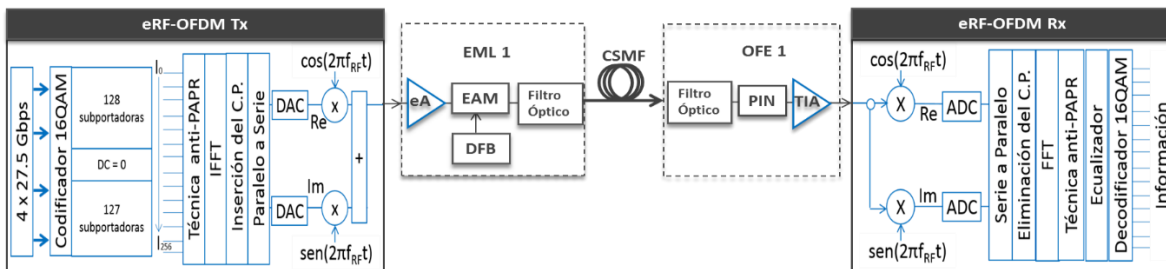


Figura 4.1. Diagrama de bloques del sistema bajo prueba.

4.1.1. Transmisor eléctrico

Como fuente de información binaria, en este sistema se utilizó una secuencia pseudo-aleatoria de bits (PRBS) de una longitud de 2^{19} bits; esta secuencia en serie se pone en paralelo haciendo grupos de 4 bits y formando columnas de 256 elementos (al pasar por la IFFT serán las 256 portadoras de un símbolo OFDM), donde el elemento en medio de la columna tendrá un valor igual a cero, ya que corresponde a la subportadora de DC; entonces los 255 restantes serán codificados con un formato digital 16-QAM; al tener los bloques en paralelo de 255 símbolos 16-QAM, se realiza la técnica anti-PAPR (en el apartado 4.5 se explicarán las diferentes técnicas anti-PAPR implementadas para este sistema). El sistema tiene una tasa total de 110 Gbps derivado de 100 Gbps que el estándar 100 GBase-LR4 establece en la capa MAC, 3.125% más de esta tasa es utilizada por la subcapa de codificación física (PCS) dictada por el mismo estándar, 2% más atribuido a la anexión del CP, 3%

más a la cabecera del código de corrección de errores hacia adelante (FEC) y 0.8 % extra debido al símbolo OFDM piloto.

Se ha encontrado que mediante el uso de la IFFT y el relleno de ceros se puede hacer un sobremuestreo de la señal a la salida de la transformación, los ceros se agregan partiendo a la mitad el bloque de información, la cantidad de ceros se determinada por un factor de sobremuestreo que multiplica el número de muestras originales; en este sistema se observó que un factor de 8 resultaba óptimo, debido a que en la simulación se trabaja siempre sobre datos discretos, y en un sistema real la señal OFDM es analógica, esta característica se usa para simular una señal pseudo-analógica OFDM, que resultará en dos señales más suaves (una de la parte imaginaria y otra de la real) al realizar la conversión al dominio del tiempo. Una vez que se tienen las señales analógicas de un símbolo OFDM, se agrega un prefijo cíclico que es una solución a la dispersión entre símbolos que afecta a la recepción. Se extendió el símbolo OFDM con 40 muestras más, que en tiempo tienen una duración de 181.8 ps, establecido para la distancia de 10 kilómetros de la fibra óptica.

Ya que se tienen las dos señales analógicas OFDM eléctricas, se realiza la conversión de subida RF de las señales I y Q, mediante las fases 0 y π de un oscilador local operando a una frecuencia RF de $f_{RF} = 41.25$ GHz. La f_{RF} se varía al multiplicar el ancho de banda de la señal OFDM por un factor, con lo cual se pueden desplazar en frecuencia las bandas laterales en el espectro eléctrico. Este factor está optimizado con un valor de 1.5, como se muestra en la figura 4.2 b), con el cual se obtiene la razón de potencia de la banda lateral eléctrica a la del ruido (eSBNR) más grande, ya que para frecuencias inferiores las bandas laterales serán mayormente afectadas por el SSII y el SSBI, como se muestra en la figura 4.2 a); mientras que a frecuencias superiores serán atenuadas debido al ancho de banda limitado del EAM y del fotodiodo como se muestra en la figura 4.2 c); con el factor óptimo se crea una banda de guarda de 27.5 GHz, igual al ancho de banda de la señal OFDM, establecida entre la frecuencia de la portadora y la frecuencia menor de las subportadoras de la señal OFDM, que finalmente serán sumadas para tener una sola señal analógica RF-OFDM eléctrica [1].

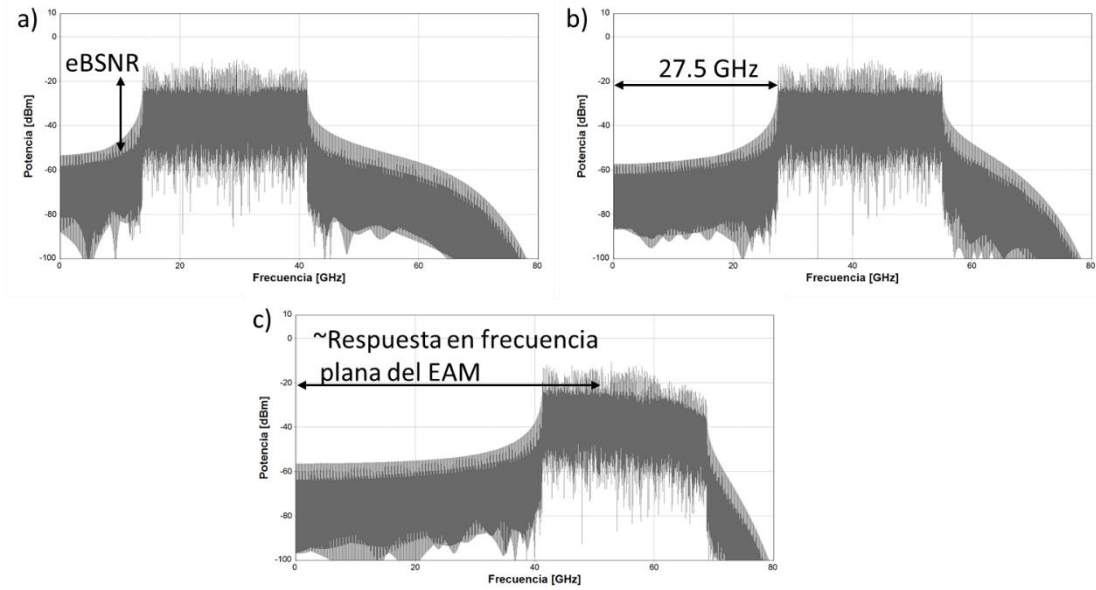


Figura 4.2. Espectro de la señal RF-OFDM eléctrica en el receptor del sistema bajo prueba, a) con un factor RF de 1 y una eBSNR=33.2 dB, b) con una factor RF de 1.5 y una eBSNR = 33.4 dB, c) con un factor de 2.5 y una eBSNR = 33.2 dB (EGF =2.5, EAM_Vbias=0.9).

4.1.2. Transmisor óptico

En el transmisor óptico se hace uso de un EAM, el cual modula en intensidad la señal de un láser de onda continua mediante la señal RF-OFDM eléctrica que el transmisor eléctrico brinda, la fuente óptica es un láser de realimentación distribuida (DFB); este tipo de láser es una estructura periódica (resonador) que actúa como reflector distribuido para un rango de longitudes de onda, la estructura es esencialmente una concatenación de dos rejillas de Bragg con una ganancia óptica, que opera en un rango de $0.8 \mu\text{m}$ a $2.8 \mu\text{m}$, la potencia que manejan es del orden de decenas de miliwatts, y puede ser hecho sobre fibra o semiconductor [2]. Estos láseres son simples y compactos, produciendo un bajo nivel de intensidad y ruido de fase y brindan un ancho de línea estrecho. En la simulación el láser DFB genera una forma de onda continua (CW) con una relación señal a ruido óptica de 40 dB, además tiene un ancho de línea 1 MHz y una potencia de salida de 13 dBm [3], la longitud a la que opera es 1300.05 nm (230.6 THz).

En el simulador se emplea un modelo del EAM de señal pequeña basado en los términos de los coeficientes de tercer orden de la serie de Taylor que expresan la dependencia del voltaje, la amplitud de transmisión como $T(V(t))$ y el factor de ensanchamiento de línea (*chirp*) dado como un factor $\alpha(V(t))$, donde $V(t) = V_{\text{bias}} + V_m(t)$, V_{bias} es el voltaje de DC y V_m es el voltaje de la moduladora RF-OFDM. Entonces, la función de transmisión se expresa como $T(V) = T_0 + T_1V + T_2V^2 + T_3V^3$ y

la función del ensanchamiento de línea como $\alpha(V) = \alpha_0 + \alpha_1 V + \alpha_2 V^2 + \alpha_3 V^3$, los valores medidos en un EAM típico son [4]: $[T_0, T_1, T_2, T_3; \alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3] = [0, -2.75, -6.30, +1.5; 0.2, -0.3, -0.4, +0.1]$. En la figura 4.3 se muestra la curva característica del EAM de la simulación para una entrada de potencia CW de 0 dBm. Para una mejor caracterización de la respuesta en frecuencia del modulador, se incorpora a la entrada del EAM un filtro eléctrico de quinto orden Gaussiano con una atenuación de 3 dB a una frecuencia de 60 GHz, lo que permite simular la respuesta en frecuencia de un EAM con una respuesta plana en un ancho de banda ~50 GHz.

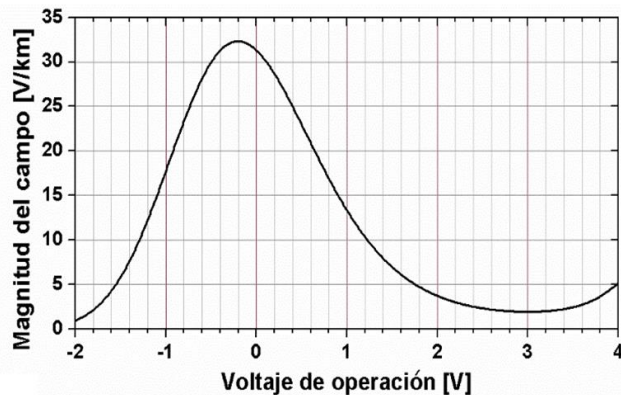


Figura 4.3 Función de transferencia del EAM empleado en el análisis numérico.

La elección del EAM como modulador electro-óptico se realizó por las siguientes razones: un costo potencialmente menor al popularmente empleado MZM, un ancho de banda de hasta 50 GHz, integración en un solo circuito del láser DFB y el EAM, lo que puede bajar su precio aún más y reducir el tamaño de los transceptores en que se utilizan. Además, requiere un voltaje de operación menor; en contraparte, el MZM presenta mayor linealidad en su curva de transferencia, y un índice de modulación (OMI) mayor de la señal [5]. En la tabla 4.1 se muestra la comparación cuantitativa de los parámetros anteriores entre un EAM y MZM típicos desarrollados por el grupo de investigación de la UCSB en 2011.

Tabla 4.1. Comparación entre EAM contra MZM del grupo de desarrollo UCSB [5]

Parámetros	EAM	MZM
V_{pp} [V]	2	4
Longitud [μm]	100	500
Razón de extinción* [dB]	11	20
f_{3dB} [GHz]	42	25
Tasa de datos [Gbps]	50	40
Pérdidas [dB/dispositivo]	5	4.5

*Medición de la ER a una máxima tasa de datos

Como última sección del transmisor óptico del sistema bajo prueba, se tiene un filtro pasa banda óptico Gaussiano de tercer orden con pérdidas de inserción de 3 dB, ancho de banda optimizado de 106.5 GHz y frecuencia central de 229.24 THz. El filtro suprime la banda lateral inferior de la señal óptica, lo que optimiza la razón portadora a banda lateral óptica y permite emplear el ecualizador de la dispersión en el receptor.

4.1.3. Fibra óptica

Una vez que la señal eléctrica RF-OFDM se modulada ópticamente, ésta es transmitida a través de una fibra óptica monomodo convencional (CSMF), cuyas características operando a una longitud de onda de 1310 nm, son: un coeficiente de atenuación de 0.5 dB/km, con una dispersión cromática de -0.02 ps/(nm·km), una pendiente en la dispersión de 0.09 ps/(nm²·km), $A_{\text{eff}} = 80 \mu\text{m}^2$, una dispersión por polarización de 0.1 ps/ $\sqrt{\text{km}}$ y un índice de no linealidad de $26 \times 10^{-21} \text{ m}^2/\text{W}$. Estos parámetros se eligieron de acuerdo con las indicaciones expresadas en la ITU-T G.652 [6].

Para simular los efectos que sufren los pulsos ópticos al ser transmitidos sobre la fibra óptica, el simulador resuelve la ecuación no lineal de Schrödinger de la fibra óptica, por medio del método de Fourier de paso dividido simétrico; este método asume que la propagación en el campo óptico sobre una pequeña distancia h , la dispersión y los efectos no-lineales pueden actuar independientemente; por lo tanto, mediante un algoritmo iterativo se resuelve separadamente el término dispersivo y el no-lineal como muestra el esquema de la figura 4.4, haciendo que la ecuación de Schrödinger se resuelva más fácilmente. La ecuación de la propagación de un pulso en la fibra está definida por la función $A(z, T)$, donde la variable z representa la distancia y T el ancho temporal del pulso.

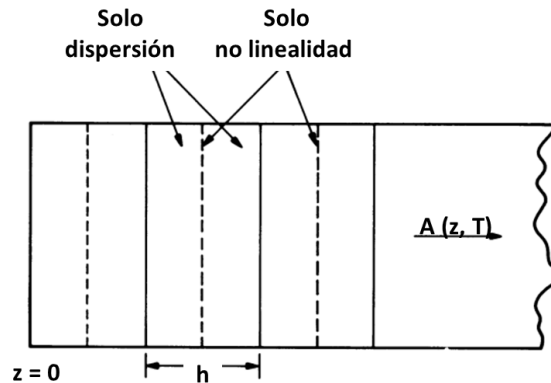


Figura 4.4. Esquema del método de Fourier de paso dividido simétrico para simular los efectos de la fibra óptica [7].

4.1.4. Receptor óptico

Después de que la señal óptica se transmitió sobre la fibra óptica de 10 km, se vuelve a utilizar otro filtro óptico con las mismas características que el filtro en el transmisor óptico excepto en el ancho de banda optimizado de 81.5 GHz y la frecuencia central de 229.23 THz, para eliminar el ruido fuera de la banda. La forma de la señal óptica es detectada directamente con el uso de fotodiodo PIN comercialmente disponible de 50 GHz de ancho de banda, cuya capacidad de respuesta (responsividad) es de 0.45 A/W, con una corriente oscura de 100 nA, que considera ruido de disparo y ruido térmico de 10 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ [8].

Una vez que el fotodiodo convirtió la señal óptica a eléctrica, la señal eléctrica en intensidad de corriente pasa por un amplificador de transimpedancia (TIA), que amplifica la señal y convierte la señal de intensidad de corriente a una de voltaje.

4.1.5. Receptor eléctrico

En el receptor eléctrico se realizan las operaciones inversas llevadas a cabo en el transmisor eléctrico en una secuencia contraria; en primera instancia se debe llevar la señal eléctrica analógica RF-OFDM a la señal en banda base con el uso de dos osciladores, a una frecuencia RF igual a la del oscilador usado en el transmisor, una vez hecho esto se prosigue a convertirla en una señal digital con el uso de dos ADCs, para después realizar la FFT; en el caso de la simulación, la señal pseudo-analógica se obtiene con la introducción de los ceros en la IFFT (sobremuestreo), por lo que después de realizar la FFT se prosigue con la eliminación de los ceros introducidos en el transmisor, para tener de esta manera columnas de 256 elementos como en un principio. Posteriormente, se debe realizar la antitransformación, que el método de anti-PAPR realizó en el transmisor; de esta manera se tienen los símbolos codificados con 16-QAM recibidos.

Una vez que se tienen los símbolos 16-QAM, estos presentan errores, puesto que la transmisión óptica introduce distorsiones de amplitud y de fase, por lo que deben ser ecualizados. El ecualizador calcula los coeficientes de fase y el coeficiente de amplitud con la ayuda de un símbolo OFDM piloto, el cual es conocido por el receptor, se obtienen entonces las diferencias de fase del conjunto de símbolos digitales que conforman el símbolo OFDM recibido con respecto al original transmitido, así como el factor de amplitud para corregir el error de magnitud; al tener los factores de

fases y el de amplitud se multiplican con cada uno de los símbolos 16-QAM que conforman cada símbolo OFDM que llegue al receptor [9].

Una vez ecualizados los símbolos 16-QAM se calcula la tasa de bit en error (BER), ésta se estima teóricamente con la ayuda de la magnitud del vector de error (EVM), que es medido de la constelación 16-QAM; los valores de BER obtenidos se encuentran en un orden de 10^{-6} , pero se debe tomar en cuenta que la cabecera de la trama contiene un código corrector de errores hacia adelante (FEC), basado en el método Reed-Solomon, estandarizado en el estándar 100GBaseKP4, mediante el cual se logra la obtención de una BER menor a 1×10^{-12} , considerada “libre de errores” en el estándar 100 GbE, para valores de BER de entrada al módulo corrector de errores en el orden de 10^{-5} .

4.2. El simulador numérico empleado

Los programas usados para la realización de la simulación son dos: en primer lugar está Matlab, el cual es una plataforma dedicada a resolver problemas científicos e ingenieriles; el lenguaje de programación Matlab expresa de una manera natural cálculos matemáticos, se pueden crear gráficas de manera fácil para poder visualizar la información, además se pueden desarrollar algoritmos y aplicaciones para redes, empresas y sistemas de producción. Contiene un variado conjunto de bibliotecas preconstruidas en su caja de herramientas que hacen un inicio de rápida comprensión. En esta plataforma se puede procesar una gran cantidad de información si se almacena ésta en *clusters* o en la nube, Matlab tiene la característica de poder ser integrado con otros lenguajes de programación [10].

En segundo lugar, se utilizó el programa llamado *VPI Transmission MakerTM*, este software sirve para diseñar nuevos sistemas fotónicos y subsistemas para sistemas de transmisión ópticos de acceso, metro y larga distancia. Permite actualizar tecnología y estrategias de sustitución de componentes para ser implementados en plantas existentes de fibra, así como precisar y optimizar modelos para sistemas de transmisión que incluyen enlaces bidireccionales, redes en anillo y malla, por medio de simulaciones de modelos realistas con una representación flexible de la señal óptica con diferentes grados de abstracción. Este software hace uso de una poderosa interfaz gráfica y un organizador simulado robusto y sofisticado [11].

En el sistema bajo prueba, en Matlab se simula al transmisor y receptor eléctrico, donde se genera y recibe la señal RF-OFDM, respectivamente, en los cuales se realiza el procesamiento de la

señal, que comprende los módulos de: inserción de una técnica anti-PAPR, la anexión del prefijo cíclico, así como la conversión de subida y bajada RF. Mientras que el transmisor, la fibra y el receptor ópticos son simulados con VPI, mediante la concatenación de módulos ópticos, como EAM, filtros ópticos, láser DFB, la fibra óptica y el fotodiodo, donde cada módulo resuelve la ecuación de transferencia para el campo óptico de entrada. Matlab puede trabajar con otros lenguajes de programación, en este caso trabaja en conjunto con VPI, por esta razón se denomina co-simulación del sistema bajo prueba.

4.3. Parámetros de la co-simulación

A continuación se muestra una tabla general de los parámetros utilizados en la co-simulación del sistema bajo prueba.

Tabla 4.2. Parámetros de la co-simulación

Parámetro	Valor	Unidad
Global		
Tasa de datos	110E9	bits/s
Semilla para la generación de los bits pseudoaleatorios	5	
Ancho de banda de la simulación	220	GHz
Transmisor		
Potencia del láser	16	dBm
Frecuencia del láser	2.29E+14	Hz
OSNR del láser	40	dB
Ancho de línea del láser	1	MHz
Coefficientes de transmisión del EAM	0 -2.75 -6.30 1.5	
Coefficientes de chirp del EAM	0.2 -0.3 -0.4 0.1	
Voltaje de polarización del EAM	0.9	V
Ganancia eléctrica	Variable	
Ancho de banda de conversión E/O del modulador a los -3 dB	6.00E+10	Hz
Paso de banda de rizo	5.00E-01	dB
Orden del filtro eléctrico	7	
Pérdidas de inserción del filtro óptico	0	dB
Orden del filtro óptico	3	
Ancho de banda del filtro óptico	106.5 E+12	Hz
OFDM		
Bits por símbolo	4	
Prefijo cíclico	40	muestras

Factor de sobremuestreo	8	
Factor de RF	1.5	
Número de símbolos OFDM	512	
Subportadoras	256	
<i>Receptor</i>		
Responsividad	0.45	A/W
Corriente oscura	1.00E-07	A
Ruido térmico	10	pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Ruido de disparo	Encendido	
<i>Fibra óptica</i>		
Distancia	1.00E+04	m
Índice de refracción	1.47	
Atenuación	0.5	dB/km
Dispersión	-0.2	ps/(nm*km)
Pendiente de dispersión	0.09	ps/(nm ² *km)
Dispersión por polarización	0.1	ps/ $\sqrt{\text{km}}$
Área del núcleo	80	μm^2
Índice de no linealidad	2.37E-20	m ² /W

4.4. Flujo de la señal

Para complementar la explicación del sistema bajo prueba, a continuación se detalla la secuencia del flujo de la señal, que permite observar de manera gráfica como es el procesamiento de la señal, su transmisión y detección. Para ello, es necesario especificar que en el flujo de la señal no está implementado el módulo de la técnica de anti-PAPR que se estudia en el siguiente apartado.

1) A la entrada del sistema

La secuencia de bits en forma serial, se convierten a paralelo en conjuntos de 4 bits como muestra la figura 4.5, para poder ser codificados a 16-QAM.

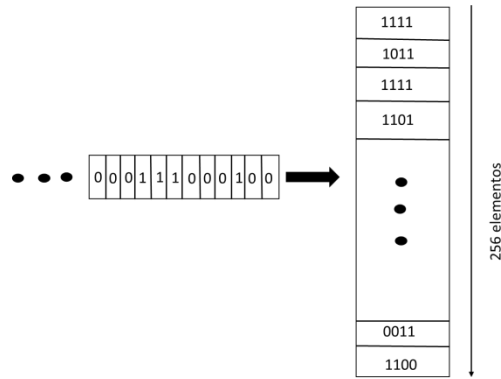


Figura 4.5. Forma serial a paralelo de la secuencia de bits a la entrada del sistema bajo prueba.

2) A la salida del codificador 16-QAM

Los bits en paralelo se codifican con una modulación 16-QAM, representados mediante números complejos, de esta manera se obtiene la constelación a la salida del codificador como muestra la figura 4.6, donde se observa que las unidades de las señales en cuadratura y en fase están expresadas en unidades arbitrarias (AU) por simplicidad.

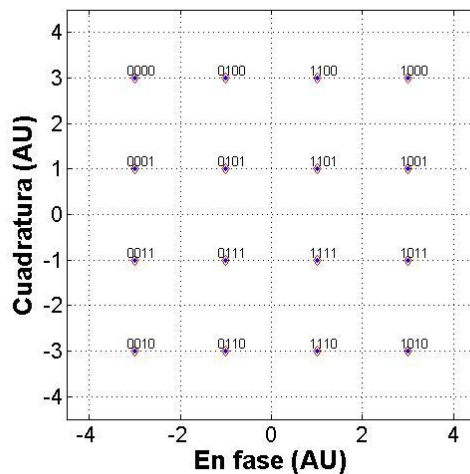


Figura 4.6. Constelación a la salida del codificador 16-QAM

3) Las señales I y Q en banda base, antes de su transformación a RF.

Una vez que a los símbolos QAM se les agregan los ceros para sobremuestrear la señal, se les aplica la IFFT y se les anexa el prefijo cíclico, se tienen dos señales en banda base, las cuales representan la parte real I y la parte imaginaria Q, serializadas, a la salida de la IFFT, como lo

muestran las figuras 4.7 a) y b). Se muestra además el espectro de cada una de ellas, en las figuras 4.8 a) y b).

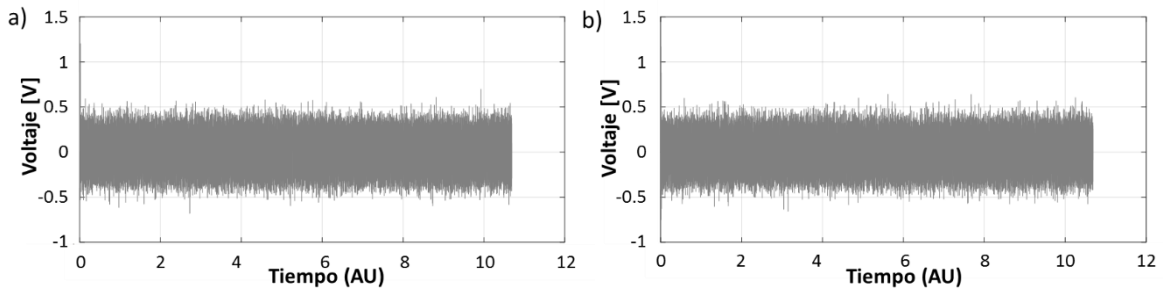


Figura 4.7. a) Señal eléctrica Q en banda base, b) señal eléctrica I en banda base

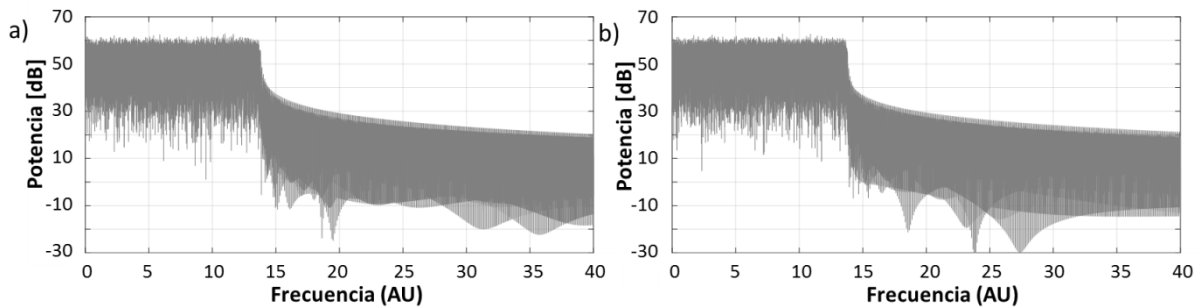


Figura 4.8. a) Espectro eléctrico de la señal Q, b) espectro eléctrico de la señal I

4) A la salida del transmisor eléctrico

Ya que se tienen las señales OFDM I y Q en banda base, se realiza la conversión de subida RF de cada señal, para después sumarse y obtener la señal RF-OFDM eléctrica como se muestra en la figura 4.9, donde se observan grandes picos, en especial al inicio de ésta, lo que genera una SSII alta al modular el EAM. También se obtiene su espectro eléctrico donde se nota el desplazamiento de la banda lateral a una frecuencia mayor y se obtiene una razón banda lateral eléctrica a ruido (eSBNR) igual a 29.8049 [dB] como se ilustra en la figura 4.10.

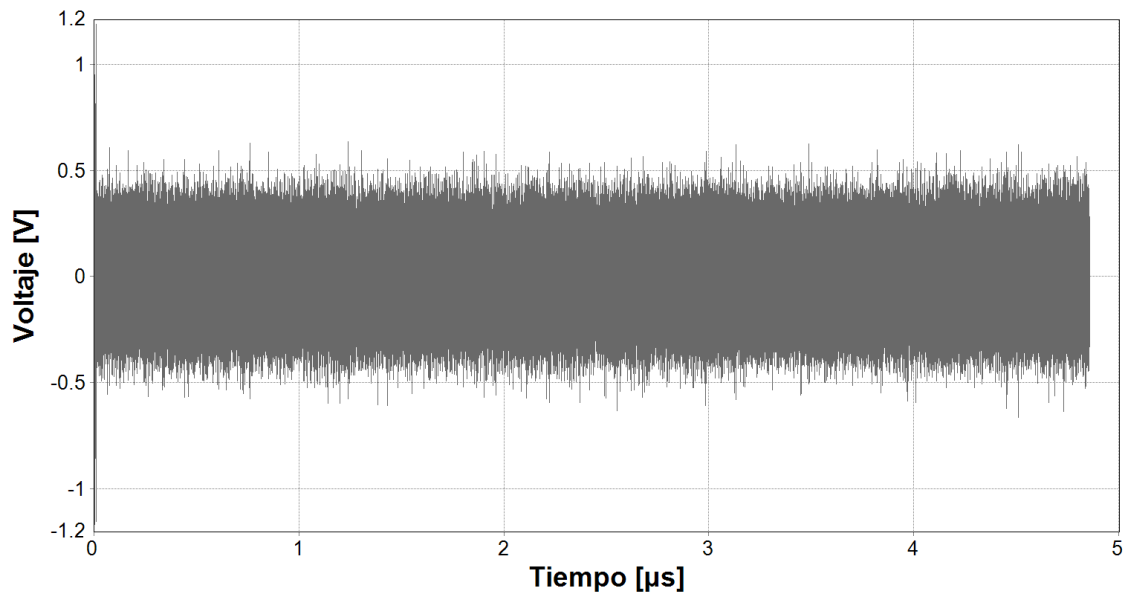


Figura 4.9. Señal RF-OFDM eléctrica

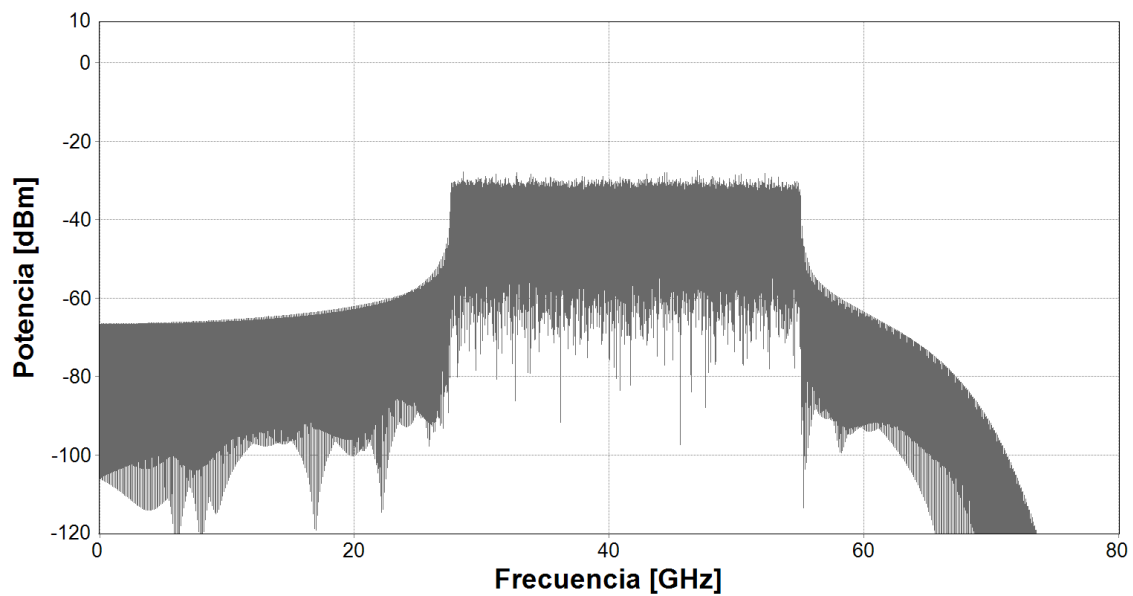
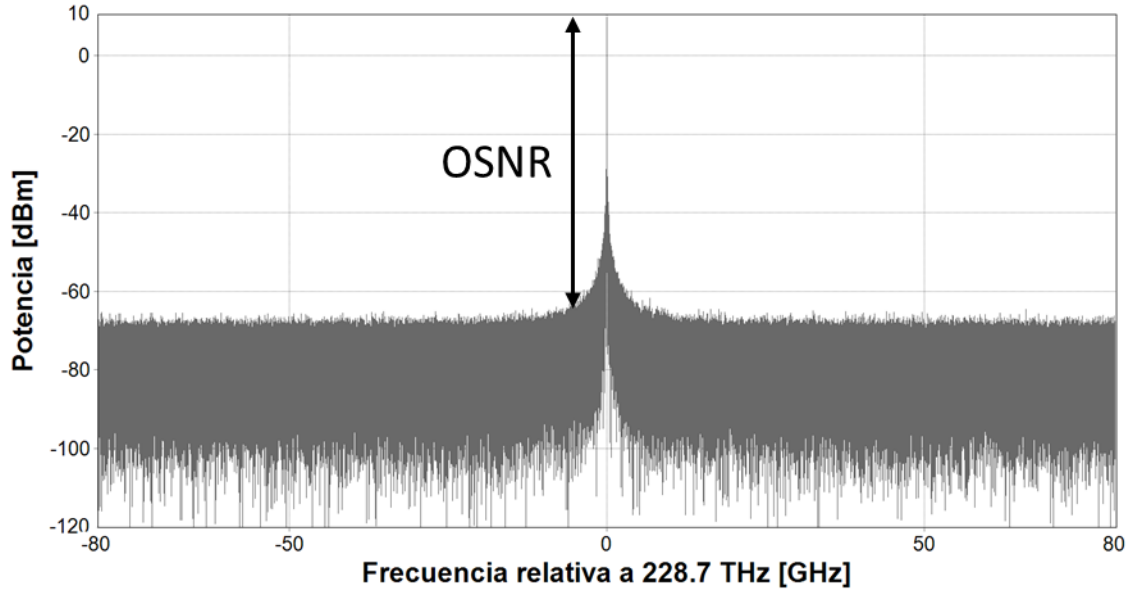


Figura 4.10. Espectro eléctrico de la señal RF-OFDM a la salida del transmisor eléctrico

5) A la salida del láser

El espectro del láser DFB, se muestra en la figura 4.11, en éste se puede observar el ruido de fase, que genera un ancho de línea diferente de cero, mostrando que no es una fuente ideal, también se observa la frecuencia central de operación de esta y el valor correspondiente de la OSNR.



6) A la salida del modulador

Cuando se modula ópticamente con el EAM a la señal RF-OFDM, se obtiene la señal óptica de la figura 4.12, en el espectro óptico ya se pueden observar las bandas laterales junto con la portadora óptica como se muestra en la figura 4.13.

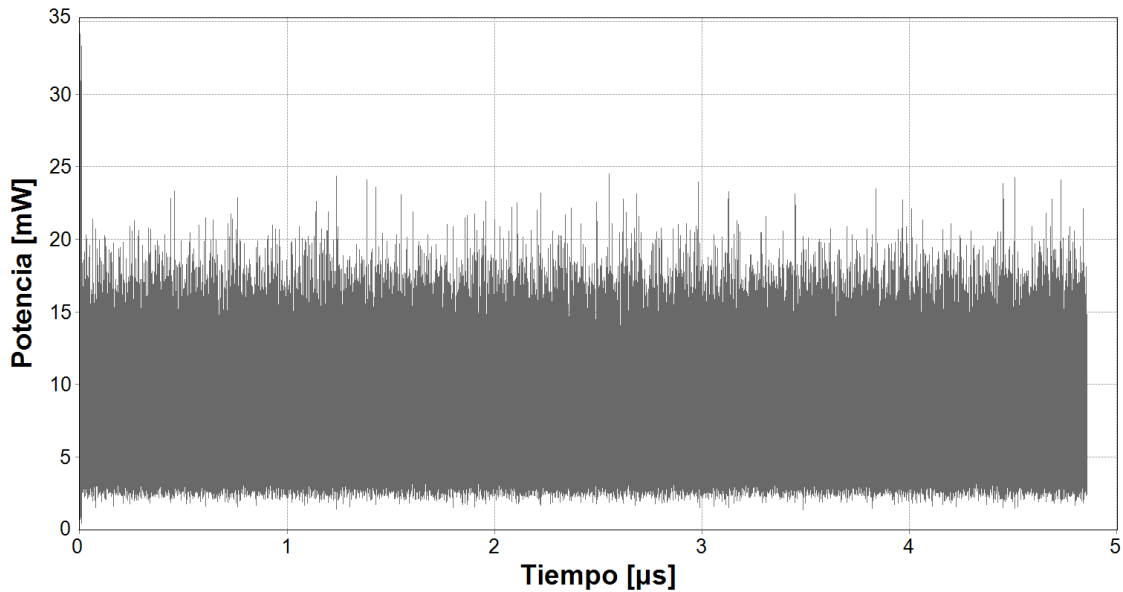


Figura 4.12. Señal óptica a la salida del EAM

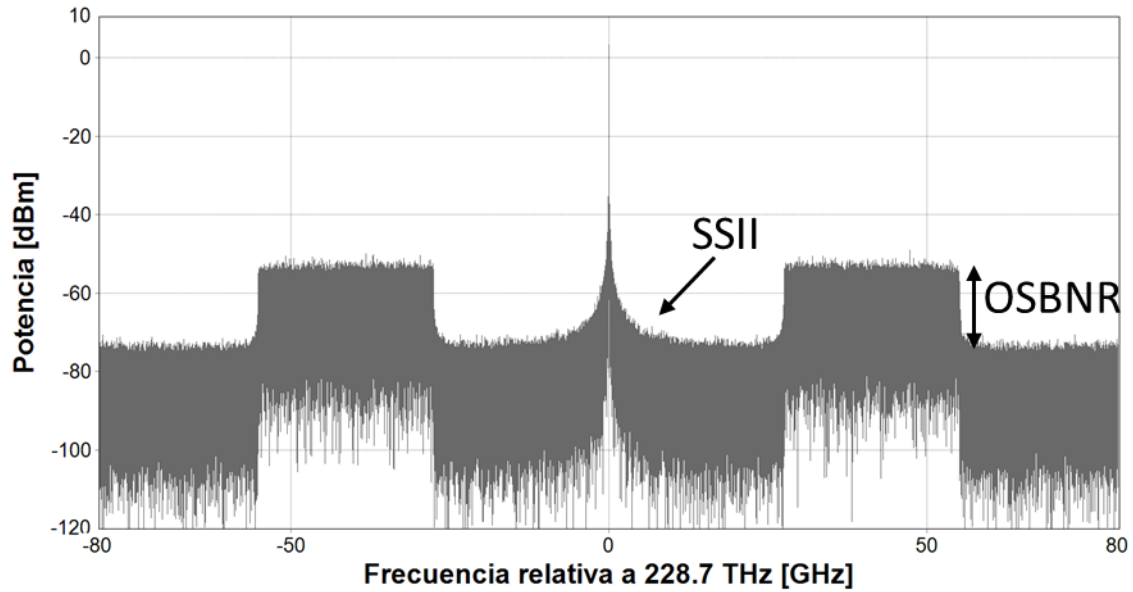


Figura 4.13. Espectro óptico a la salida el EAM, con una OSBNR= 19.708 [dB]

7) A la salida del filtro

Ya que se tiene la señal óptica modulada, se pasa por un filtro pasa banda óptico, el cual elimina la banda lateral inferior, lo que hace que la señal óptica tenga una menor potencia al ser transmitida. En el espectro óptico se puede observar la supresión de banda lateral como muestra la figura 4.14.

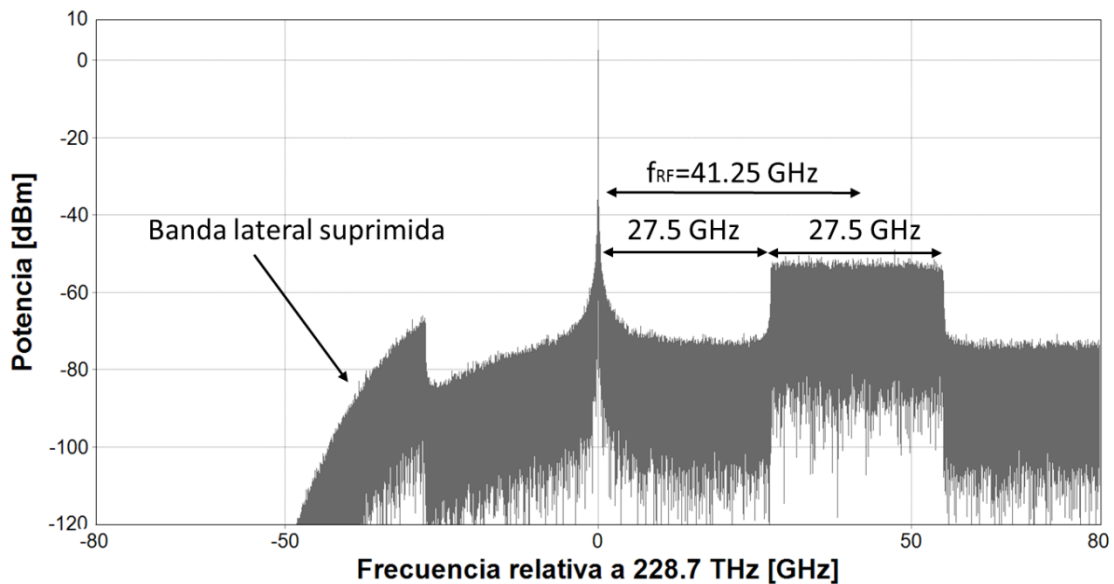


Figura 4.14. Espectro óptico de la señal óptica a la salida del filtro óptico pasa banda y entrada a la fibra óptica donde se obtuvo una OSBNR=19.643 [dB].

8) A la salida de la fibra

Cuando se tiene la señal con una única banda lateral, se transmite sobre la fibra óptica de 10 km, resultando en una señal con una menor potencia a la salida de ésta. El espectro óptico a la salida de la fibra se muestra en la figura 4.15. En éste se hacen evidentes los productos no lineales debidos a la propagación por la fibra óptica.

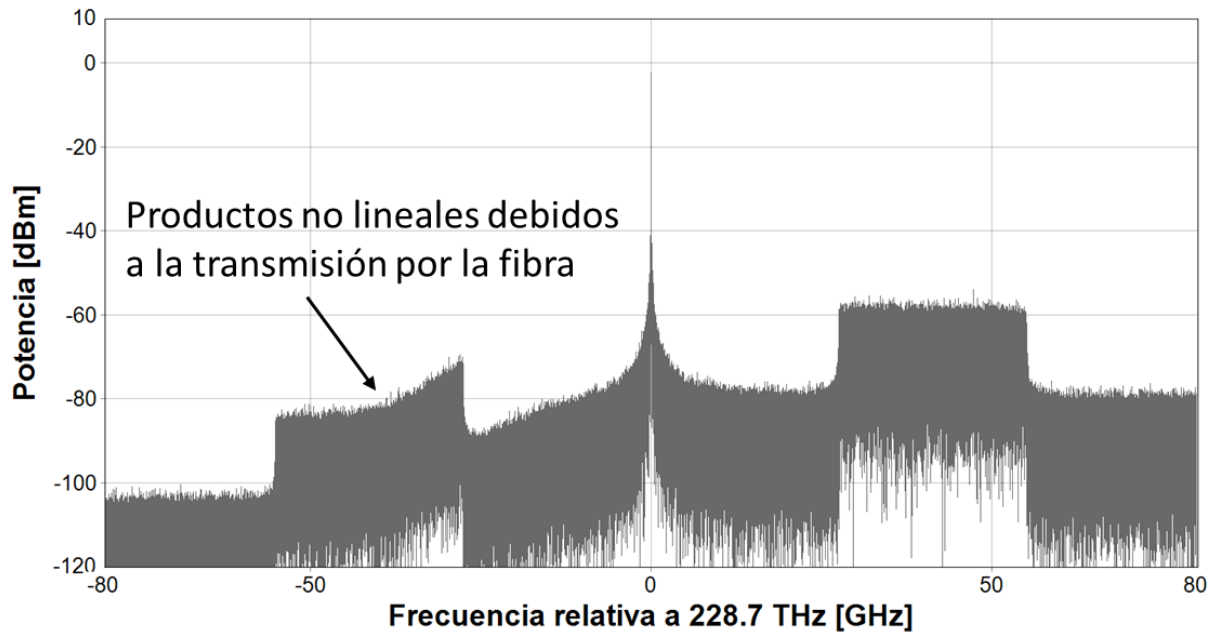


Figura 4.15. Espectro de la señal óptica al pasar por la fibra óptica de 10 km, se obtiene una OBSNR=19.897 [dB].

9) A la entrada del PIN

Antes de que la señal óptica sea detectada por el fotodiodo, pasa nuevamente por otro filtro óptico pasa banda para remover el ruido fuera de banda, el espectro óptico a la salida del filtro se muestra en la figura 4.16, donde se observa la anulación efectiva de la banda lateral inferior.

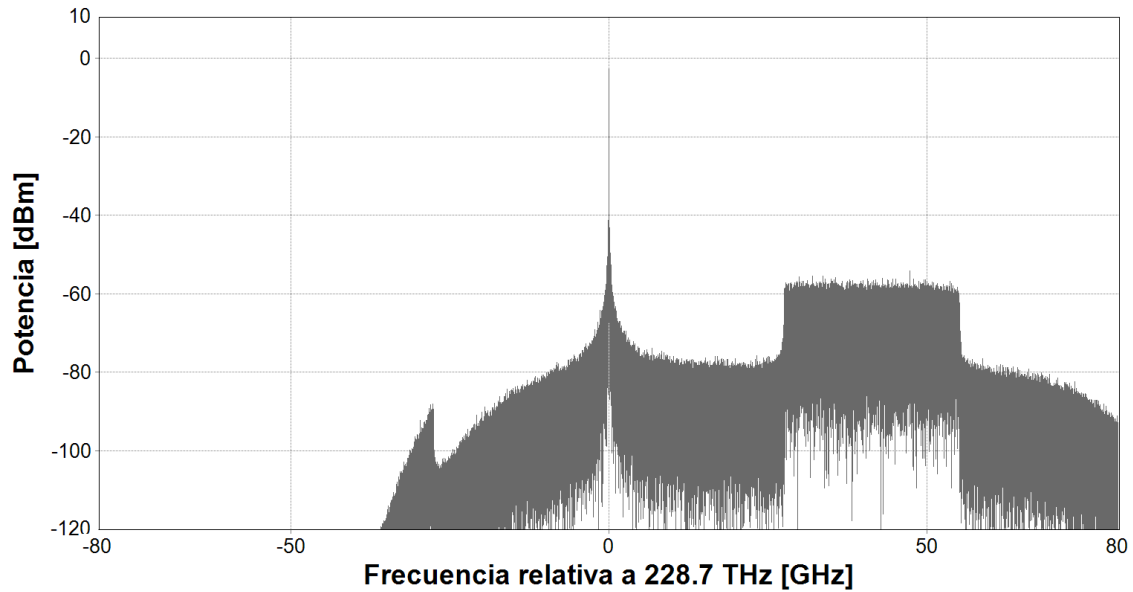


Figura 4.16. Espectro óptico de la señal óptica al pasar por el filtro óptico pasa banda del receptor, se obtuvo una OBSNR= 20.087 [dB].

10) A la salida del PIN

La señal óptica se lleva al dominio eléctrico con un fotodiodo tipo PIN, donde la señal eléctrica RF-OFDM recibida tiene un voltaje pico máximo de 3 mV como se muestra en la figura 4.17; en el espectro de la figura 4.18, sólo se observa la banda lateral en el dominio eléctrico a una frecuencia RF, además la SBNR disminuye en 10 dB con respecto al espectro de la figura 4.10 de la señal RF-OFDM transmitida.

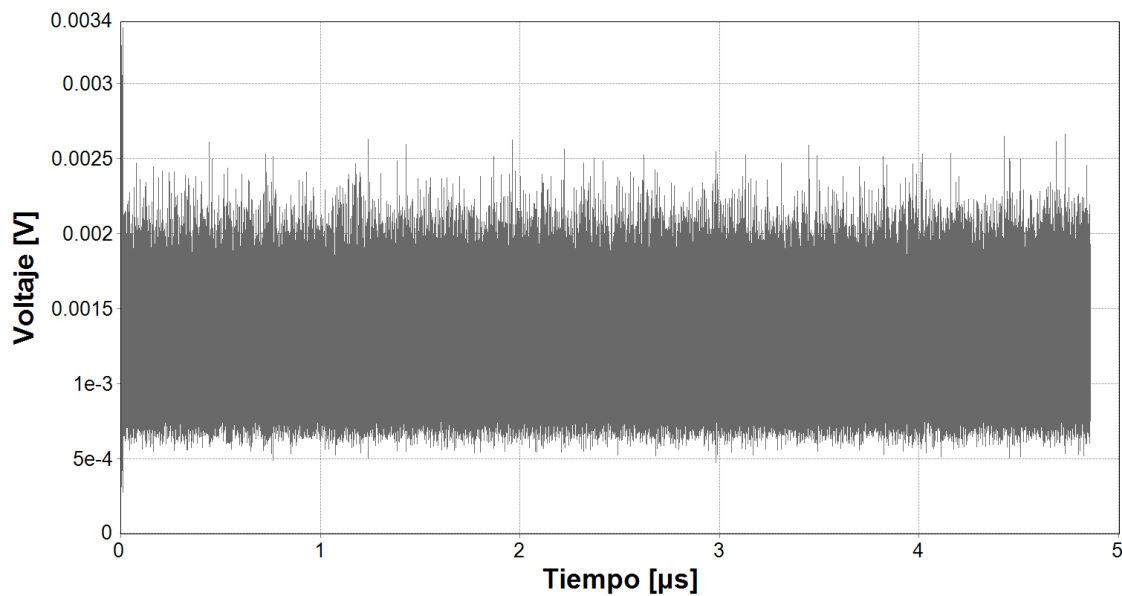


Figura 4.17. Señal eléctrica RF-OFDM a la salida del fotodiodo

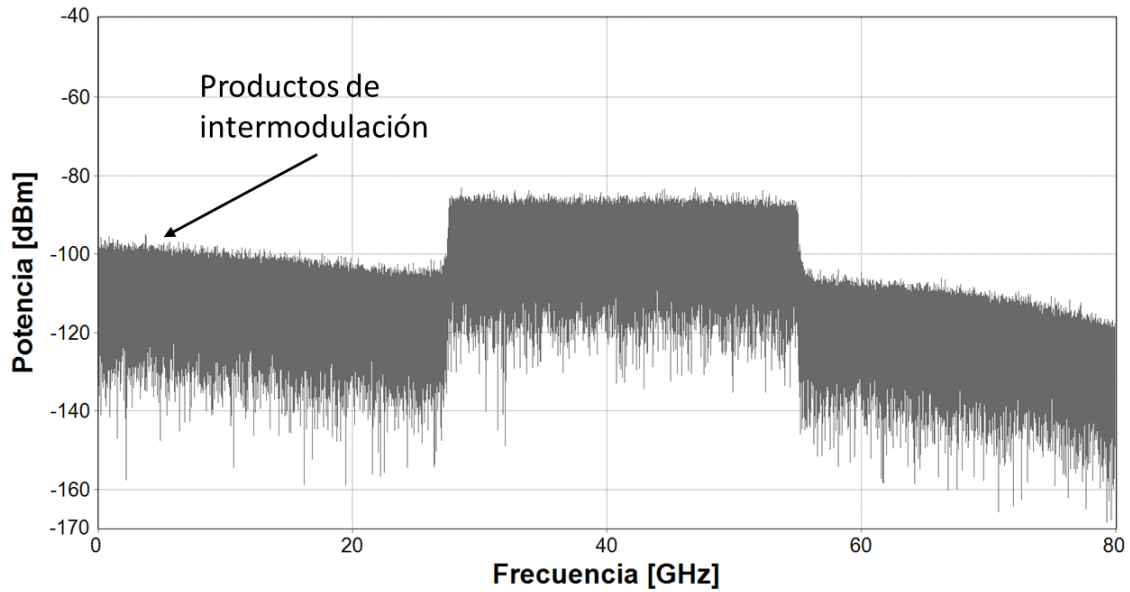


Figura 4.18. Espectro eléctrico de la señal RF-OFDM a la salida del fotodiodo, se obtuvo una eSBNR=14.0745 [dB].

11) Constelación recibida.

Al hacer la conversión de bajada RF, y la secuencia inversa de las operaciones del transmisor eléctrico anexando la ecualización de los símbolos QAM, se obtiene la constelación de los símbolos 16-QAM recibidos como se muestra en la figura 4.19, donde se observan errores en algunos símbolos, ya que no todos están en su correspondiente valor original.

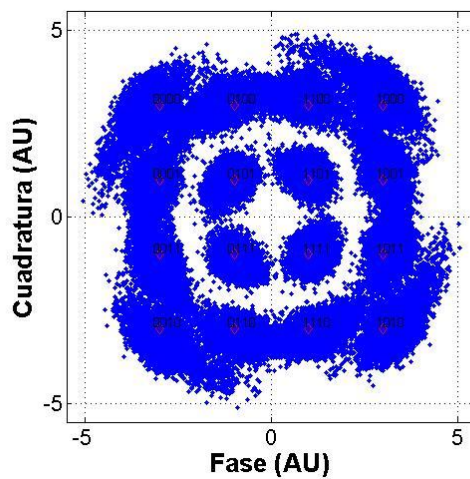


Figura 4.19. Constelación de los símbolos recibidos 16-QAM

La simulación anterior resultó en un $EVM=18.852$, lo que se traduce en una $BER=6.63E-03$; de acuerdo con las condiciones del sistema bajo prueba se requiere bajar el EVM, por lo que se propone el uso de técnicas anti-PAPR, como se explica en el siguiente apartado, aunado a la optimización de los parámetros involucrados, que se detalla en el capítulo de resultados.

4.5. Implementación de técnicas para reducción de PAPR en el sistema bajo prueba.

Para mejorar el sistema bajo prueba, se atacó una de las grandes desventajas que tiene OFDM, la cual es una alta PAPR, es por ello que a continuación se describe la implementación de tres métodos anti-PAPR en el sistema bajo prueba. Estos son implementados en el transmisor y receptor eléctrico simulado mediante Matlab.

Entre los métodos que se explicaron en el capítulo 3, *clipping* fue el primero que se analizó, puesto que es el más sencillo de implementar: simplemente se restringe la señal mediante dos límites, el primer límite está definido para la parte superior y el segundo para la inferior de la señal, estos límites se pueden establecer con el promedio de la amplitud de la señal de los símbolos OFDM o con la máxima o mínima amplitud de la señal mencionada, como se ejemplifica en la figura 4.20. Para este estudio se eligió la segunda, por lo que se usaron dos porcentajes de estudio 60 y 70 por ciento de la amplitud máxima y mínima de la señal RF-OFDM respectivamente.

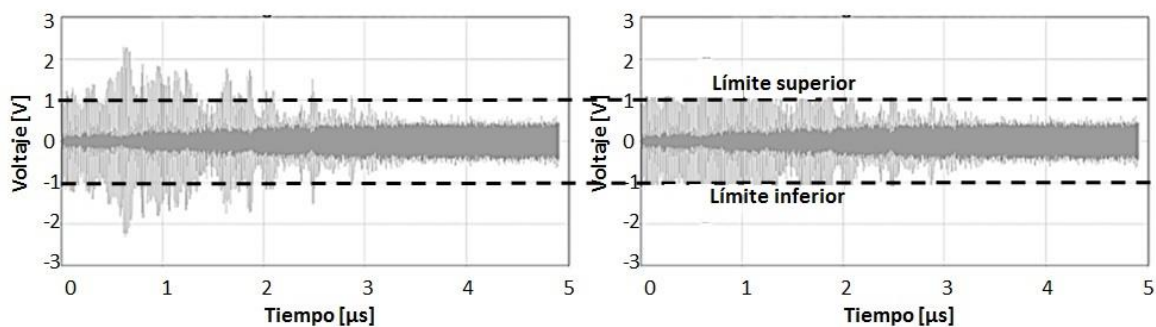


Figura 4.20. Señal OFDM recortada con el uso del clipping.

El segundo método que se implementó en el sistema bajo prueba fue SLM descrito en el capítulo 3 y desarrollado de la siguiente forma: en primer lugar se toman las condiciones del sistema lo que se traduce en 512 símbolos OFDM con 256 subportadoras cada uno. Antes de la IFFT estas subportadoras son símbolos 16-QAM, entonces una vez que se tiene la primera columna de 256 símbolos 16-QAM se hace la multiplicación de Hadamard de este vector de símbolos digitales con

una matriz de transformación. Para la elección de esta matriz, se probaron múltiples matrices aleatorias y no aleatorias, dentro las que destacaron por mostrar una disminución en la PAPR de la señal RF-OFDM las siguientes:

Matriz de Riemman: es una matriz cuadrada de $n \times n$ elementos, en ella se cumple la condición de la hipótesis de Riemman la cual implica una distribución de números primos. La matriz de Riemman, A , está definida entonces por [12]:

$$A = B(2 : n + 1, 2 : n + 1) \quad (4.1)$$

Donde $B(i, j) = i^{-1}$, si i divide j y $B(i, j) = -1$ en los demás casos. La matriz tiene las siguientes propiedades [14]:

- 1) Cada eigenvalor (valor característico) $e(i)$ satisface el valor absoluto de $e(i)$ menor o igual a $m^{-1/m}$, donde m es $n+1$.
- 2) $i \leq e(i) \leq i+1$ a lo sumo la excepción $m^{-\sqrt{m}}$.
- 3) Todos los enteros son eigenvalores en el intervalo $(m/3, m/2]$

En la simulación se normaliza a la matriz de Riemman de 256×256 para tener valores racionales en un rango de -1 a 1 no nulos.

Matriz de enteros pseudo-aleatorios uniformemente distribuidos (UDPI): esta matriz tiene una distribución uniformemente discreta, especificada en el rango de números enteros $[i_{\min}, i_{\max}]$. La primera matriz UDPI que se generó es una matriz de fases binaria que comprende elementos de valor -1 o 1 , lo que corresponde a cambios de fase de 0 y 180° . La segunda matriz UDPI generada comprende valores de fases aleatorios dentro de un rango de $[1^\circ: 360^\circ]$. Esta matriz resulta en cambios de fase aleatorios más pequeños y variados.

Matriz de Hadamard: la matriz H de Hadamard es una matriz cuadrada que contiene 1 's y -1 's (correspondientes a cambios de fase de 0 y 180° , respectivamente), y cuyas columnas son ortogonales, matemáticamente se representa como: $H^T \times H = n \times I$, donde $n \times n$ es el tamaño de la matriz. Esta matriz no es aleatoria pero tiene muchas aplicaciones como en el análisis numérico, procesamiento de señales, etc. [12]. La matriz de Hadamard es muy parecida a una matriz UDPI binaria $[-1, 1]$, pero la primera es determinística y la segunda es pseudo-aleatoria.

De acuerdo con lo anterior resultan cuatro diferentes matrices de transformación para analizar en el método SLM, todas estas matrices tendrán un tamaño de 256×256 . El método de SLM se lleva a cabo cuando se tienen codificados los bits a símbolos 16-QAM del sistema bajo prueba, con los 2^{19} bits de la fuente de información, se generó una matriz de 256×512 símbolos 16-QAM, donde cada columna de esta matriz (correspondiente a un símbolo OFDM) realiza la multiplicación de Hadamard con una de las matrices de transformación. Luego entonces, considerando la primera columna de símbolos 16-QAM, la multiplicación de Hadamard de esta columna con la matriz de transformación genera una matriz de 256×256 elementos, es decir, se tienen 256 nuevas columnas candidatas de símbolos 16-QAM (256 símbolos OFDM candidatos), las cuales se sobremuestran para calcular una PAPR más exacta; mediante la IFFT todas estas candidatas se llevan al dominio del tiempo para medir la PAPR de cada símbolo OFDM candidato y elegir el de menor PAPR. Una vez que se sabe la localización de la columna de la matriz de transformación (columna óptima) que generó el símbolo OFDM óptimo con la menor PAPR, se sustituye la columna de símbolos 16-QAM original por la columna óptima de símbolos 16-QAM de la matriz de símbolos candidatos. Lo anterior se ilustra en el esquema de la figura 4.22. Posteriormente se realiza el mismo procedimiento para el resto de las columnas, resultando en una nueva matriz de 256×512 de símbolos OFDM óptimos que garantizan la menor PAPR de cada uno. Se prosigue con la agregación del CP, la obtención de las señales I y Q, la conversión de subida RF de las señales y la modulación óptica.

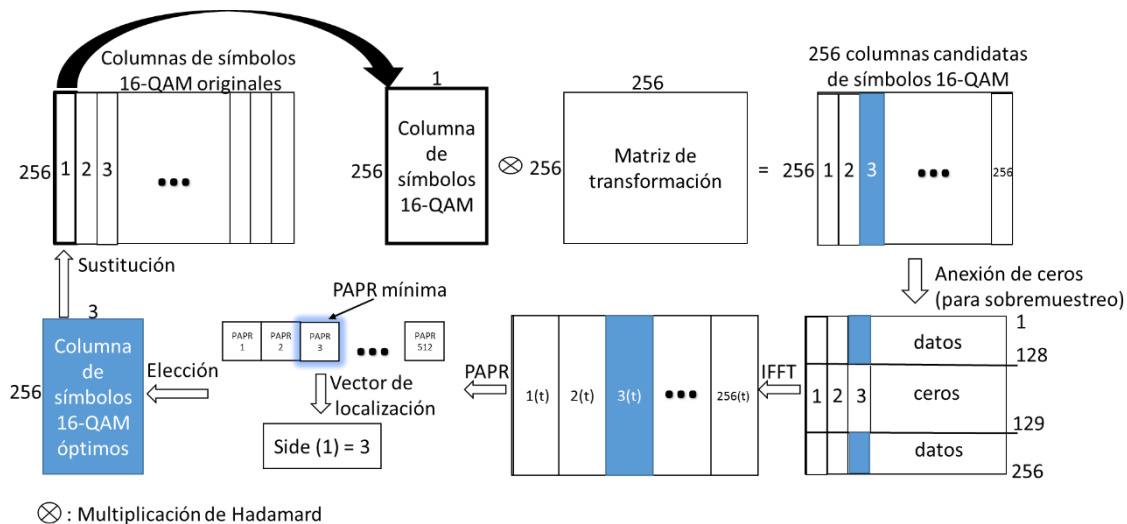


Figura 4.21. Esquema de la implementación de SLM en el sistema bajo prueba en el transmisor. Se ejemplifica el proceso para el primer símbolo OFDM.

La matriz de transformación inversa debe estar cargada en el receptor; para realizar la operación de anti-transformación de los símbolos OFDM recibidos, es decir, se hace nuevamente la

multiplicación de Hadamard entre la matriz de símbolos 16-QAM recibidos y la matriz de transformación inversa, resultando en una matriz de símbolos 16-QAM en una de cuyas columnas se encuentra la columna de símbolos 16-QAM original, la cual es elegida con la ayuda del vector de localización SI. Al final se tiene la matriz de símbolos 16-QAM original, cuyos símbolos son posteriormente ecualizados y decodificados. La figura 4.23 muestra el procedimiento descrito anteriormente ejemplificado para la primera columna de la matriz de símbolos 16-QAM recibidos.

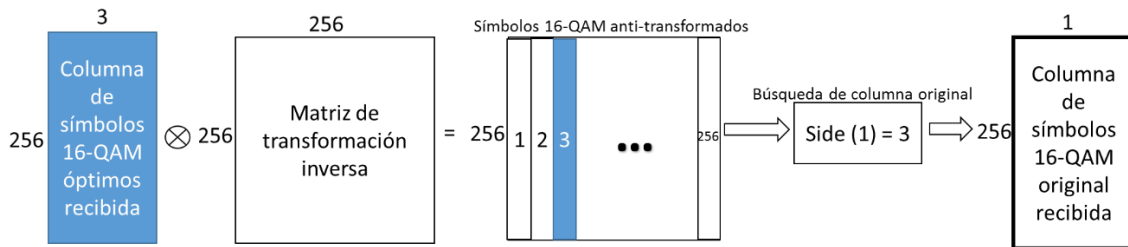


Figura 4.22. Esquema de la implementación de SLM en el sistema bajo prueba en el receptor. Se ejemplifica el proceso para el primer símbolo OFDM.

A partir del método SLM anterior, el cual se denominará como “convencional” o “completo” en adelante, se propuso un tercer método en la presente tesis, el cual es una alternativa SLM simplificada que disminuye el tiempo de procesamiento y no requiere enviar el vector de localización SI, ya que se apoya en el ecualizador implementado originalmente en el receptor sólo para corregir la dispersión, con lo cual se aumenta la eficiencia del sistema. En este método se realiza la multiplicación de Hadamard entre la primera columna de la matriz de símbolos 16-QAM y la matriz de transformación para generar las 256 columnas candidatas, posteriormente se sobre-muestra, se obtiene su IFFT para poder obtener la PAPR de cada una de las 256 señales OFDM candidatas y se elige la de menor PAPR, de la misma forma que en el método SLM convencional. La simplificación consiste en que en este caso no es necesario guardar el vector SI de la localización de la candidatas óptimas, ya que la columna de la matriz de transformación que resulta en la candidata óptima del primer símbolo OFDM se usa para transformar al resto de los símbolos OFDM. Se observa que si bien no se garantiza que la señal OFDM candidata con la menor PAPR del primer símbolo OFDM sea la que resultaría en la menor PAPR para los demás símbolos, la cantidad de operaciones se reduce considerablemente en comparación con el método anterior.

En el receptor del sistema bajo prueba, este método propuesto no necesita tener una técnica de antitransformación, por lo cual no es necesario enviar el vector de localización SI, puesto que una vez que en el receptor eléctrico se realiza la FFT y se remueven los ceros del sobremuestreo, los

símbolos 16-QAM entran al ecualizador, el cual para esta propuesta realiza dos funciones: la primera es corregir la amplitud y la fase que el sistema de transmisión óptico introdujo a los símbolos, la segunda y más importante para esta técnica, es que al contar con el primer símbolo OFDM como piloto en el receptor, se corrige tanto el desfase introducido por la fibra óptica como el desfase intencionalmente aplicado en la transformación realizada en la técnica anti-PAPR en el transmisor, por lo que al ecualizar las otras columnas de símbolos digitales también se corregirán los cambios inducidos en el transmisor por la técnica anti-PAPR, puesto que a todas se les transformó con la misma columna de la matriz de transformación (vector de transformación). En el siguiente capítulo, entre otros análisis, se verificará si esta técnica propuesta de SLM simplificado es efectiva en términos del desempeño del sistema, en comparación con el método SLM completo.

5. Resultados

En este capítulo se presentan y analizan los resultados obtenidos por la implementación de los algoritmos: Clipping, SLM y SLM simplificado para la reducción de la PAPR. Un primer filtro en la selección del mejor método es con la obtención del EVM y PAPR, donde se eligen los métodos que presentan los menores valores para ambos parámetros. Una vez que se identifican los métodos con los que se lograron los mejores resultados, se optimiza la región de operación del EAM, debido a que al poder mitigar los grandes picos de la señal OFDM, la ganancia eléctrica de la señal OFDM eléctrica y la potencia del láser pueden aumentar su valor. Finalmente, se mide la sensibilidad del sistema para la BER objetivo y se realiza el presupuesto de potencia para obtener la potencia de transmisión mínima requerida para la operación “libre de errores” del sistema.

5.1. Comparación de las técnicas para reducción de PAPR

Como primera aproximación, las técnicas de reducción de la PAPR se analizaron primero sólo en el dominio eléctrico, es decir, se probaron en una configuración “Back to back eléctrica” entre el transmisor y el receptor eléctricos OFDM. Se probó en primer lugar el método del clipping con el 60% y el 70 % de la amplitud como límites. En segundo lugar se probó el método SLM convencional con las cuatro matrices de transformación descritas en el capítulo anterior. Finalmente se probó la propuesta de SLM simplificado, en la cual sólo se analizaron las dos matrices que dieron un mejor resultado usando el método SLM convencional. Para cada caso se calculó la PAPR de la señal completa RF-OFDM transmitida, el cual es un primer parámetro de la señal OFDM que podría anticipar la mejora de desempeño al usar una técnica anti-PAPR. Los resultados obtenidos se muestran en la tabla 5.1.

Una vez analizados sólo en el dominio eléctrico, se aplican los métodos anteriores en el sistema electro-óptico completo. Como parámetro de desempeño global del sistema se mide el EVM de la señal recibida. Los EVM medidos para cada caso se muestran en la tabla 5.1. Cabe mencionar que en todos los casos se usaron los mismos parámetros del sistema aún sin optimizar. En particular la ganancia eléctrica EG del amplificador situado a la entrada del EAM se configuró a un valor unitario y la potencia del láser DFB igual a 15 dBm.

Tabla 5.1. Parámetros de desempeño de las 3 diferentes técnicas anti-PAPR para diferentes escenarios.

Método	PAPR de la señal RF-OFDM Tx	PAPR de la señal RF-OFDM Tx [dB]	EVM recibido del sistema electro-óptico completo
Señal original (sin técnica anti-PAPR)	74.0661	18.70	18.85
Clipping a 60% del máximo	26.6719	14.26	27.15
Clipping a 70% del máximo	36.2985	15.60	22.72
SLM con matriz de Riemman	2.9894	4.76	190.21
SLM con matriz de Hadamard	28.2673	14.51	13.87
SLM con matriz UDPI [-1, 1]	10.5377	10.23	13.35
SLM con matriz UDPI [1: 360]	10.3356	10.14	13.70
SLM simplificado con matriz UDPI [-1, 1]	26.2365	14.19	13.37
SLM simplificado con matriz UDPI [1: 360]	24.3782	13.87	13.65

En la tabla 5.1, además, se muestran los resultados correspondientes a la señal original sin emplear algún método anti-PAPR, por lo que se puede apreciar que las técnicas anti-PAPR empleadas disminuyen por lo menos un 50 % la PAPR original.

En el caso del método del clipping, se nota que entre más se delimita la señal RF-OFDM, por ejemplo al bajar un 10 % los límites (del 70 % al 60% del máximo), la PAPR se reduce alrededor de 1.4 dB para el ejemplo analizado, sin embargo, el EVM en ambos casos es mayor al que tenía la señal original. Este resultado se debe a la fuerte distorsión que induce el método del recorte, el cual a pesar de disminuir la PAPR de la señal transmitida, induce una fuerte degradación en ésta al eliminar parte de la forma de onda que porta información, lo cual se refleja en el bajo desempeño de la señal recibida. Lo anterior lo ilustra la figura 5.1, donde se muestra la señal RF-OFDM del sistema bajo prueba recortada a un 70 % de su amplitud máxima y mínima, se observa que los valores pico del inicio de la señal original son limitados, mientras que en su espectro óptico dado por la figura 5.2, se observa que las dos bandas laterales son homogéneas, sin embargo, en la constelación recibida de la figura 5.3 se nota el empeoramiento de esta, en comparación con la constelación de la señal original. Para el caso del límite de 60% del máximo, las gráficas son parecidas excepto que en la constelación recibida los símbolos 16-QAM son aún más dispersos. Debido a estos resultados no se prosigue con

el análisis de este método, que si bien es en extremo simple, también es muy burdo, por lo que se prefiere analizar en adelante el método SLM, que como se muestra en la tabla 5.1 es el que presenta mejoras en el desempeño del sistema completo.

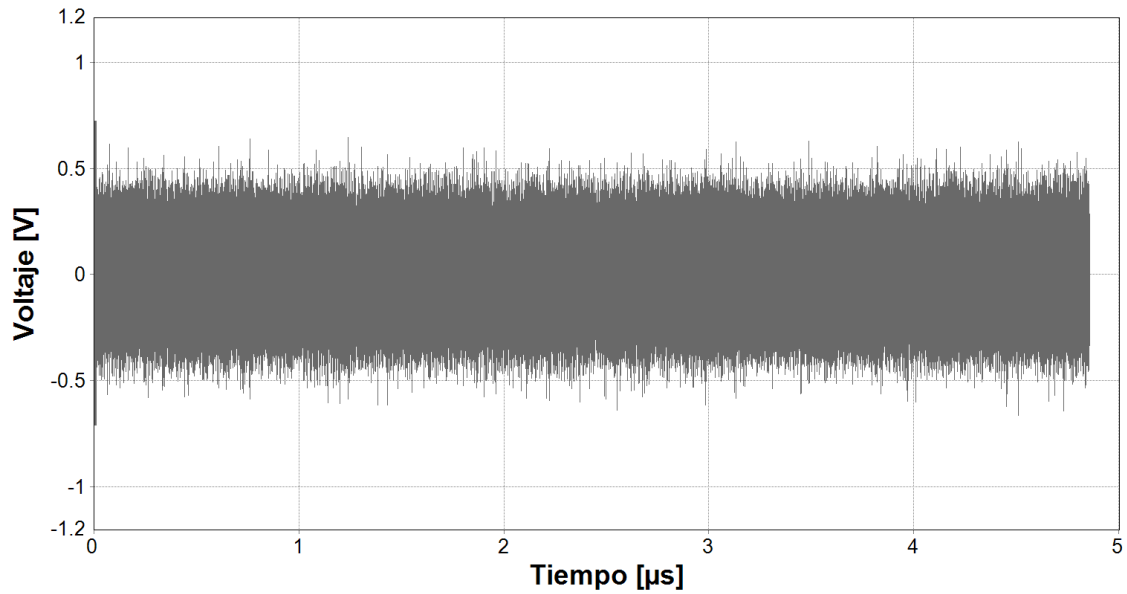


Figura 5.1. Señal RF-OFDM eléctrica recortado a 70% de su amplitud máxima.

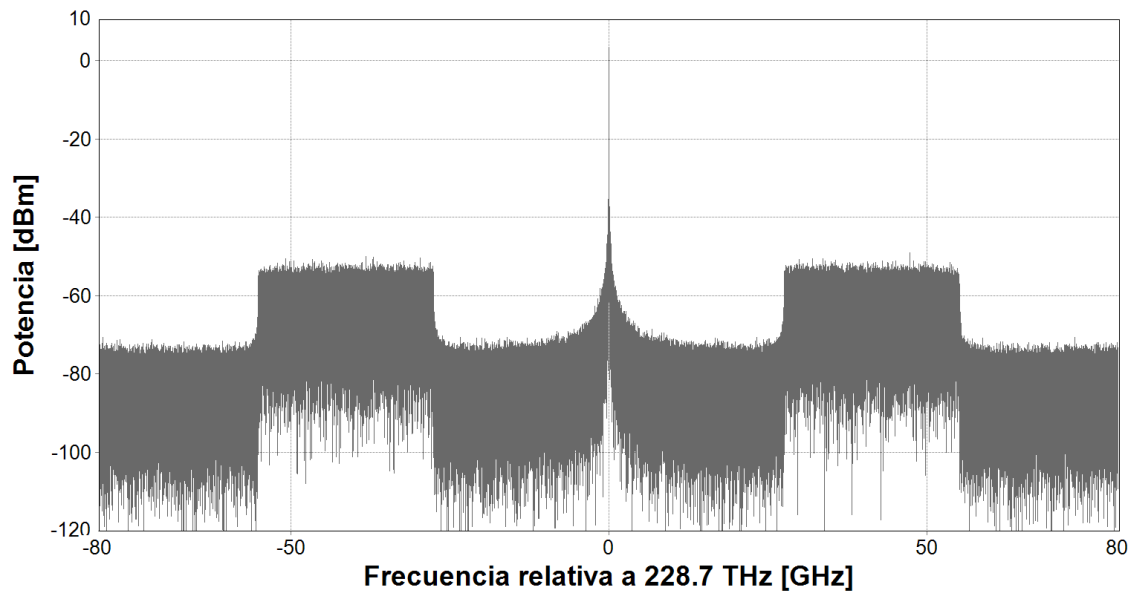


Figura 5.2. Espectro a la salida del EAM de la señal de entrada RF-OFDM eléctrica recortada a 70% de su amplitud máxima.

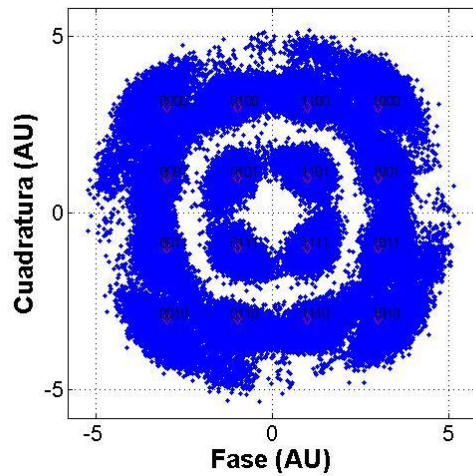


Figura 5.3. Constelación de los símbolos 16-QAM recibidos con la técnica de clipping a 70 % de la amplitud máxima.

Un contraste que se nota en la tabla 5.1 es el caso de SLM usando la matriz de Riemman, ya que aunque presenta el valor más pequeño de la PAPR de la señal transmitida, el EVM del sistema completo es el más elevado. Al emplear SLM con la matriz de Riemman, la señal RF-OFDM que se obtiene presenta pocos valores picos y una amplitud promedio alrededor de 25 veces más pequeña que la señal original debido a que la matriz de Riemann no solo cambia la fase de la señal sino que también su amplitud, como se muestra en la figura 5.4. Lo anterior resulta en la poca PAPR que se obtiene para este caso.

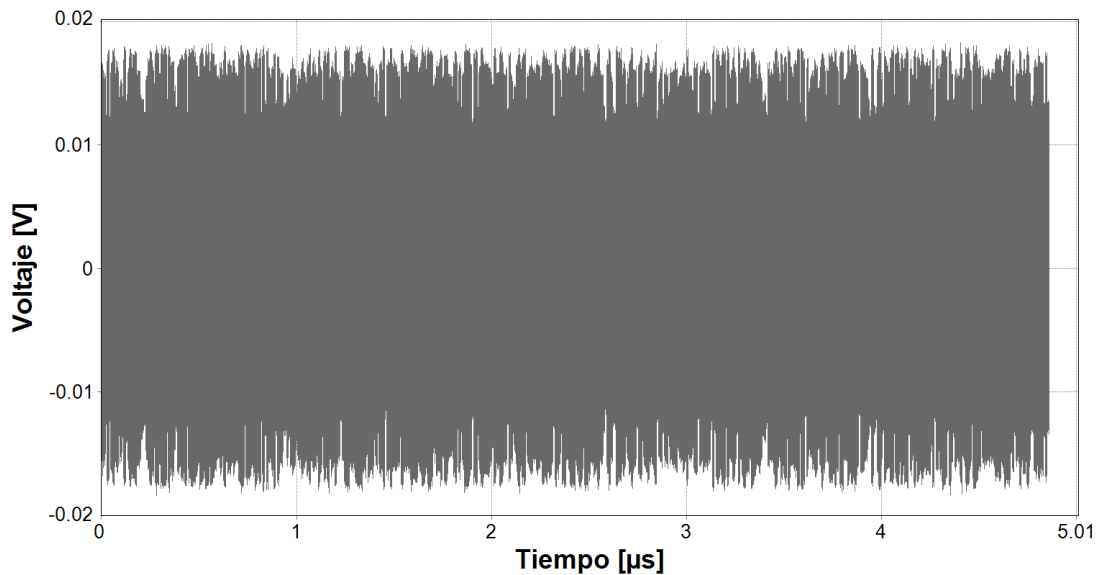


Figura 5.4. Señal RF-OFDM eléctrica con método SLM usando matriz de Riemman

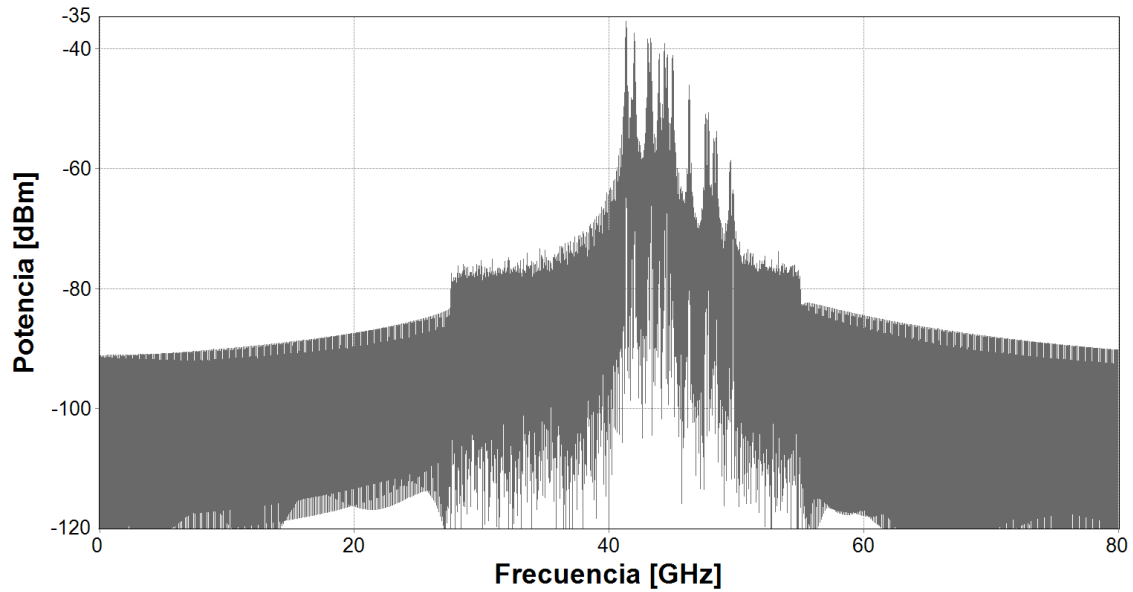


Figura 5.5. Espectro eléctrico de la señal RF-OFDM eléctrica con método SLM usando matriz de Riemman

Sin embargo, el cambiar la amplitud de los símbolos 16-QAM repercute desfavorablemente en el desempeño del sistema completo, ya que como se observa en las figuras 5.5 y 5.6, existe una fuerte distorsión de amplitud en el espectro de la señal RF-OFDM. De la tabla 5.1 se observa que, por el contrario, las transformaciones que sólo cambian la fase de los símbolos 16-QAM (usando las matrices UDPI) resultan en un mejor desempeño del sistema, lo que concuerda con la teoría SLM, ya que este método toma ventaja del hecho que la PAPR de la señal OFDM es muy sensitiva a los desplazamientos de fases [1], por lo cual se descarta la matriz de Riemann para los siguientes estudios.

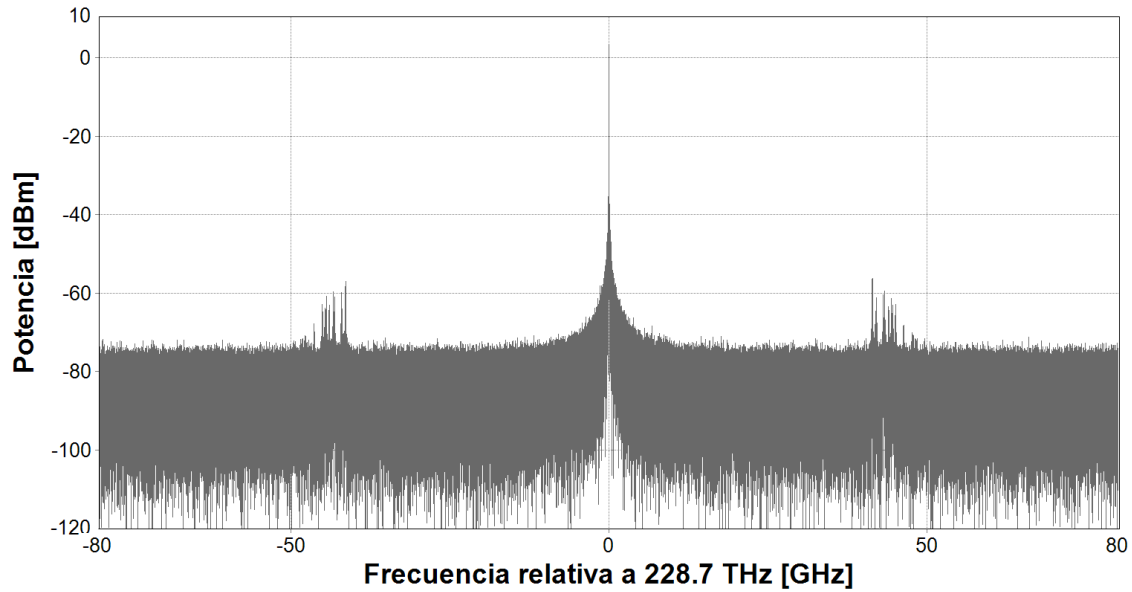


Figura 5.6. Espectro óptico a la salida del EAM de la señal OFDM con SLM y uso de matriz de Riemman

Otra matriz descartada que se usó para SLM, fue la de Hadamard ya que aunque resultó en un EVM relativamente parecido que con el uso de las matrices UDPI, la PAPR de la señal RF-OFDM fue alta, lo que puede deberse a que la matriz de Hadamard contiene elementos con mayor correlación que los elementos de las matrices UDPI por tratarse de una matriz determinística. El estudio se acotó entonces para las dos matrices con las que se obtuvieron los mejores resultados, que fueron las dos variantes la matriz UDPI. Con estos resultados se refuerzan los estudios sobre el método SLM que concluyen que las matrices con elementos pseudo-aleatorios resultan en un mejor desempeño del sistema que las que son determinísticas como Hadamard y Riemman.

En el método propuesto de SLM simplificado se usaron las dos matrices de SLM (matrices UDPI) que dieron el menor EVM, que mostraron una PAPR alrededor de 20 dB para ambas matrices, es decir, una PAPR dos veces más grande que con el uso de SLM convencional, usando las mismas matrices. En contraste, el EVM obtenido con el uso de las dos matrices es similar, de alrededor de 13. Por lo anterior, el método propuesto parece mostrar un buen desempeño en el sistema bajo prueba completo, lo que da pie a seguir con su análisis en el proceso de optimización subsecuente.

Como se mencionó en el capítulo 3, otra forma de estudiar la PAPR es mediante la obtención de las gráficas CCDF que expresan qué porcentaje de la señal está arriba de una PAPR de referencia,

mostradas en la figura 5.7. Se observa que el método de clipping al 60% alcanza un valor máximo de PAPR igual a 14 dB, SLM convencional usando las matrices UDPI no rebasa los 10 dB de PAPR, mientras que usando SLM con la matriz de Riemman efectivamente se obtiene la mejor curva pero como ya se mencionó, al probar el método en el sistema completo no refleja lo mismo en el EVM por la distorsión en amplitud. También se observa que el 99 % del tiempo la señal original y las señales de los métodos anti-PAPR siguen una misma tendencia, exceptuando la señal del método SLM que usa la matriz de Riemman. Los valores máximos de PAPR que se obtienen con cada método, a partir de los cuales las curvas de las gráficas de CCDF son líneas verticales, corresponden fielmente con los mostrados en la tabla 5.1 para las señales completas. Sin embargo, como se observa, es poco probable obtener picos tan altos todo el tiempo. De hecho, el 90% ($10^0 - 10^{-1}$) del tiempo de duración de la señal, los picos de potencia en la señal original están sólo alrededor de 4 dB arriba de la potencia promedio, mientras que el 99% del tiempo ($10^0 - 10^{-2}$) están alrededor de 6 dB de la potencia promedio. Los picos más altos, que se reflejan en el valor máximo de la PAPR de la señal completa, sólo están presentes un 0.001% del tiempo en la señal (10^{-5}) como se aprecia en la figura 5.7.

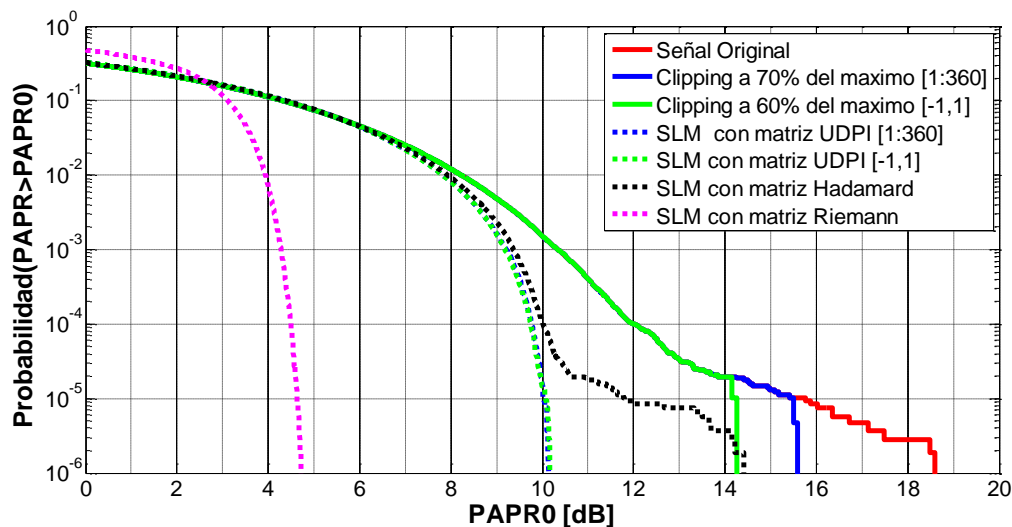


Figura 5.7. Gráficas de la CCDF de los métodos SLM y Clipping

A continuación se muestra en la figura 5.8 la gráfica de las CCDF de los métodos SLM y SLM simplificado con el uso de las dos matrices UDPI que dieron un mejor desempeño del sistema completo, para ambos métodos. Se observa que SLM completo tiene una mejor curva CCDF que la de SLM simplificado, debido a que el primero hace una búsqueda más exhaustiva de la señal RF-OFDM óptima. Sin embargo, en ambos métodos el ~95% del tiempo los picos de la señal OFDM están alrededor de 6 dB arriba del promedio, como puede apreciarse en la figura 5.8, lo cual puede

explicar el desempeño similar en el EVM que se observa en la tabla 5.1. En ambos métodos al usar cualquiera de las dos matrices UDPI se observan resultados parecidos.

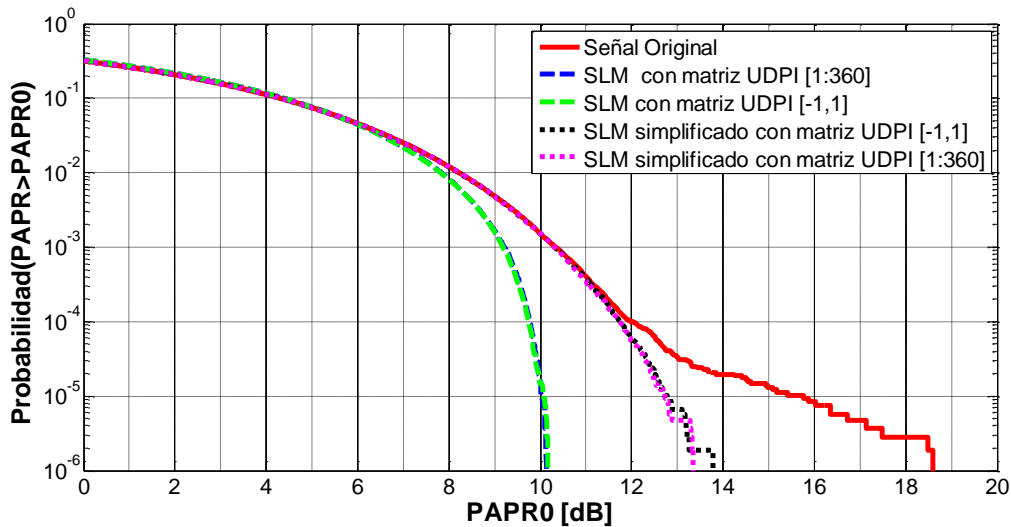


Figura 5.8. Grafica de la CCDF para SLM y SLM simplificado usando las matrices de UDPI.

5.2 Optimización de la región de operación del modulador.

Una vez que se realizó un primer filtro en la selección de los métodos que reducen la PAPR, se consideran a partir de este apartado los métodos: SLM y SLM simplificado usando las matrices UDPI [-1, 1] y de [1: 360], ya que estas dieron el mejor desempeño. Una primera optimización de estos métodos es en la amplitud de la señal RF-OFDM, ya que al disminuir los grandes picos que la señal original presentaba, se puede amplificar la señal RF-OFDM para cubrir una región de operación mayor en la curva de la función de transferencia del EAM y por ende aumentar la OSBNR. Para aumentar la amplitud de la señal RF-OFDM de entrada al EAM se varió la ganancia eléctrica (EG) en un rango de [0.8: 3.6] con incrementos de 0.2, lo que resulta en la gráfica 5.9 la cual muestra el EVM en función de la EG.

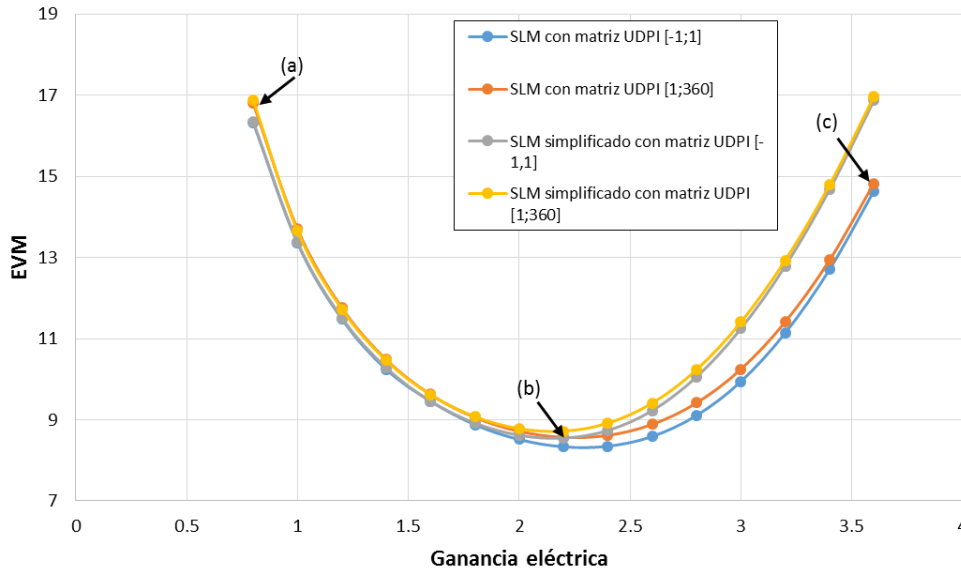


Figura 5.9. Ganancia eléctrica contra EVM de las señales RF-OFDM con los métodos de reducción de la PAPR.

Se observa que los cuatro métodos tienen un valor óptimo que resulta en el EVM de menor valor. Para explicar mejor lo anterior, se toman tres puntos característicos de la curva de ganancia eléctrica contra EVM del método SLM usando la matriz UDPI [1: 360], indicados en la figura 5.9, los cuales representan el valor mínimo de EG (0.8), el valor óptimo de EG (2.2) y un valor máximo EG (3.6). Para cada uno de estos puntos se muestra en la figura 5.10, la señal eléctrica RF-OFDM, su correspondiente región de operación sobre la función de transferencia del campo óptico y su espectro óptico a la salida del EAM. Además, se indica la OSBNR para cada caso, medida con una resolución de 12.5 GHz.

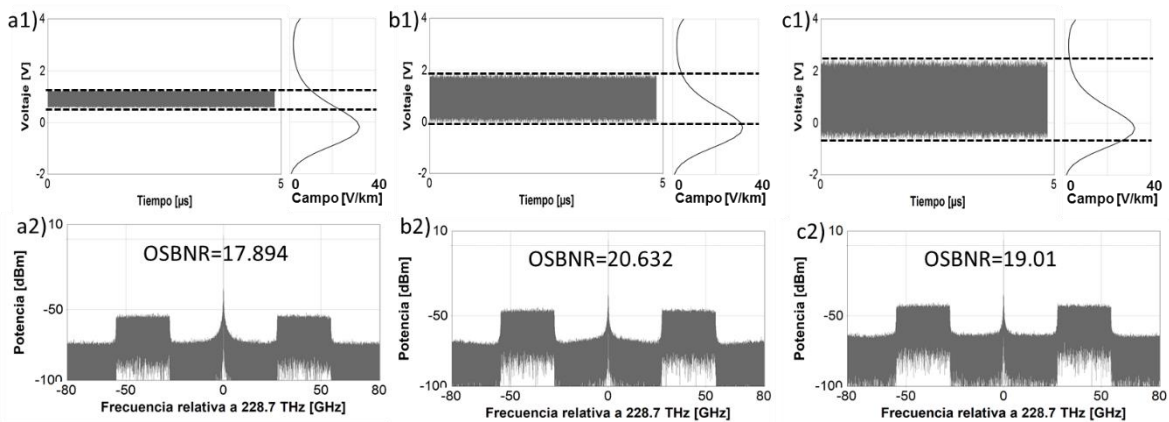


Figura 5.10. a1) a2) Señal RF-OFDM y espectro óptico a la salida del EAM con una EG=0.8 respectivamente, b1) b2) Señal RF-OFDM y espectro óptico a la salida del EAM con una EG=2.2 respectivamente, c1) c2) Señal RF-OFDM y espectro óptico a la salida del EAM con una EG=3.6 respectivamente. El voltaje de polarización del EAM es de 0.9 V.

La figura 5.10 muestra resultados para un voltaje de polarización del EAM de $V_{\text{bias}}=0.9$ V situado aproximadamente en medio de la región lineal del modulador, se observa de la figura 5.10 a1) que al tener una EG de 0.8, la operación no abarca toda la región lineal del EAM, se tiene además una señal modulada con variaciones máximas de voltaje de ± 0.4 V, por lo que la OSBNR es la mínima comparándola con los otros dos puntos de 17.894 dB, como muestra la figura 5.10 a2); para el otro punto extremo donde se tiene una EG de 3.6, la figura 5.10 c1) muestra como la señal modulada tiene variaciones máximas de voltaje de ± 1.2 V, por lo que opera ya en zonas no lineales de la curva del EAM, resultando en un mayor crecimiento de la SSII como se muestra en la figura 5.12 c2), aunque al aumentar EG aumenta la potencia de la señal OFDM, esta no es óptima (OSBNR = 19.01 dB) ya que también aumenta el ruido por SSII. Por último, como muestra la figura 5.10 b2), el punto que tiene la OSBNR mayor (20.632 dB) es el punto óptimo con una EG de 2.2, su señal RF-OFDM mostrada en la figura 5.10 b1) tiene una variación de voltaje de ± 0.7 V y cubre la mayor parte de la región lineal del EAM [2]. En este punto se tiene un balance entre potencia de la señal y ruido del SSII, lo cual maximiza la OSBNR.

Se muestra en la figura 5.11, las demás gráficas de las señales RF-OFDM y sus espectros a la salida del EAM en la operación de su punto óptimo, de los tres métodos faltantes, en todos la EG fue 2.2, esto se entiende ya que los cuatro métodos tienen la misma base en su desarrollo así como un comportamiento similar entre las matrices de fases aleatorias.

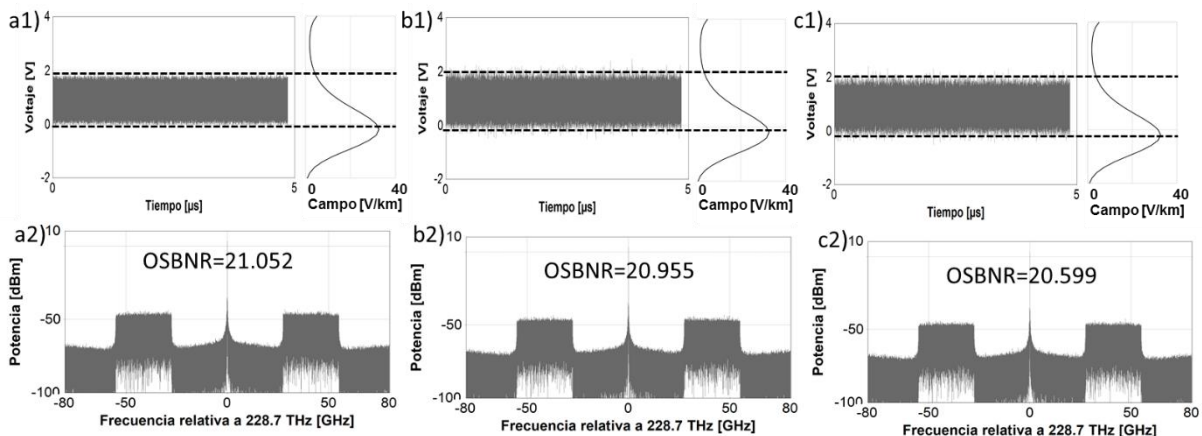


Figura 5.11. a1) señal RF-OFDM para SLM usando UDPI [-1,1], a2) espectro óptico a la salida del EAM para SLM usando UDPI [-1,1], b1) señal RF-OFDM para SLM simplificado usando UDPI [-1,1], b2) espectro óptico a la salida del EAM para SLM simplificado usando UDPI [-1,1], c1) señal RF-OFDM para SLM simplificado usando UDPI [1: 360], 12) espectro óptico a la salida del EAM para SLM usando UDPI [1: 360]. La OSBNR se mide a una resolución de 12.5 GHz [3].

Se observa de las figuras 5.10 y 5.11, que el uso de la matriz UDPI [-1,1] tuvo un mejor desempeño que la matriz UDPI [1: 360] para ambos métodos SLM. En este primer análisis el método que tuvo la mejor OSNR y el menor EVM fue SLM usando la matriz UDPI [-1, 1] con un valor de $EVM = 8.333$ y una $OSBNR = 21.052$.

5.3. Medición de la sensibilidad y penalidades de potencia.

Una vez que se determinó el valor óptimo de la ganancia eléctrica para los cuatro métodos, se varió la potencia de láser y se midió el EVM, lo que resulta en la gráfica de la figura 5.12. Esto se realiza con el fin de encontrar la máxima potencia del láser con la que se puede operar sin que las no-linealidades de la fibra comiencen a degradar el desempeño de la señal.

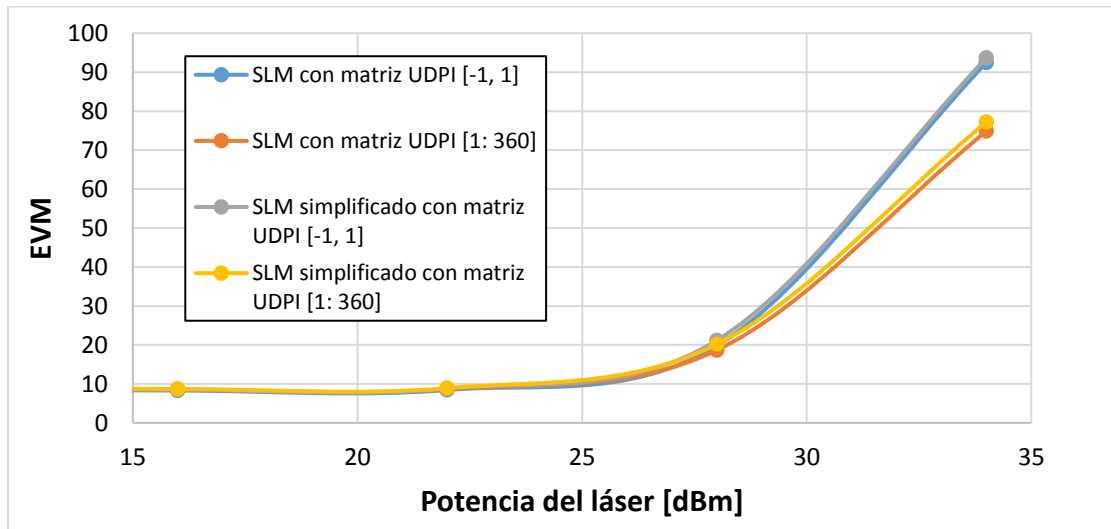


Figura 5.12. Potencia del láser contra EVM de los cuatro métodos.

Se observa de la figura 5.12, que la potencia máxima del láser fue 16 dBm y que para potencias mayores el EVM aumenta en comparación al que se tenía antes, debido que al operar a potencias ópticas mayores de entrada a la fibra, el impacto de los fenómenos no lineales comienzan a degradar de forma marcada el desempeño del sistema [4]. Para una mejor visualización del punto óptimo de potencia de salida del láser se obtiene la BER a partir del EVM y se dibuja nuevamente contra la potencia del láser, como se muestra en la figura 5.13.

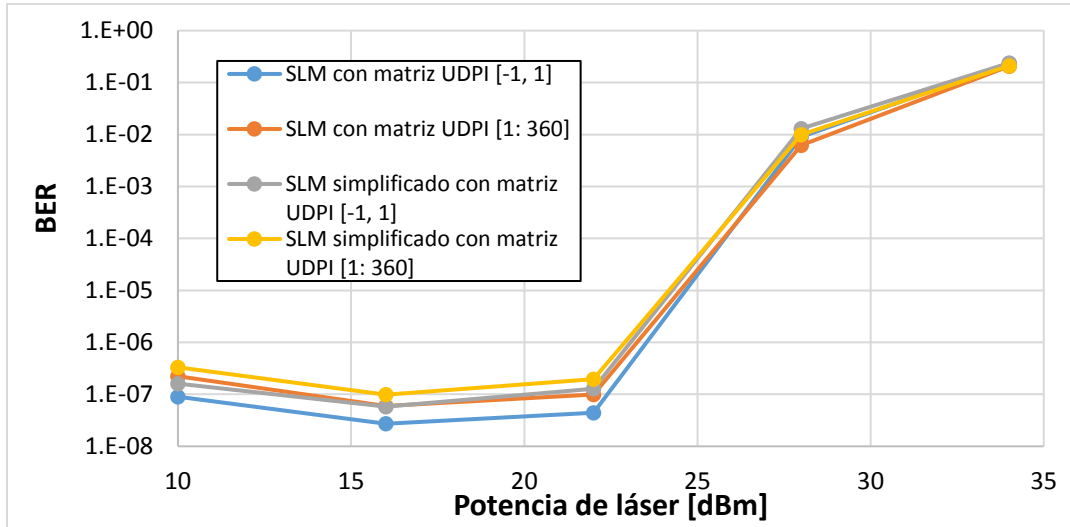


Figura 5.13. Potencia del láser contra BER con los cuatro métodos.

Se observa que los cuatro métodos siguen la misma tendencia, y que al operar la potencia del láser igual a 16 dBm la BER está en un rango entre $1E-7$ y $1E-8$. Con el fin de visualizar cómo el uso de los métodos de reducción de la PAPR mejoran el desempeño del sistema bajo prueba, se muestran en la figura 5.14 las constelaciones recibidas con el uso de SLM UDPI [-1, 1] (mejor método) con potencia de láser de 16 dBm y el sistema bajo prueba original. Se observa claramente una constelación menos dispersa con el uso de método anti-PAPR lo que provoca una disminución en el EVM.

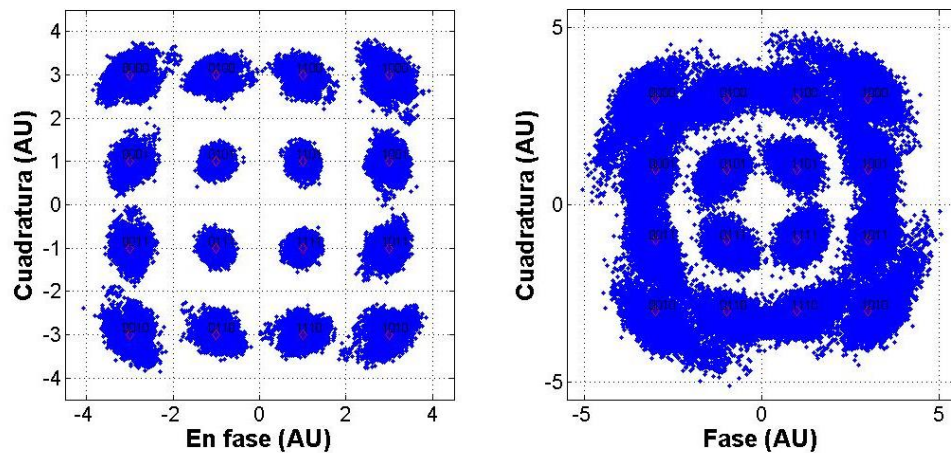


Figura 5.14. Constelaciones de los símbolos recibidos 16-QAM con técnica anti-PAPR SLM con matriz UDPI [-1, 1] y sin ella.

Para lograr una transmisión “libre de errores” de acuerdo con el estándar de 100 GbE y considerando el uso de una técnica sencilla de FEC Reed-Solomon (528, 512), se requiere que el sistema logre una BER $< 3.8E-5$ a la salida del sistema OFDM eléctrico en el receptor y a la entrada del módulo corrector de errores [2], por lo que este umbral de BER será considerado para las mediciones de sensibilidad. En la figura 5.15 se traza la BER en función de la potencia óptica recibida al emplear para cada uno de los cuatro métodos anti-PAPR y cuando no se emplea ninguno, considerando un enlace de fibra óptica de 10 km. Se aprecia que el desempeño de la señal original sin aplicar ninguna técnica anti-PAPR no rebasa un valor de BER de $3.8E-5$, aun cuando se incremente la potencia recibida, por lo que sin el uso de técnicas anti-PAPR el sistema no lograría el desempeño mínimo que solicita el estándar usando el FEC considerado. Para lograrlo, se requeriría el uso de esquemas de FEC de mayor consumo de potencia, latencia y tamaño del encabezado, lo que aumenta el costo y tamaño del transceptor y disminuye la eficiencia de la transmisión. En cambio, con el uso de las técnicas de reducción de la PAPR es posible obtener la BER deseada, como se observa en la figura 5.15. La sensibilidad más baja obtenida se logró empleando SLM con matriz UDPI [-1,1] y SLM simplificado con un valor igual a -8.4 dBm, sin una diferencia sustancial entre ellos a la BER analizada. Los métodos SLM y SLM simplificado usando la matriz UDPI [1:360] necesitan una potencia óptica recibida de -7.8 dBm. Si se mide la sensibilidad con una BER de $1E-7$ se nota más la separación de las curvas de los 4 métodos, ya que se necesitan aproximadamente 2 dB más de potencia en la recepción para obtener la misma BER con SLM simplificado que con SLM convencional; sin embargo, SLM simplificado tiene la ventaja de usar muchas menos operaciones que SLM convencional, lo que disminuye la complejidad y el tiempo de procesamiento del sistema.

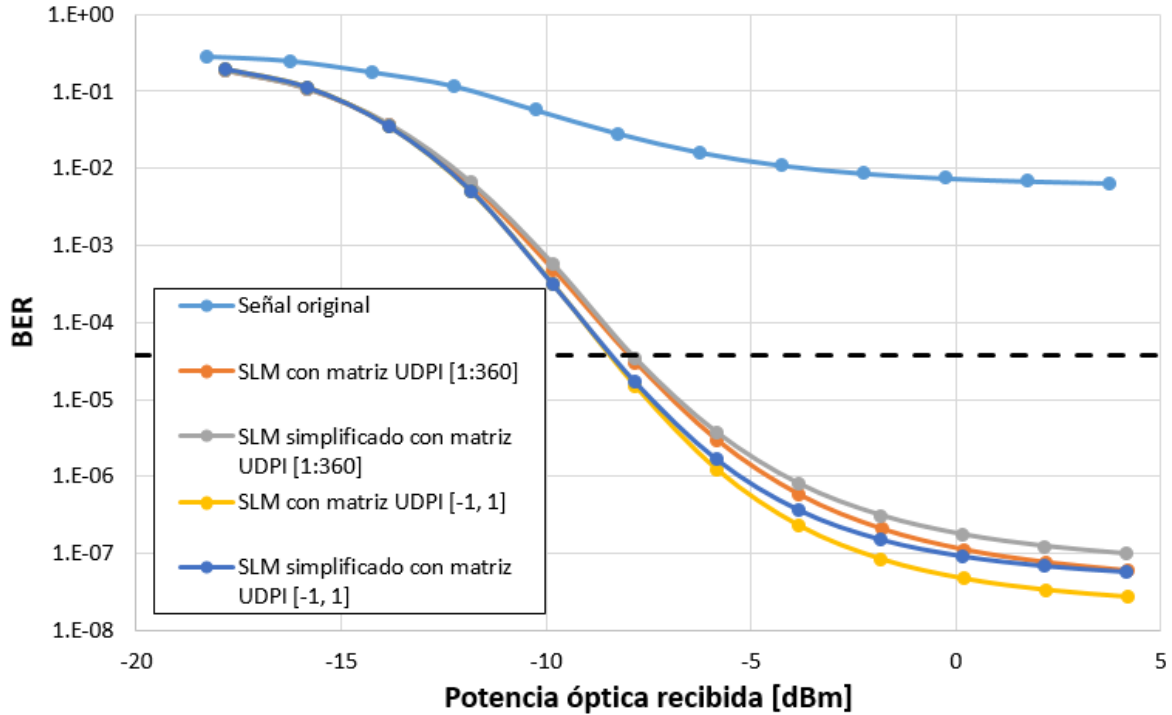


Figura 5.15. Potencia óptica recibida contra BER para los cuatro métodos y la señal original.

Finalmente, se realiza el siguiente presupuesto de potencia para calcular el valor mínimo de potencia de salida del EML y del láser DFB para garantizar transmisión “libre de errores”. Para una BER de $3.8E-5$ se mide una sensibilidad de -7.8 dBm considerando el uso de SLM simplificado con la matriz UDPI $[-1, 1]$, las pérdidas totales del sistema son de 6 dB que comprende: 5 dB por la atenuación de la fibra óptica y 1 dB por conectores, si las pérdidas de los filtros ópticos no se toman en cuenta. Por lo tanto mientras la potencia promedio de salida del transmisor se mantenga en -1.8 dBm, se logra obtener el valor necesario de sensibilidad en el receptor (-7.8 dBm) para el enlace de 10 km de fibra considerado. De acuerdo con la simulación, esto corresponde a una potencia de salida del láser DFB de 5.4 dBm; si se toman en cuenta 3 dB de pérdidas de cada uno de los filtros ópticos la potencia a la salida del láser es de 11.3 dBm, potencia alcanzable con los láseres DFB disponibles con el estado del arte actual. Esto deja un margen en el presupuesto de potencia del sistema para considerar el uso de un MUX o DEMUX y pérdidas por entrecruzamiento de canales, para poder transmitir simultáneamente varios canales como el analizado en la presente tesis mediante un esquema WDM, y poder lograr transmitir 400 Gb/s con cuatro canales, o quizá 1 Tb/s empleando 10 canales, tasas de transmisión que serán necesarias en los sistemas locales en un futuro cercano.

6. Conclusiones y trabajo a futuro

En la presente tesis se optimizó la región de operación del modulador de electro-absorción de un sistema DDO-RF-OFDM para un solo canal óptico de 100 Gbps sobre una fibra monomodo operando a una longitud de onda de 1310 nm con una distancia de 10 km, mediante técnicas de reducción de la PAPR. La justificación del presente proyecto se detalla en el capítulo 1, resaltando que es parte de las propuestas en el mejoramiento de los sistemas ópticos basados sobre fibra óptica para redes de área local, debido a que la creciente demanda de datos y cobertura tiene un comportamiento exponencial, lo que ha generado que el desarrollo en las redes ópticas locales sea un campo atractivo de estudio en la ingeniería en telecomunicaciones.

En el capítulo 2 se explicaron los transceptores ópticos existentes comercialmente en la actualidad para transmitir 100 Gb/s en redes locales. En particular, los transceptores 100 Gigabit Ethernet sobre 10 km de fibra monomodo, arquitectura sobre la que se establecieron las bases y requerimientos del presente sistema propuesto. Al finalizar el apartado, se explicaron las diferentes propuestas de enlaces ópticos con el uso de OFDM; se observó que su desarrollo está orientado hacia redes de larga distancia con detección coherente, por lo que el uso de OFDM para redes locales se ve compensado en la complejidad con el uso de detección directa.

En el capítulo 3, se describió el principio de funcionamiento de OFDM y los tipos de OFDM que pueden ser implementados en redes ópticas. En una primera categorización, está la implementación de OFDM totalmente óptico donde el procesamiento de la señal OFDM se realiza en el dominio óptico, el cual tiene mejor desempeño pero una mayor complejidad y costo, mientras que OFDM electro-óptico realiza el procesamiento de la señal OFDM en el dominio eléctrico. Los tipos de OFDM electro-óptico dependen del diseño del transmisor y receptor. El transmisor puede modular en intensidad, mediante un MZM o un EAM, o en campo mediante un modulador I/Q, y la detección puede ser coherente o directa. De acuerdo con las ventajas y desventajas de cada tipo de OFDM, y los requerimientos de los sistemas ópticos locales, como 100GbE, en esta investigación se optó por seleccionar la opción de detección directa con modulación en intensidad hecha con el modulador de electro-absorción, cuyas principales características son su bajo costo y gran ancho de banda. Finalmente, se abordaron los principales problemas que los sistemas OFDM ópticos presentan. Entre ellos, se resaltó la PAPR, pues las otras dificultades que el sistema bajo prueba presenta de alguna manera ya habían sido compensadas, por ejemplo: la anexión del prefijo cíclico combate el problema de la dispersión que causa ISI e ICI; la agregación de una etapa de subida y bajada RF desplaza las

banda laterales del espectro de la señal en banda base, para evitar los productos de segundo orden dados por la SSII y la SSBI; el uso de fibra óptica operando en la banda O garantizó la menor dispersión lo que evitó el uso de fibra compensadora de dispersión. Por otra parte, al no implementar en el sistema una técnica de reducción de la PAPR, no es posible alcanzar la BER deseada con un esquema de FEC sencillo y de bajo consumo energético. Por este motivo, se abundó en las diferentes técnicas de reducción de la PAPR, entre las que se encontró que la forma más fácil es recortar la señal aunque esto causa distorsión dentro y fuera de banda. Por otro lado, existen las técnicas sin distorsión pero anexan complejidad al sistema debido al procesamiento de la señal, tales como SLM y PTS que crean símbolos OFDM candidatos, de los cuales se obtiene la PAPR para discriminar cuál de estos tiene la menor y sustituir el original por éste.

En el capítulo 4, se exponen las características específicas de los diferentes bloques del sistema de comunicaciones bajo prueba descrito al principio. Se describe la arquitectura de la detección directa realizada en el receptor óptico con parámetros de dispositivos comercialmente disponibles. Para el receptor eléctrico se remarca la descripción del funcionamiento del ecualizador y su importancia para este sistema. Con el fin de reforzar la explicación anterior, se exponen las figuras del flujo de la señal a través de los diferentes bloques que componen el sistema bajo prueba. Además, se describen los diferentes parámetros de desempeño usados en el capítulo de resultados, como la OSBNR, el EVM y la BER. Finalmente se explica la implementación de las técnicas de reducción de la PAPR: de clipping, SLM así como una propuesta simplificando a SLM convencional, en donde sólo existe una secuencia de fases óptima para todos los símbolos OFDM, por lo que no hace uso del vector de localización en la recepción.

Los resultados principales se exponen en el capítulo 5, donde se compararon los tres métodos con sus variantes: el clipping al 60 y 70 % de la amplitud máxima y mínima de la señal RF-OFDM, SLM con el uso de diferentes matrices de transformación: Hadamard, Riemman, enteros pseudo-aleatorios uniformemente distribuidos UDPI [1,-1] y UDPI [1: 360], y SLM simplificado con las matrices UDPI. El primer filtro de los anteriores métodos, fue observar cual cumplía la reducción de la PAPR de la señal original y el EVM del sistema, clipping resultó en una baja PAPR de la señal transmitida aunque en un alto EVM, atribuido a la fuerte distorsión, lo que induce una fuerte degradación en la señal OFDM al eliminar parte de la forma de onda. SLM con el uso de la matriz de Riemman tuvo la PAPR más baja pero el peor EVM, lo que se atribuye a la distorsión de amplitud inducida, mientras que con el uso de la matriz de Hadamard se tuvo una EVM aceptable pero una PAPR alta.

Por lo anterior, sólo se consideraron viables los métodos SLM y SLM simplificado con las matrices UDPI, al cumplir éstas con la mayor disminución en los dos parámetros mencionados. Posteriormente, se prosiguió con la optimización de la ganancia eléctrica, ya que la reducción en los picos de la señal OFDM permite ocupar una mayor región de operación lineal de la función de transferencia del EAM; la ganancia óptima para las cuatro alternativas analizadas resultó ser de 2.2, es decir, se pudo amplificar más del doble la amplitud de la señal RF-OFDM original al reducir la PAPR, de esta manera se logró un aumento de la OSBPNR y reducción del EVM. Se encontró que la potencia máxima del láser antes de que la señal comenzara a degradar su desempeño debido a los efectos no lineales de la fibra es de 16 dBm. Empleando esta potencia del láser y la ganancia eléctrica de 2.2 se logró obtener el EVM más bajo de 8.304 con SLM convencional y la matriz UDPI [-1,1]. Se observó además que, en comparación, los métodos simplificados dieron también buenos resultados ya que resultaron en valores de 8.52 y 8.68 en el EVM con el uso de las matrices UDPI [-1, 1] y UDPI [1: 360], respectivamente. Con los cuatro métodos se obtuvieron valores mínimos de BER en un rango de 10^{-7} y 10^{-8} .

Finalmente se realizó una gráfica de BER en función de la potencia óptica recibida, en la que se compararon las sensibilidades de las cuatro mejores alternativas anti-PAPR encontradas. Se destaca que el método SLM simplificado resultó una propuesta viable además de efectiva respecto a tiempo de procesamiento y eficiencia del sistema, ya que la sensibilidad en el receptor a una BER de $3.8E-5$ usando esta técnica es prácticamente la misma que usando SLM convencional, siendo a lo más 2 dB mayor para una BER de $1E-7$. De acuerdo con el análisis del presupuesto de potencia del sistema, en el que se toman en cuenta 6 dB de pérdidas debido a los dos filtros ópticos, las cuales no se consideraron en la simulación del sistema bajo prueba y que podrían representar las pérdidas de un MUX para extender el número de canales ópticos transmitidos en la fibra para multiplicar la tasa de transmisión del sistema, la potencia del láser necesaria para alcanzar la sensibilidad del receptor a una BER de $3.8E-5$ es de 12.4 dBm si se emplea el método anti-PAPR SLM simplificado, valor de potencia disponible con los láseres DFB comerciales con el estado del arte actual.

Es conveniente mencionar que la propuesta del sistema bajo prueba aquí analizada se desarrolló por el grupo de comunicaciones ópticas del Instituto de Ingeniería de la UNAM, publicada en el artículo de conferencia “Next-generation 400 Gb/s Ethernet PMD over SMF at 1310 nm via DD-OFDM with electro-absorption modulator-based transmitters”, del cual el autor de la presente tesis es co-autor. La investigación presente, ayuda al mejoramiento de dicha propuesta, al mejorar la técnica de reducción de la PAPR empleada. El desarrollo de este proyecto pretende contribuir a las

futuras investigaciones que busquen disminuir el impacto de la PAPR en el desempeño de sistemas electro-ópticos RF-OFDM.

En este trabajo se implementaron tres técnicas de reducción de la PAPR, pero existen varias otras como: PTS, extensión de constelación, clipping con filtro e inserción de secuencias ficticias, entre otras, que hoy en día siguen surgiendo. Es por esto, que un trabajo a futuro es la implementación y análisis de desempeño de las técnicas anteriores, así como la generación de propuestas propias para brindar un estudio original y con mayor amplitud. Además, el uso de técnicas de reducción de la PAPR no sólo se limita a aplicaciones en redes ópticas como se hace en el presente proyecto, sino que también pueden ser analizadas en comunicaciones RF y comunicación sobre líneas de alimentación (PLC) que también se basan en el uso de OFDM.

Para poder optimizar el sistema bajo prueba fue necesario entender el funcionamiento de los dispositivos que lo componen, por lo que es necesario un trabajo a futuro que proponga nuevos sistemas y realice un estudio profundo sobre el comportamiento de cada dispositivo, por ejemplo: la elección de fibra óptica para el presente propuesta fue una monomodo convencional, aunque se podría extender el análisis usando fibras especiales como Bow-tie o panda. El objetivo final, es que estas investigaciones puedan pasar a la implementación real, ser patentadas y puestas en los mercados de tecnología en comunicaciones.

Acrónimos en Inglés

ADC: Analog-to-Digital Converter

AMZI: Asymmetric Mach-Zehnder Interferometer

AO-OFDM: All Optical-Orthogonal Frequency Division Multiplexing

BER: Bit Error Rate

BPF: Band-Pass Filter

BPSK: Binary Phase-Shift Keying

CCDF: Complementary Cumulative Distribution Function

CE: Constellation Extension

COH: Coherent Detection

CO-OFDM: Coherent Detection-Orthogonal Frequency Division Multiplexing

CP: Cyclic Prefix

CSMF: Conventional Single-Mode-Fiber

CW: Continuous Wave

CWDM: Coarse Wavelength Division Multiplexing

DAC: Digital-to-Analog Converter

DCF: Dispersion Compensating Optical Fiber

DD: Direct Detection

DFB: Distributed Feedback Laser

DFT: Discrete Fourier Transform

DMT: Discrete Multi-Tone

DP-QPSK: Dual-Polarization Quadrature Phase-Shift Keying

DSI: Dummy Sequence Insertion

DSP: Digital Signal Processor

EAM: Electro-Absorption Modulator

EDFA: Erbium-Doped Fiber Amplifier

EML: Externally Modulated Laser

ER: Extra Range

eRF-OFDM: Electrical Radio Frequency Orthogonal Frequency-Division Multiplexing

eSBNR: electrical Sideband to Noise Ratio

EVM: Error vector Magnitude

FEC: Forward Error Correction

FM: Field Modulation

I/Q: In-phase/Quadrature

ICI: Inter-carrier interference
IDFT: Inverse Discrete Fourier Transform
IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineers
IM: Intensity Modulation
ISI: Inter Symbol Interference
ITU-T: Telecommunication Standardization Sector of the International Telecommunications Union
LAN: Local Area Network
LR: Long Range
MAN: Metropolitan Area Network
MCM: Multi-Carrier Modulation
MMF: Multi-Mode Fiber Optic
M-QAM: M-Quadrature Amplitude Modulation
MZDI: Mach-Zehnder Delay Interferometer
MZM: Mach-Zehnder Modulator
NRZ: Non-Return-to-Zero
OBM-OFDM: Orthogonal Band Multiplexing-Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OIF: Optical Internetworking Forum
OMI: Optical Modulation Index
OOK: On/Off Key
OSB_{NR}: Optical Signal-to-Noise Ratio
OSI: Open Systems Interconnection
OSNR: Optical Signal to Noise Ratio
OSSB: Optical Single Side Band
OSSB: Optical Suppressed Side-Band
OTR: Optical-To-RF
OVSF: Orthogonal Variable Spreading Factor
PAM: Pulse-Amplitude Modulation
PAPR: Peak-to-Average Power Ratio
PCS: Procedure Coding System
PDF: Probability Density Function
PON: Passive Optical Network
PRBS: Pseudorandom Binary Sequence
PTS: Partial Transmit Sequence

QAM: Quadrature Amplitude Modulation
QPSK: Quadrature Phase Shift Keying
RF: Radio frequency
RTO: (RF)-To-Optical
S/P: serial to parallel
SLM: Selective Mapping
SMF: Single-Mode Optical Fiber
SOA: Semiconductor Optical Amplifier
SR: Short Range
SSBI: Subcarrier to Subcarrier Beat Interference
SSII: Subcarrier-to-Subcarrier Intermixing Interference
TIA: Transimpedance Amplifier
UCSB: University of California, Santa Barbara
UDPI: Uniformly Distributed Pseudo-random Integers
WDM: Wavelength-Division Multiplexing

Referencias

Capítulo 1

- [1] H. J. R. Dutton, Understanding optical communications, Research Triangle Park, NC: IBM Corporation, International Technical Support Organization, 1998.
- [2] I. Fernández Ruiz, Estudio de sistemas ópticos WDM para su implementación en redes de alta velocidad, México: FI UNAM, 2010.
- [3] F. Idachaba, D. U. Ike y O. Hope, «Future trends in fiber optics communication,» de *Proceedings of the World Congress on Engineering*, London, U.K, 2014.
- [4] O. Fernández Segura, Comparación de arquitecturas WDM para implementar el transceptor óptico de Ethernet a 400 Gb/s, Ciudad de México: FI UNAM, 2015.
- [5] C. Kachris, K. Bergman y I. Tomkos, Optical interconnects for future data center networks, Davis, CA: Springer, 2013.

Capítulo 2

- [1] P. Torres Ferrera, Análisis de sistemas DWM con interfaz óptica para ethernet a 100 y 400 Gb/s con alcance máximo de 40 km, México: FI UNAM, 2012.
- [2] K. Scott, «Media Notation in 802.3ba,» de *Standards, Technology and Architecture Group*, San Francisco, CA, 2009.
- [3] G. Hankins, Evolution of Ethernet speeds what's new and what's next, Palo Alto Research: Xerox company, 2014.
- [4] P. Winterling, Testing 100G transport networks and services, Alemania: JDSU, 2014.
- [5] Division, Sales & Business Development, «Fujitsu optical components,» Fujitsu, 19 Marzo 2015. [En línea]. Available: <http://www.fujitsu.com/jp/group/foc/en/resources/news/press-releases/2015/20150319-1.html>. [Último acceso: 19 Octubre 2015].
- [6] JDSU, «Market wired,» JDSU, 14 Septiembre 2012. [En línea]. Available: <http://www.marketwired.com/press-release/jdsu-to-highlight-key-fiber-optic-and-100g-technology-at-ecoc-2012-nasdaq-jdsu-1701591.htm>. [Último acceso: 20 Octubre 2015].
- [7] Finisar, «Optical transceivers,» Finisar, 2015. [En línea]. Available: <https://www.finisar.com/optical-transceivers/ftlc1121rdnl>. [Último acceso: 20 Octubre 2015].
- [8] ITU-T recommendation, «Telecommunication G.652,» 11 2009. [En línea]. Available: <http://www.itu.int/rec/T-REC-G.652-200911-I/en>. [Último acceso: 02 05 2016].

- [9] O. Fernández Segura, Comparación de arquitecturas WDM para implementar un transceptor óptico de ethernet a 400Gbps, México: FI UNAM, 2015.
- [10] J. B. Jensen, M. Iglesias Olmeido y I. Tafur Monroy, «Modulation formats for beyond-100Gbps Ethernet optical links,» OSA, Lyngby, Denmark, 2013.
- [11] J. L. Wei, J. D. Ingham, D. G. Cunningham, R. V. Penty y I. H. White, «Performance and power dissipation comparisons between 28 Gb/s NRZ, PAM, CAP and optical OFDM systems for data communication applications,» *Journal of lightwave technology*, vol. 30, n° 20, pp. 3273-3275, 2012.
- [12] M. Camera, «100GbE optical transport, appropriate modulation,» Ericsson, Genova Italy, 2010.
- [13] J. C. Rasmussen y al. et., «Digital signal processing for short reach optical links,» de *ECOC*, Cannes, 2014.
- [14] T. Kobayashi y et al., «Over 100 Gb/s electro-optically multiplexed OFDM for high-capacity optical transport network,» *Journal of lightwave technology*, vol. 27, n° 16, pp. 3714-3716, 2009.
- [15] L. Mehedy y M. Bakaul, «Single-channel directly detected optical-OFDM towards higher spectral efficiency and simplicity in 100 Gb/s Ethernet and beyond,» *Optical communication networking*, vol. 3, n° 5, pp. 426-428, 2011.
- [16] X. Ouyang y et al., «Experimental demonstration and field-trial of an improved optical fast OFDM scheme using intensity-modulation and full-field detection,» *Journal of lightwave technology*, vol. 33, n° 20, pp. 4353-4354, 2015.
- [17] L. Mehedy y et al., «100 Gb/s 1024-way-split 100-km long-reach PON using spectrally efficient frequency interleaved directly detected optical OFDM,» de *IQEC/CLEO Pacific Rim*, Sydney, Australia, 2011.
- [18] L. Mehedy, M. Bakaul y A. Nirmalathas, «115.2 Gb/s Optical OFDM Transmission with 4 bit/s/Hz spectral efficiency using IEEE 802.11a OFDM PHY,» de *OptoElectronics and Communications*, Melbourne, 2009.
- [19] H.-Y. Chen y et al., «EAM-based high-speed 100-km OFDM transmission featuring tolerant modulator operation enabled using SSII cancellation,» *Optical Society of America*, vol. 22, n° 12, pp. 14638-14640, 2014.
- [20] Y. Wang, J. Yu y N. Chi, «Demonstration of 4 x 128-Gb/s DFT-S OFDM signal transmission over 320-km SMF With IM/DD,» *IEEE Photonics Journal*, vol. 8, n° 2, 2016.
- [21] D. Che y et al., «Optical direct detection for 100G short reach applications,» de *Asia Communications and Photonics*, Shanghai, 2014.
- [22] X. Xu y et al., «Advanced modulation formats for 400-Gbps short-reach optical interconnection,» OSA, vol. 23, n° 1, pp. 493-496, 2015.

Capítulo 3

- [1] E. E. Luna Rojero, *Matemáticas Avanzadas*, México: Facultad de Ingeniería, UNAM, 2003.
- [2] W. Shieh y I. Djordjevic, *OFDM for optical communications*, San Diego: Elsevier, 2010.
- [3] Q. Yang, A. Al Amin y W. Shieh, *Impact of nonlinearities on fiber optic communications*, Melbourn: Springer, 2011.
- [4] I. Kang y et al., «Transmission of 35-Gb/s all-optical OFDM signal over an all-EDFA 1980-km recirculating loop consisting of SSMF and DCF without using tunable dispersion compensation,» p. 3, 27 07 2011.
- [5] M. Á. García Yáñez, *Propuesta de análisis de un sistema óptico coherente de comunicación multicanal para Ethernet a 1.6 Tbps*, México: FI UNAM, 2016.
- [6] P.-C. Ku, «Electro-absorption Modulators,» de *U. Berkeley*, USA, 2001.
- [7] H. D. Jung y et al., «Nonlinearity suppression of electroabsorption modulator through dual-parallel modulation,» *Microwave and optical technology letters*, vol. 29, n° 1, p. 3, 2001.
- [8] C. Sui, *Performance of MB-OFDM Ultra-Wideband Signals Over Fiber Transmission Using a Low Cost Electro-Absorption Modulator Integrated Laser*, Montreal, Quebec, Canada: Concordia University, 2010.
- [9] B. J. C. Schmidt, A. J. Lowery y J. Armstrong, «Experimental demonstrations of electronic dispersion compensation for long-haul transmission using direct-detection optical OFDM,» *Journal of lightwave technology*, vol. 26, n° 1, pp. 196-202, 2008.
- [10] P. Moreno Gómez, *Formatos de modulación avanzados para sistemas de comunicaciones ópticas coherentes*, Sevilla: Universidad de Sevilla, 2011.
- [11] Q. Yang, A. Al Amin y W. Shieh, *Impact of nonlinearities on fiber optic communications*, Melbourn: Springer, 2011.
- [12] A. K. Kajla, «Design OFDM system and overcome nonlinear distortion in OFDM signal at transmitter using peak to average power ratio (PAPR) reduction techniques,» *Arya Institute of Engineering and Technology*, Kukas, Jaipur, 2015.
- [13] P. Ferrera Torres, O. Segura Vázquez y R. Gutiérrez Castrejón, «4 x 100Gb/s WDMDD-OFDM using EAM for next generation Ethernet transceivers over SMF,» *Optics Communications*, n° 265, pp. 86-92, 2016.
- [14] Q. S. Wen y et al., «The implement of low-PAPR OFDM system,» *IEEE*, Beijing, 2006.
- [15] M. Chauhan, S. Patel y H. Patel, «Different techniques to reduce the PAPR in OFDM system,» *International Journal of Engineering Research and Applications*, vol. 2, n° 3, pp. 1292-1293, 2012.

- [16] J. Armstrong, «OFDM for optical communications,» *Journal of lightwave technology*, vol. 27, n° 3, p. 16, 2009.
- [17] E. Million, «The Hadamard product,» San Francisco, California, April 12, 2007.
- [18] Y. Handali, I. Nizan y D. Wulich, «On channel capacity of OFDM with SLM method for PAPR,» de *IEEE 24th Convention of Electrical and Electronics Engineers*, Beer-Sheva, ISRAEL, 2006.
- [19] S.-J. Ku y C.-L. Wang, «A new side-information free PTS scheme for PAPR reduction in OFDM systems,» de *Wireless and Mobile Computing*, Shanghai, 2012.
- [20] P. Varahram y W. F. Al-Azzo, «A low complexity Partial Transmit Sequence scheme by use of dummy signals for PAPR reduction in OFDM systems,» *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 56, n° 4, pp. 2416-2417, 2010.
- [21] D. Jian-e y Z. T. Lin, «A low PAPR OFDM algorithm with the guaranty for data security,» de *Control and Intelligent Systems*, Kunming, 2011.
- [22] H.-Y. Chen y et al., «EAM-based high-speed 100-km OFDM,» *OSA*, vol. 22, n° 12, 2014.
- [23] A. J. Lowery y J. Armstrong, «Orthogonal-frequency-division multiplexing for dispersion compensation of long-haul optical systems,» *Optics express*, vol. 14, n° 6, p. 2082, 2006.
- [24] S. O. Vázquez Sánchez, «Multiplexación por división de frecuencia,» de *Modelado y simulación de sistemas ópticos multiportadora para incrementar la eficiencia espectral*, México, Intituto de Ingeniería UNAM, 2015, pp. 22-23.
- [25] A. A Al-jzari, I. Kostanic y K. H. Mohamed Mabrok, «Effect of variable cyclic prefix length on OFDM system performance over different wireless channel models,» *Universal Journal of Communications and Network*, vol. 3, n° 1, p. 7, 2015.
- [26] Govind P. Agrawal, *Fiber-optic communication systems*, 3rd edition New York J. Wiley, 2002.

Capítulo 4

- [1] P. Torres Ferrera, L. Pacheco Ramírez y R. Gutiérrez Castrejón, «Next-generation 400 Gb/s Ethernet PMD over SMF at 1310 nm via DD-OFDM with electro-absorption modulator-based transmitters,» de *7th IEEE Latin-American Conference on Communications (LATINCOM)*, Arequipa, 2015.
- [2] R. Paschotta, «RP PhotonicsEncyclopedia,» 2012. [En línea]. Available: https://www.rp-photonics.com/distributed_feedback_lasers.html. [Último acceso: 12 05 2016].
- [3] J. P. Turkiewicz, «Cost-effective nx25 Gbit/s DWDM transmission in the 1310 nm wavelength domain,» *Optical Fiber Technology*, vol. 17, n° 3, pp. 179-180, 2011.

- [4] M. Jamro y J. Senior, «Chirp control of an electroabsorption modulator to be used for regeneration and wavelength conversion at 40 Gbit/s in all-optical networking,» *Photonic Network Communications*, vol. 10, n° 2, pp. 268-271, 2005.
- [5] H.-W. Chen, Y.-h. Kuo y J. E. Bowers, «High speed silicon modulators,» IEEE, Santa Barbara, CA, 2009.
- [6] ITU-T recommendation, «Telecommunication G.652,» 11 2009. [En línea]. Available: <https://www.itu.int/rec/T-REC-G.652-200911-I/en>. [Último acceso: 02 05 2016].
- [7] P. L. Kelley, I. P. Kaminow y G. P. Agrawal, *Nonlinear fiber optics*, Orlando, Florida: Academic Press, 2001, pp. 51-58.
- [8] Finisar Corporation, «Product specification 50 GHz dual-window photodetector XPDV2320R,» 2015. [En línea]. Available: https://www.finisar.com/sites/default/files/downloads/xpdv2320r_50_ghz_dual-window_photodetector_product_specification_rev_a2.pdf. [Último acceso: 03 05 2016].
- [9] O. Segura Vázquez, P. Torres Ferrera, R. Gutiérrez Castrejón y I. Tomkos, «Unamplified 10-km transmission using direct-detection optical OFDM superchannel at 100 Gbps,» de *Latin America Optics and Photonics Conference*, Cancun, Mexico, 2014.
- [10] Matlab major update, «The Language of Technical Computing,» Mathworks, [En línea]. Available: <http://www.mathworks.com/products/matlab/?refresh=true>. [Último acceso: 04 05 2016].
- [11] VPIphotonics, «Design of Photonic Systems & Networks,» VPI design automation, [En línea]. Available: <http://www.vpi Photonics.com/Tools/OpticalSystems/>. [Último acceso: 04 05 2016].
- [12] Mathworks, «gallery,» The MathWorks, Inc., [En línea]. Available: <http://www.mathworks.com/help/matlab/ref/gallery.html>. [Último acceso: 13 05 2016].

Capítulo 5

- [1] Y. Handali, I. Nizan y D. Wulich, «On channel capacity of OFDM with SLM method for PAPR reduction,» de *IEEE 24th Convention of Electrical and Electronics Engineers*, Israel, 2006.
- [2] P. Torres Ferrera, L. Pacheco Ramírez y R. Gutiérrez Castrejón, «Next-generation 400 Gb/s Ethernet PMD over SMF at 1310 nm via DD-OFDM with electro-absorption modulator-based transmitters,» de *7th IEEE Latin-American Conference on Communications (LATINCOM)*, Arequipa, 2015.
- [3] F. Moliner García, *Análisis del OSNR de configuraciones de enlaces de fibra óptica*, Madrid: Escuela Politecnica de Madrid, 2009, pp. 58-57.
- [4] S. P. Singh y N. Singh, «Nonlinear effects in optical fibers: origin, management and applications,» *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 73, p. 249–250, 2007.

Anexo A

Parámetros de desempeño (OSBNR, EVM, BER)

Entre los parámetros de desempeño que ayudan a la interpretación de resultados del sistema de comunicaciones bajo prueba a optimizar están: la relación banda lateral óptica a ruido (OSBNR), magnitud del vector error (EVM) y la tasa de bit en error (BER). Antes de explicar la OSBNR se debe explicar la relación señal a ruido óptica (OSNR), que expresa la comparación entre la potencia relativa del ruido y la señal óptica, es decir, refleja si la recepción es correcta en un sistema óptico. La OSNR matemáticamente se puede expresar como la relación logarítmica entre la potencia promedio de la señal óptica y la potencia promedio del ruido, como se muestra en la siguiente ecuación:

$$OSNR = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{sig}}{P_{noise}} \right)$$

Donde P_{sig} es la potencia de la señal óptica y P_{noise} es la potencia del ruido en un ancho de banda definido, experimentalmente la OSNR se puede medir con un analizador de espectro óptico (OSA). En el sistema bajo prueba y en los resultados se mide la razón banda lateral óptica a ruido (OSBNR), ya que en los espectros ópticos de las diferentes etapas del sistema de la señal modulada es más importante medir la OSBNR que la OSNR; en la simulación OSBNR se mide utilizando una resolución de 12.5 GHz.

La BER expresa la relación entre los bits enviados y los bits que se reciben erróneos, por la simplicidad en la comparación, la BER se ha convertido en el parámetro más popular del desempeño de los sistemas de comunicaciones. En el cálculo de la BER se necesita la demodulación de las secuencias de bits, si los valores de BER que se desean medir son muy pequeños, la secuencia de bits debe ser muy grande lo cual resulta en elevados tiempos computacionales. Los parámetros BER y OSNR se pueden conjuntar para dar un criterio más de evaluación de los sistemas de comunicaciones en la que se puede comparar los tipos de modulaciones digitales.

El EVM es una medida de error entre los símbolos medidos y los símbolos esperados, la obtención del EVM no necesita demodular los bits, lo que genera ventaja sobre la BER, cuando se tienen secuencias de bits muy largas con esquemas de modulación avanzadas, además se tiene la característica de que a partir del EVM se puede calcular la BER mediante aproximaciones teóricas. Conforme a lo anterior, en la simulación se eligió primero obtener el EVM y después calcular analíticamente la BER mediante la expresión:

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

Donde L representa los niveles de la modulación M-QAM, Q(x) es una función definida como:

$$Q(x) = 0.5 \cdot \operatorname{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right)$$

La función erfc (x) representa la función de error complementario.

Anexo B

Artículo presentado en la conferencia “7-th Latin American Conference on Communications (IEEE Latincom 2015)”, celebrada del 4 al 6 de Noviembre de 2015 en Arequipa, Perú.

Next-generation 400 Gb/s Ethernet PMD over SMF at 1310 nm via DD-OFDM with electro-absorption modulator-based transmitters.

P. Torres-Ferrera, L. Pacheco-Ramírez, R. Gutiérrez-Castrejón
Instituto de Ingeniería, Universidad Nacional Autónoma de México UNAM,
Cd. Universitaria, Coyoacán 04510 Mexico City, Mexico.
{PTorresF, LPachecoR, RGutierrezC}@iingen.unam.mx

Abstract—The technical feasibility of an unamplified 4 x 100 Gb/s wavelength division multiplexed direct-detection optical OFDM system that uses electro-absorption modulators (EAM) as transmitters is numerically demonstrated for up to 10-km reach of single-mode fiber (SMF) in O-band and 800 GHz-channel spacing. Based on the use of currently available optical components, most of which were developed for the current long-reach Ethernet standard, operating around 1300 nm, error-free operation (pre-FEC BER < 3.8E-5) is achieved. The architecture here put forward represents a backward compatibility alternative that can be used to define next-generation 2- and 10-km 400 Gb/s Ethernet standard.

Keywords—wavelength division multiplexing; optical OFDM; direct detection; 400 Gb/s Ethernet; 1310 nm optical window.

I. INTRODUCTION

Ethernet is the most widely deployed technology to set up local area networks. In recent years, through the incorporation of optical transceivers to support higher data rates, its reach has been extended to also embrace metropolitan and data center links. The most recent addition to the IEEE 802.3 (or Ethernet) standard was published in June 2010 [1]. It defines specifications for 40 and 100 Gb/s data rate links for several transmission distances. In particular, for long-reach applications up to 10 km, the physical medium dependent (PMD) sublayer running at 100 Gb/s, termed 100GBaseLR4, uses a conventional single-mode fiber (CSMF) and wavelength division multiplexing (WDM) technology to transmit four wavelengths at 25 Gb/s raw data rate. The optical channel plan follows the ITU-T G.694.1 recommendation for O band with 800 GHz channel spacing as follows: 1295.56, 1300.05, 1304.58 and 1309.14 nm [2]. In the usual implementation approach [3], the four optical signals, each running at an actual rate of 25.78125 Gb/s, are wavelength division multiplexed into the fiber. For simplicity, non-return-to-zero (NRZ) is chosen as modulation format, because in this way, cost-effective EAMs can be used in the transmission side, and uninvolved direct-detection optical front-ends (OFEs), and corresponding 25 Gb/s electrical receivers, are employed in the receiver side. For the 100 Gb/s extended-reach (up to 40 km) PMD, termed 100GBaseER4, the transceiver architecture preserves the 100GBaseLR4 configuration, but a semiconductor optical pre-amplifier (SOA)

is added to the design in order to extend the system power budget [3]. The first and second generations of 100 Gb/s Ethernet transceivers for 10 and 40 km reach, termed C Form-Factor Pluggable (CFP) and CFP2, respectively, are nowadays commercially available, while the third generation (CFP4) is still in beta version [4].

Due to the apparently unending bandwidth demand explosion, in May 2014 the IEEE 400 Gigabit Ethernet (400 GbE) Task Force (TF) was established. Its mission so far has been to lead the efforts of the research community to develop an Ethernet standard running four times faster than the current version. Different approaches have been considered to implement the PMD sublayer on CSMF for 2 and 10 km reach [5]. The simplest implementation approach consists in the use of 16 optical channels, each modulated at 25 Gb/s in NRZ format [6]. This solution, however, requires 12 more transceivers than its predecessor, with the corresponding increase in implementation cost and power consumption. An alternative architecture, attractive because it achieves an adequate trade-off between technical complexity and cost [7], is an 8 x 50 Gb/s WDM design using pulse amplitude modulation with four levels (PAM-4). This set up, however, still requires two times more transceivers than the 100GBaseLR4 implementation. Yet another approach to maintain the current optical component count, and therefore achieve the right balance between potential 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 [8]. Unfortunately, this solution relies on intricate coherent optical transmission technology. Another simpler alternative consists of using a recently developed (in the optical domain) modulation technique called direct-detection optical orthogonal frequency-division multiplexing (DD-OFDM) [9]. This flexible communication technique, based on a multi-carrier approach, naturally increases the system's spectral efficiency, but avoids the complexity of coherent optical transmission. It can even digitally compensate for fiber dispersion. Among several different OFDM implementation designs to set up the 4 x 100 Gb/s Ethernet system, the one that practically uses the same optical components employed in the aforementioned 4 x 25 Gb/s 100GBaseLR4 configuration is especially attractive to reduce

development costs. Although the reuse of the DFB lasers and photodiodes is straightforward, the use of EAMs in a DD-OFDM environment is limited by the narrow linear region of its transmission function. Such shortcoming results in nonlinearity-induced subcarrier-to-subcarrier intermixing interference (SSII) due to the normally high peak-to-average power ratio (PAPR) that OFDM driving signals exhibit [10]. Nevertheless, EAMs present attractive features such as low drive voltages and power consumption, a bandwidth of at least 50 GHz, integrability with the laser source in a compact structure and potentially lower cost as compared to Mach-Zehnder modulators (MZMs) [11]. Although the proposed solution might be more technically complex and currently more expensive than an 8 x 50 Gb/s PAM-4 approach, we believe its cost will become reduced in the mid-term, as ultra-high-speed electronic devices becomes more widely available.

Aided by a relatively simple random phase-shifting method to reduce the impact of the EAM nonlinearity [12], in this article we propose and numerically demonstrate the technical feasibility up to 10-km of a 4 x 100 Gb/s WDM architecture, prone to be used in 400 GbE, where each 100 Gb/s optical channel is implemented by means of DD-OFDM. This work thus contributes to leverage the use of DD-OFDM systems in short-haul and metro networks [13–15]. However, the most relevant characteristic of the proposed system configuration is that it is built for O-band around the optical components employed to set up the already developed 100GBaseLR4 PMD sublayer. Moreover, in contrast to related investigations aimed for longer reach [16–18], the proposed transceivers do not resort to sophisticated DSP techniques that perform SSII cancellation to increase the EAM operational region, thus increasing the simplicity and appeal of the proposal.

II. SIMULATION SETUP

The system, implemented on VPI TransmissionMaker™ V9.2, is presented in Fig. 1. Four electrical RF-OFDM (eRF-OFDM) transmitters drive corresponding optical OFDM channels using different pseudo-random bit sequences (PRBS), 2^{19} bits-long, that are mapped into 2^{17} 16-QAM symbols. Each OFDM symbol consists of 255 16-QAM symbols plus one symbol at the center of the data block (DC subcarrier) that is set to zero. A random phase shift is added to every single 16-QAM

symbol in the block to reduce PAPR [12]. The same phase shift value is added to each symbol that modulates the same sub-carrier for all OFDM symbols. As mentioned below, a pilot signal-based digital equalizer corrects the phase distortion of each symbol at the receiver side, including these intentionally added phase shifts. No signal clipping is applied. The 110 Gb/s rate per optical channel results from including to the 100 Gb/s required in the Ethernet MAC sublayer, the extra 3.125% data rate needed for PCS coding (assuming the same coding as for the 100GBaseER4), 2% to allocate the cyclic prefix (CP), 3% overhead for FEC and 0.8% for a pilot OFDM symbol. Each data block is then inverse-Fourier transformed and digital to analog converted through zero-padding. A cyclic prefix of 181.8 ps for an optical fiber 10-km long is then added to supply enough guard time between OFDM symbols. The two analog electrical signals are mixed with the 0 and $\pi/2$ phases of a local oscillator (LO) operating at $f_{RF} = 41.25$ GHz. This creates a frequency guard band of 27.5 GHz between the optical carrier and the lowest frequency OFDM subcarrier, thus preventing intermodulation products to fall into the detection bandwidth (see Fig. 4) [9]. Both signals are then combined to create the eRF-OFDM signal that drives each externally modulated laser (EML), which is fed using a CW DFB laser with OSNR = 40 dB, 1 MHz linewidth and output power of 13 dBm [19]. The DFB frequencies were centered in accordance with the 100GBaseLR4 standard grid: 229.0, 229.8, 230.6 and 231.4 THz (1309.14, 1304.58, 1300.05 and 1295.56 nm). A well-known small-signal EAM model is employed to carry out the simulations [20]. It is based on the use of third-order voltage-dependent Taylor series of the transmission magnitude $T(V(t))$ and the linewidth enhancement (or chirp) factor $\alpha(V(t))$, where $V(t) = V_{bias} + V_m(t)$, V_{bias} is the DC bias voltage and V_m is the modulating voltage. They read $T(V) = T_0 + T_1V + T_2V^2 + T_3V^3$ and $\alpha(V) = \alpha_0 + \alpha_1V + \alpha_2V^2 + \alpha_3V^3$ [21]. Measured values of a typical EAM [20]: $[T_0, T_1, T_2, T_3; \alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3] = [0, -2.75, -6.30, +1.5; 0.2, -0.3, -0.4, +0.1]$ are used. Calculated characteristic curves are shown in Fig. 2 for a CW input power of 0 dBm. Additionally, in order to incorporate into the simulation model the frequency response of both the EAM and the electrical amplifier (eA) placed before it, a fifth-order Gaussian filter exhibiting a 3-dB bandwidth of 60 GHz was placed at the EAM electrical input port. This allowed us to simulate the electro-optic small-signal frequency response of a high-bandwidth EAM (> 50 GHz), e.g. [22], and therefore

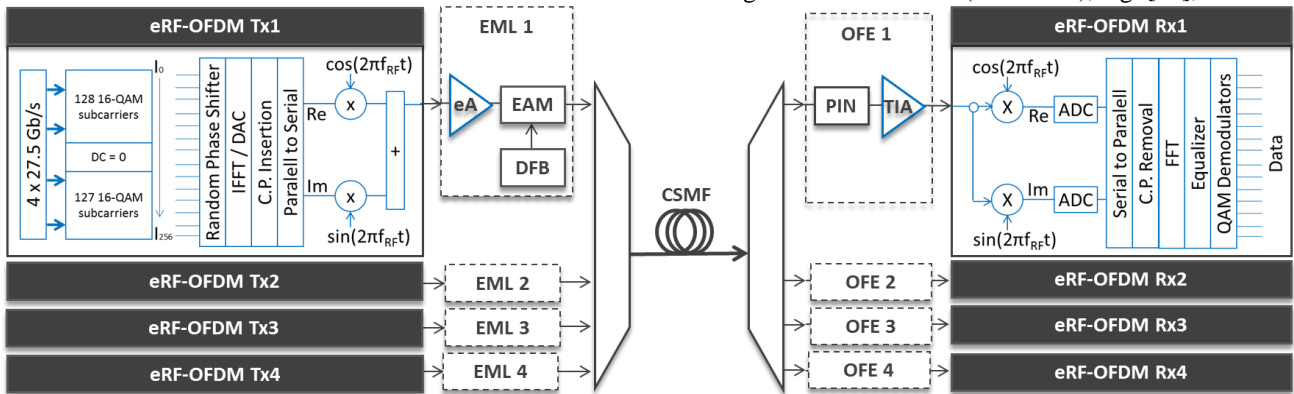


Fig. 1. Schematic diagram of the WDM 4 x 100 Gb/s DD-OFDM transmission system. Electrical elements in blue.

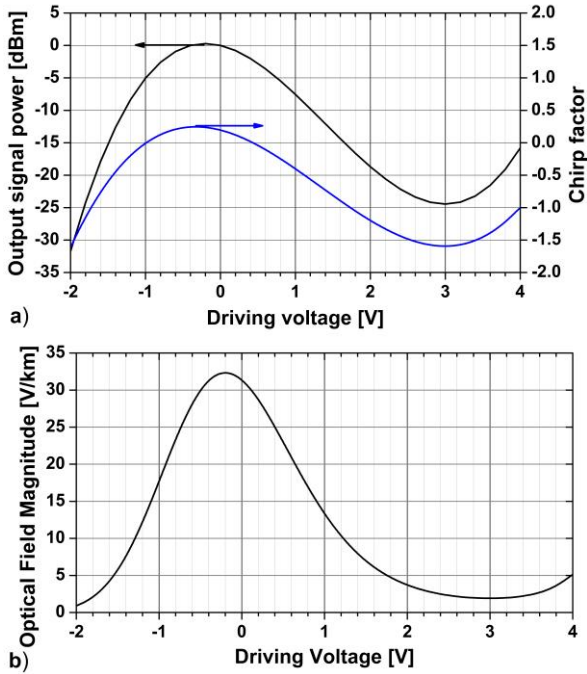


Fig. 2. Transfer function characteristics of the EAM as a function of the driving voltage for a CW input power of 0 dBm.

take into account the ultra-high speed requirements of the transmission system.

The optical 4:1 MUX (DEMUX) was modeled via a third-order Gaussian bandpass filter with insertion losses of 3 dB and optimized FWHM bandwidth of 106.5 (81.5) GHz. The central frequencies of the MUX are $229 \text{ THz} + f_{\text{RF}} + N \cdot \Omega$, where $N = 0, 1, 2$ and 3 . The central frequencies of the DEMUX are shifted -14 GHz relative to those of the MUX. The MUX is also used to suppress the lower sideband (SB) of the optical signal and to optimize for each channel the carrier-to-SB power-ratio for minimum BER. The four multiplexed optical single-SB waveforms plus carriers are then launched into a CSMF whose characteristics at $\lambda=1310 \text{ nm}$ are: attenuation of 0.5 dB/km, chromatic dispersion of $-0.02 \text{ ps}/(\text{nm} \cdot \text{km})$, slope of $0.09 \text{ ps}/(\text{nm}^2 \cdot \text{km})$, $A_{\text{eff}} = 80 \mu\text{m}^2$, polarization mode dispersion of $3.1623 \times 10^{-15} \text{ s}/\sqrt{\text{H}}$ and nonlinear index of $26 \times 10^{-21} \text{ m}^2/\text{W}$. After propagation along the fiber link and demultiplexing, each optical waveform is directly detected using a commercially available 50-GHz PIN photodiode whose responsivity is 0.45 A/W and that takes into account a dark current of 100 nA with shot noise and thermal noise of $10 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ [23]. The optical front-end is complemented with a 60-GHz trans-impedance amplifier (TIA) [24], which is modeled as a noiseless and linear device. Once in the receivers, the inverse operations carried out at the transmitters are performed in reverse sequence (see Fig. 1) aided by eight 56 GS/s ADCs [25] that digitize the signals. After Fourier-transformation, a one-tap equalizer [26] is employed to compensate for phase and amplitude distortions that result from the transmission process. These include the effect of fiber dispersion and, especially, the random phases introduced at the transmitter to reduce PAPR. The equalizer coefficients are determined, for each optical channel, by calculating the phase and amplitude error of every 16-QAM symbol in the first OFDM

symbol, which results from comparing the received pilot OFDM symbol with an exact replica of the transmitted pilot OFDM symbol. The same filter, which is nothing but a complex multiplication, is then used to equalize the rest of the signal in a (OFDM) symbol-by-symbol basis. Following [27], the BER of the transmission system is theoretically estimated from the EVM that is measured from the constellations. Accurate theoretical predictions of the BER (in the order of 10^{-6}) for low EVM measurements are guaranteed from Fig. 2.b of [28], that shows, for the same electrical OFDM setup used here, a very close match between theoretical estimations (solid) and actual BER measurements (circles) when transforming from EVM to BER. The theoretical approach is normally preferred because of its inherent reduction of simulation time. A low-overhead (3%) Reed-Solomon RS(528, 514) FEC scheme similar to the one standardized in IEEE 100GBaseKR4, exhibiting a latency $\sim 100 \text{ ns}$ and very low power consumption is used to guarantee a currently accepted free-error BER $\leq 1 \times 10^{-13}$ for a pre-FEC BER $\leq 3.8 \times 10^{-5}$ [29].

III. RESULTS

Optimization of EAM parameters

In order to preserve the orthogonality among sub-carriers and avoid SSII, a linear RF-to-optical (RTO) signal conversion is necessary for any optical OFDM implementation [10, 30]. Undesirably, the transmission function of an EAM has a narrow linear region compared to that of a typical MZM; therefore, maintaining the driving voltage within the linear regime of the EAM produces a low optical modulation index (OMI) [16], and the SB optical power becomes relatively low. The OMI of the signal can be increased at the expense of driving the EAM beyond its linear range, but this in turn would increase the SSII. This inverse relation between OMI and SSII can be quantified in terms of the optical SB-to-noise-ratio (OSBNR). In order to explore the impact of driving the modulator in different regions of its transmission function on the OSBNR and the performance of the system, in Fig. 3 five representative cases are presented and analyzed. As mentioned before, the voltage of the driving signal is the sum of the EAM bias voltage (static) and the voltage of the modulating signal (dynamic). The latter could be varied by changing the electrical gain (eG) of the eA that is placed at the input of each EAM (see Fig. 1). The scenarios presented in Fig. 3 are formed by combining pairs of eG and V_{bias} values. Each of the five subfigures that comprises Fig. 3 provides the following graphical information: the electrical driving signal (composed by adding the bias voltage to the modulating signal), the corresponding operation region over the optical field transfer function, and the optical spectrum at the output port of the EAM. The OSBNR is also displayed. The analysis is carried out on Ch. 3. For a fixed $V_{\text{bias}} = 0.9 \text{ V}$, Figs. 3.a1, 3.a2 and 3.a3 show results for $eG = 1.0, 2.5$ and 4.0 , respectively. Note that $V_{\text{bias}} = 0.9 \text{ V}$ lies approximately in the middle of the linear region of the modulator. For $eG = 1.0$, the modulating signal has an RMS voltage of $0.14 V_{\text{RMS}}$ and maximum voltage excursions of $\pm 0.6 \text{ V}$. For the EAM used in our investigation a linear RTO transformation is achieved for driving voltages between 0.2 and 1.4 V (see Fig. 2.b.), therefore, when $eG = 1.0$, the signal clearly drives the modulator within its linear regime. Nonetheless, a relatively low optical OSBNR of 19.3 dB is obtained. For $eG =$

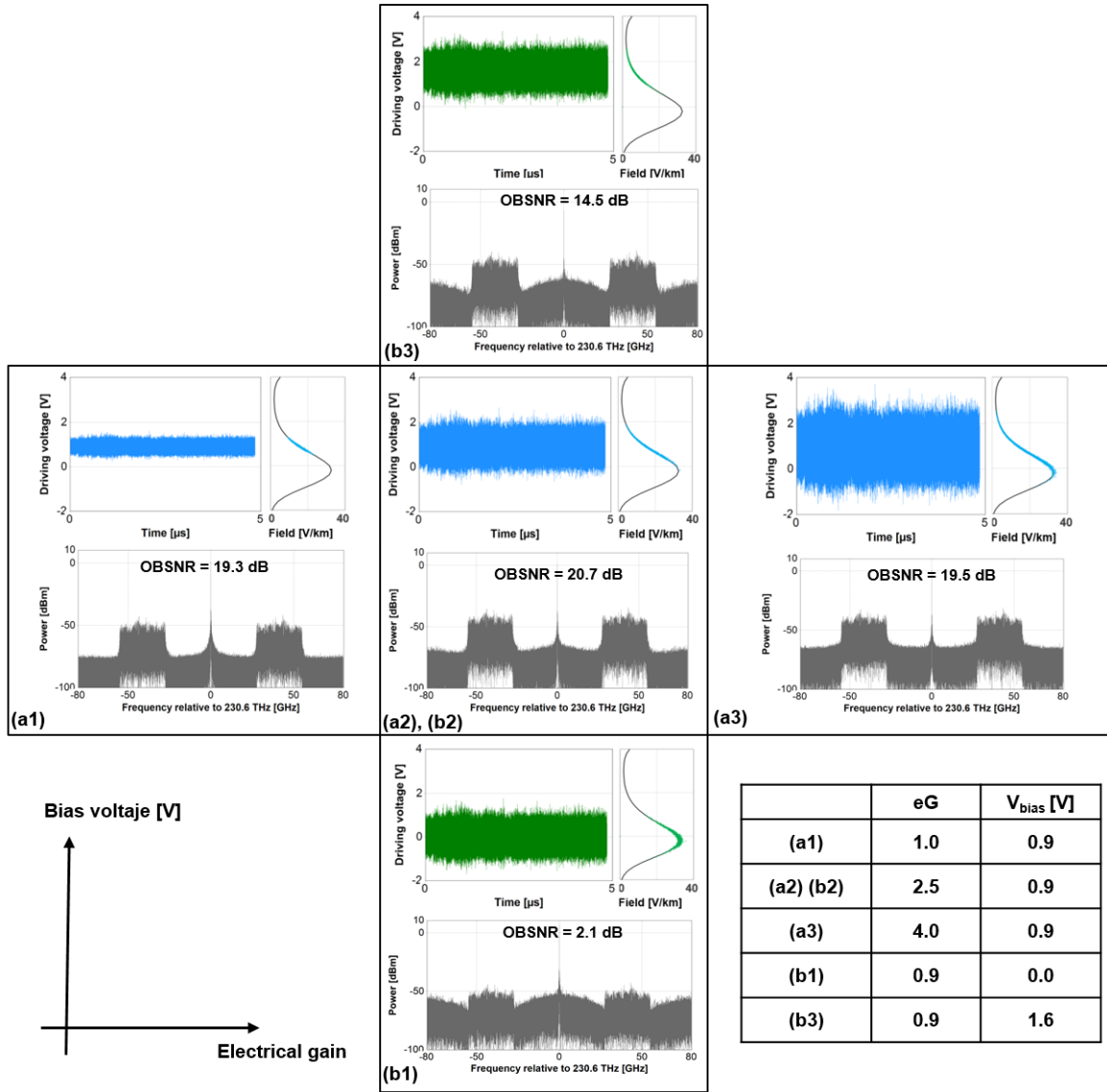


Fig.3. Electrical driving signal at the input of the modulator, EAM region of operation on the transmission function, and corresponding optical spectrum at the output of the EAM for representative pairs of eG and V_{bias} . The OSBNR is measured at a resolution of 12.5 GHz.

2.5, the resulting amplified modulating signal has in this case a $0.35 V_{RMS}$ voltage with excursions in the order of ± 1.0 V. Although some of the voltage peaks lie outside the linear range, most of the signal is linearly RTO transformed; in consequence, the OSBNR increases to 20.7 dB. For the third case ($eG = 4.0$), an electrical signal with RMS voltage of $0.56 V_{RMS}$ and excursions greater than ± 1.5 V drives the modulator out of its linear operation regime, which results in an OSBNR = 19.5 dB. Regardless of the fact that the SB optical power increases by 10 dB when eG increases from 1.0 to 4.0, the resulting OSBNR exhibits a marginal change of only 0.2 dB. This occurs because the SSII also increases as a result of operating the EAM within its non-linear region (see corresponding spectra in Figs. 3.a1 and .a3). The BER values obtained when $eG = 1.0$, 2.5 and 4.0 are 1.1×10^{-2} , 1.5×10^{-5} and 1.3×10^{-2} , respectively, which are consistent with the OSBNR value obtained in each case. Now, if the eG value is fixed to 2.5 and V_{bias} is set to 0 and 1.6 V, the graphs in Figs. 3.b1 and 3.b3, come up. The intermediate

situation, $V_{bias} = 0.9$ V, has previously been analyzed (Fig. 3.a2). For a fixed eG , the modulating signal remains the same in the three cases. However, a variation in V_{bias} shifts the EAM operation region, and in consequence the SSII value, keeping fixed the SB-optical power. For $V_{bias} = 0$ V, the signal drives the modulator under a strong non-linear regime. This results in a drastic increase of the SSII and a sharp reduction of the OSBNR (see the spectrum in Fig. 3.b1), e.g. from 20.7 dB, for a reference $V_{bias} = 0.9$ V, to 2.1 dB. For a greater $V_{bias} = 1.6$ V, the operation regime lies again in the non-linear region and a low OSBNR of 14.5 dB is obtained. The poor BER values obtained for $V_{bias} = 0$ and 1.6 V are 1.5×10^{-1} , and 3.8×10^{-2} , again consistent with their corresponding OSBNR values.

The previous analysis shows that an adequate trade-off between OMI and modulator nonlinear distortion should then be found to obtain an optimum value of OSBNR that maximizes the system performance. Fig. 4.a and 4.b presents, for the 4

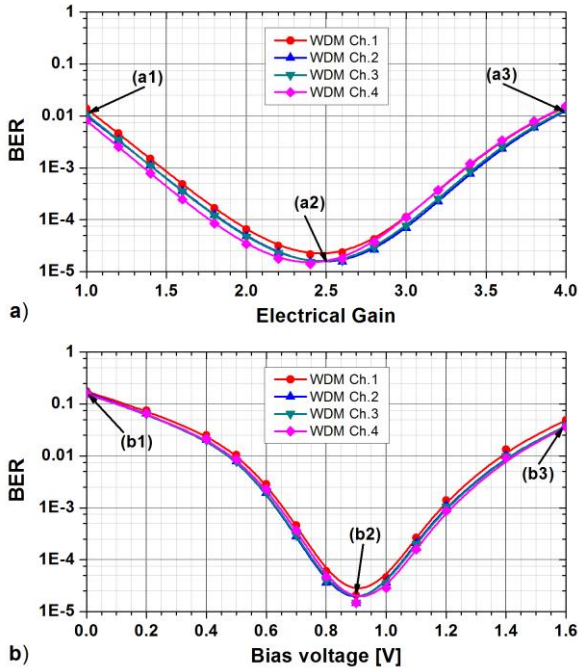


Fig. 4. BER of the setup shown in Fig.1 after 10-km of fiber propagation as a function of a) the electrical gain of the amplifier placed at the input of the EAM and b) the bias voltage of the EAM. The cases shown in Fig. 3 are highlighted.

WDM channels, and after 10-km of fiber propagation, curves of BER versus eG for $V_{\text{bias}} = 0.9$ V and BER versus V_{bias} for eG = 2.5, respectively. The particular cases discussed in relation to Fig. 3 are highlighted in Fig.4. It could be observed that, irrespective of the channel, there is an optimum eG (V_{bias}) of about 2.5 (0.9 V) that minimizes the BER. For these values all channels outperform the pre-FEC limit of 3.8×10^{-5} . For eG and V_{bias} values lower (higher) than 2.5 and 0.9 V, respectively, the BER performance decreases as a result of OMI (SSII) reduction (increase). The optimum values of eG and V_{bias} here derived were used to carry out the rest of the simulations.

Technical Feasibility of the Proposed Ethernet System

The technical feasibility of the 4 x 100 Gb/s DD-OFDM system for up to 10 km of fiber is now numerically demonstrated using the optimized EAM. Fig. 5 shows curves of BER versus ROP. Single-channel performance results, measured at Ch.3, are presented for the BtB (black curve with squares) and 10 km fiber transmission (red curve with circles) cases. Sensitivities at BER = 3.8×10^{-5} of -6.8 dBm and -6.6 dBm are respectively measured, leading to a relatively small power penalty (PP) of 0.2 dB. This fiber PP (FPP) is mainly attributed to the dispersion-induced phase mismatch between the optical carrier and the SB at the detection stage since the ~ 20 ps/nm accumulated chromatic dispersion after 10 km is electronically compensated at the receiver. The penalty due to fiber non-linear effects was found to be negligible. When the four channels are launched into the 10-km CSMF (blue curve w/triangles), a sensitivity of -6.5 dBm is measured, which results in a PP of 0.1 dB with respect to the single channel case. This PP can be ascribed to linear cross-talk (XTPP). Both penalties, FPP (0.2 dB) and XTPP (0.1 dB), are very low, and are the result of an adequate choice of the optical

channel operating wavelengths. In the former case, all wavelengths are located very close to the fiber zero-dispersion wavelength, this results in low accumulated chromatic dispersion values. In the latter case, the difference between any two wavelengths (or channel spacing) can be considered wide enough to practically eliminate the effect of XT. Had the channel plan been placed on the C-band (in which an accumulated chromatic dispersion of ~ 173 ps/nm is obtained for 10-km of CSMF) with a narrower channel spacing of 100 GHz, the corresponding penalties would have increased to FPP = 3.0 dB and XTPP = 1.0 dB [12]. Note however, that all four channels would have also observed a lower CSMF attenuation value of about 0.2 dB/km, leading to total losses of 9 dB (6 dB for MUX and DEMUX, 1 dB for connectors and 2 dB for 10-km CSMF attenuation). In contrast, the total losses of the system analyzed in this work amounts to 12 dB. That is, 3 dB higher than in the C-band system. Therefore, the advantage in terms of FPP obtained in the O-band system is practically compensated by the gain in terms of lower attenuation in the C-band system. It thus results natural to think that if the C-band system is technically feasible [12], the system proposed in this work should be feasible as well. A power budget analysis shows that as long as a transmitter average output power of 5.0 dBm/Ch is delivered to the fiber, the necessary -6.5 dBm sensitivity level for the WDM case could be obtained. According to our simulations, this corresponds to a DFB output power of 12.6 dBm, provided the optimized EAM is utilized. This is a power attainable with current state-of-the-art lasers [19].

As part of the feasibility analysis, it is always important to bear in mind that although the optical link for the standard is in principle designed for the maximum reach, it is common practice among operators to deploy the same type of transceivers

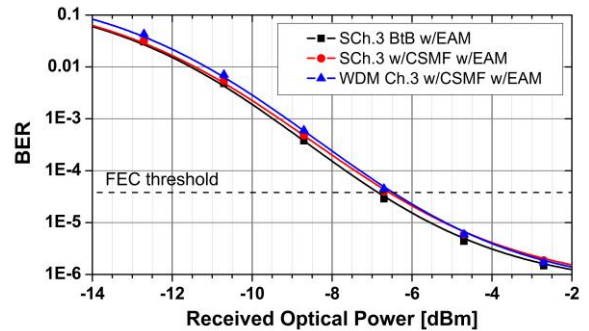


Fig. 5. BER as a function of ROP of the system in Fig.1 for different transmission scenarios.

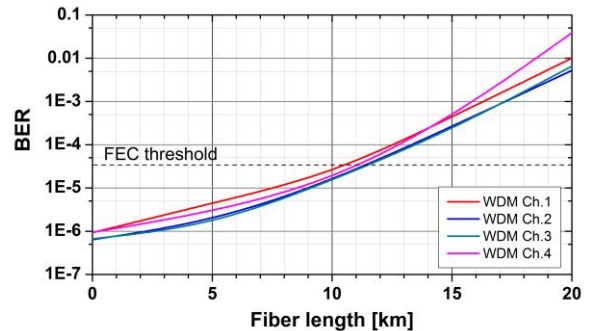


Fig. 6. BER performance of each of the four channels of the system in Fig.1 as a function of fiber length.

for interconnects of various lengths. Fig. 6 shows, for each optical channel of the analyzed system, curves of BER as a function of fiber length, varying from 0 to 20 km. The CP remains optimized for 10 km. It can be observed that for fiber lengths shorter than 10 km, all channels outperform the pre-FEC BER threshold of 3.8×10^{-5} . In other words, the transceivers, optimized for 10 km, work well at shorter distances. This includes the 2-km CSMF-standard that is also under consideration by the 400 GbE TF. In the case of fibers longer than 10 km, either amplification or more powerful transmitters seem to be a must.

IV. CONCLUSIONS

The proposal of a 4 x 100 Gb/s WDM system over CSMF to be considered for next-generation Ethernet standard running at 400 Gb/s was presented. It is characterized by two main features: 1) each of the four optical channels is transmitted at 100 Gb/s through the use of DD-OFDM and 16-QAM modulation in combination with a simple, yet powerful, PAPR reduction technique. 2) It is based on the use of the optical components, namely lasers, photodetectors and EAMs, which were developed for the current Ethernet standard (100GBaseLR4) operating on O-band. To this end, an optimization procedure in terms of BER of the main modulator parameters (bias voltage and electrical gain) is carried out. It is then numerically demonstrated that the system runs error-free up to 10 km, provided that a low-overhead and power-efficient Reed-Solomon FEC scheme is assumed. The simulation analysis presented here positions the proposed scheme as a technically feasible alternative to set up the physical layer for the next upgrade of the Ethernet standard, running at 400 Gb/s.

ACKNOWLEDGMENT

We are grateful to CONACyT, Virtual Photonics Inc. University Program and the support from Instituto de Ingeniería, UNAM, through its Internat. Collaboration Fund.

REFERENCES

- [1] IEEE 802.3ba, IEEE Std., 2010 [Online]. Available: <http://standards.ieee.org/about/get/802/802.3.html>.
- [2] C. Cole, "100-Gb/s and beyond Ethernet optical interfaces," in Proc. 15th Opto-Electronics and Communications Conference (OECC) Technical Digest, Sapporo, Japan, Jul. 2010, pp. 108–109.
- [3] M. Duell and R. Gutiérrez-Castrejón, "4 x 25-Gb/s 40-km PHY at 1310 nm for 100 GbE using SOA-based preamplifier," *J. of Lightwave Technol.*, 26, 1681–1689 (2008).
- [4] CFP Multi-Source Agreement documents are available at <http://www.cfp-msa.org/>
- [5] All the IEEE 400 GbE TF contributions are publicly available at <http://www.ieee802.org/3/bs/public/>.
- [6] R. Gutiérrez-Castrejón, P. Torres-Ferrera, "Design and technical feasibility of next 400 GbE 40-km PMD based on 16 x 25 Gbps Architecture," *J. of Lightwave Technol.*, 31, 2386–2393 (2013).
- [7] D. Dove, X. Song, "Considering 2 km and 10 km Architectural Alternatives", IEEE 802.3 400 GbE SG, Indian Wells, USA (2014), www.ieee802.org/3/400GSG/public/14_01/dove_400_01a_0114.pdf
- [8] E. Lach, W. Idler, "Modulation formats for 100G and beyond," *Optical Fiber Technol.*, 17, 377–386 (2011).
- [9] B. J. C. Schmidt, A. J. Lowery, J. Armstrong, "Experimental demonstrations of electronic dispersion compensation for long-haul transmission using direct-detection optical OFDM," *J. Lightwave Technol.* 26, 196–203 (2008).
- [10] D. Hsu, C. Wei, H. Chen, C. Song, I. Lu, J. Chen, "74.4% SSII cancellation in an EAM-based OFDM-IMDD transmission system," in *Optical Fiber Communication Conference*, Vol. 1 of 2013 OSA Technical Digest Series (Optical Society of America, 2013), paper OM2C.7.
- [11] H. Soda and K. Morito, "Electroabsorption Modulators," in *Broadband Optical Modulators*, A. Chen, and J. Murphy, ed. (CRC Press, 2012), Chap. 5.
- [12] P. Torres-Ferrera, S.O. Vázquez, R. Gutiérrez-Castrejón, "4 x 100 Gb/s WDM DD-OFDM using EAM for next generation Ethernet transceivers over SMF", *Optics Communications* [Submitted], (2015). S. O. Vázquez, P. Torres-Ferrera, R. Gutiérrez-Castrejón and I. Tomkos, "Unamplified 10-km transmission using direct-detection optical OFDM superchannel at 100 Gbps," in *Latinoamerica Optics and Photonics Conference*, Vol. 1 of 2014 OSA Technical Digest Series (Optical Society of America, 2014), paper LM4A.9.
- [13] N. Cvijetic, "OFDM for next-generation optical access networks," *J. Lightwave Technol.* 30, 384–398 (2012).
- [14] 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. Comm. Netw.* 3, 426–434 (2011).
- [15] Bangor University, "OOFD for Cost Effective Access Networks (OCEAN)," <http://ocean.bangor.ac.uk/>.
- [16] H. Chen, *et al.* "EAM-based high-speed 100-km OFDM transmission featuring tolerant modulator operation enabled using SSII cancellation," *Opt. Express* 22, 14637–14645 (2014).
- [17] Y. Bao, Z. Li, J. Li, X. Feng, B. Guan, G. Li, "Nonlinearity mitigation for high-speed optical OFDM transmitters using digital pre-distortion," *Opt. Express* 21, 7354–7361 (2013).
- [18] H. Chen, C. Wei, H. Chu, Y. Chen, I. Lu, J. Chen, "An EAM-based 50-Gbps 60-km OFDM system with 29-dB loss budget enabled by SSII cancellation or Volterra filter," in *Proceedings of IEEE Conference on Optical Communication (EOC) (IEEE, 2014)*, pp. 1–3.
- [19] J. P. Turkiewicz, "Cost-effective n x 25 Gbit/s DWDM transmission in the 1310 nm wavelength domain," *Optical Fiber Technol.*, 17, 179–184 (2011).
- [20] M.Y. Jamro, J.M. Senior, "Chirp Control of an Electroabsorption Modulator to be used for Regeneration and Wavelength Conversion at 40 Gbit/s in All-Optical Networking," *Phot. Net. Comm.*, 10(2), 267–268 (2005).
- [21] G. W. Lee, S. K. Han, "Linear dual electroabsorption modulator for analog optical transmission," *Microwave and Optical Technology Letters*, 22, 369–373 (1999).
- [22] Y. Miyazaki, *et al.*, "Small-chirp 40-Gbps electroabsorption modulator with novel tensile-strained asymmetric quantum-well absorption layer," *J. of Quantum Electron.*, 39, 813–819 (2003).
- [23] Finisar, "50 GHz Photodetector XPDV2320R Datasheet," (2014).
- [24] K. W. Kobayashi, "State-of-the-Art 60 GHz, 3.6 K-Ohm Transimpedance Amplifier for 40 Gb/s and Beyond," in *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium (IEEE 2003)*, pp. 53–58, paper MO3B-1.
- [25] I. Dedic, "56GS/s ADC: enabling 100 GbE," in *Optical Fiber Communication Conference Vol. 1 of 2010 OSA Technical Digest Series (Optical Society of America, 2010)*, paper OThT6.
- [26] A. J. Lowery, J. Armstrong, "Orthogonal-frequency-division multiplexing for dispersion compensation of long-haul optical systems," *Opt. Express* 14, 2079–2084 (2006).
- [27] 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).
- [28] S.O. Vázquez, P. Torres-Ferrera, R. Gutiérrez-Castrejón and I. Tomkos, "Unamplified 10-km transmission using direct-detection optical OFDM superchannel at 100 Gbps" in *Latinoamerica Optics and Photonics Conference*, Vol. 1 of 2014 OSA Technical Digest Series (Optical Society of America, 2014), paper LM4A.9.

[29] P. Anslow, "FEC performance on multi-part links," IEEE P802.3bs TF, San Antonio, USA, (2014), http://www.ieee802.org/3/bs/public/14_07/anslow_3bs_02_0714.pdf

[30] W. Shieh, I. Djordjevic, OFDM for Optical Communications (Elsevier, 2010, 272-2)