



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA
ELÉCTRICA – TELECOMUNICACIONES

PROPUESTA Y ANÁLISIS DE UN SISTEMA ÓPTICO COHERENTE DE COMUNICACIÓN
MULTICANAL PARA ETHERNET A 1.6 TBPS.

TESIS
QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:
MAESTRO EN INGENIERÍA

PRESENTA:
MIGUEL ÁNGEL GARCÍA YÁÑEZ

TUTOR
DR. RAMÓN GUTIÉRREZ CASTREJÓN
INSTITUTO DE INGENIERÍA

MÉXICO, D. F. ENERO DE 2016



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

JURADO ASIGNADO:

Presidente: Dr. Víctor Rangel Licea
Secretario: Dr. Jesús Garduño Mejía
Vocal: Dr. Ramón Gutiérrez Castrejón
1^{er}. Suplente: Dr. José María Matías Maruri
2^{do}. Suplente: Dr. Daniel Enrique Ceballos Herrera

Lugar donde se realizó la tesis: **INSTITUTO DE INGENIERÍA, UNAM**

TUTOR DE TESIS:

Dr. Ramón Gutiérrez Castrejón

FIRMA

AGRADECIMIENTOS

A mis padres, Miguel Ángel y Acela, por todo su infinito amor, comprensión y apoyo incondicional. Por enseñarme que puedo cumplir con todas mis metas con determinación y persistencia.

A mis hermanos, Elizabeth y Alejandro, por ser siempre mi fortaleza y esperanza.

A mis amigos, que son como parte de mi familia, por su tiempo y consejo.

Al Dr. Ramón Gutiérrez Castrejón por su paciencia y buen humor. Además por guiarme a través de esta investigación compartiendome de su conocimiento y experiencia.

A la Universidad Nacional Autónoma de México por brindarme la oportunidad de superarme académicamente y por ofrecerme las herramientas necesarias para lograrlo.

Al instituto de ingeniería por facilitarme los instrumentos de trabajo para esta investigación.

CONTENIDO

Tabla de Figuras.....	iv
Lista de Tablas	vi
Resumen	vii
Abstract	viii
Introducción	ix
I. Antecedentes	ix
II. Definición del Problema	ix
III. Objetivos	x
IV. Estado del Arte.....	x
V. Estructura de la Tesis	xii
Capítulo 1: Elementos de un Sistema Óptico de Comunicaciones.....	1
1.1 Introducción	1
1.2 Transmisor.....	1
1.2.1 Modulación Directa.....	1
1.2.2 Modulador Mach-Zehnder.....	2
1.2.3 Modulador IQ.....	4
1.3 Receptor	10
1.3.1 Recepción Directa.....	10
1.3.2 Recepción Coherente	11
1.3.3 Recepción Óptica Heterodina	15
1.3.4 Recepción Óptica Homodina.....	16
1.4 Propuesta Preliminar del Sistema Óptico Coherente	18
Capítulo 2: Procesamiento Digital de Señales (DSP) en el Receptor Coherente	20
2.1 Introducción	20
2.2 Funciones e importancia del Procesamiento Digital de Señales.....	20
2.2.2 Algoritmo para corrección de dispersión cromática	21
2.2.3 DSP para paliar el efecto de PMD	25
2.2.4 DSP MIMO para control de <i>crosstalk</i> por polarización	28
2.2.5 DSP para estimación de la fase	30
2.3 Cálculo del EVM.....	33
2.4 Estimación del BER	33

Capítulo 3: Características de la Arquitectura propuesta	35
3.1 Introducción	35
3.2 Acerca del simulador	35
3.3 Bloque transmisor	35
3.3.1 Generador de la información	36
3.3.2 Láser	38
3.3.3 Modulador.....	40
3.3.4 Pérdidas adicionales.....	41
3.4 Medio de Transmisión.....	42
3.4.1 Filtros.....	42
3.4.2 Multiplexores y Demultiplexores de 16 canales	42
3.4.3 Fibra Óptica	46
3.5 Receptor	50
3.6 Procesado Digital de Señales.....	52
Capítulo 4: Análisis del sistema y factibilidad técnica	53
4.1 Introducción	53
4.2 Características de la Simulación	53
4.3 Optimización del Filtro Eléctrico en el Receptor	54
4.4 Análisis de la Potencia Recibida	56
4.5 Potencia del bloque transmisor	59
4.6 Potencia del OL en el Receptor	62
4.7 Análisis del OSNR en el sistema	63
4.8 Ancho espectral de los Láseres en el sistema	65
Capítulo 5: Conclusiones	68
5.1 Trabajo Futuro.....	70
Capítulo 6: Anexo	71
Abreviaturas y Acrónimos.....	72
Bibliografía	74

TABLA DE FIGURAS

Figura 1.1 Configuración de un MZM [25]	2
Figura 1.2 Función de transferencia de un MZM. Del lado izquierdo se muestra operando en el punto de cuadratura mientras que del lado derecho se muestra función en el punto de mínima transmisión [25].	4
Figura 1.3 Puntos a lo largo del eje I y Q.	5
Figura 1.4 Diagrama de un transmisor IQ (Derecha) y el plano complejo I-Q.	5
Figura 1.5 Estructura básica de un MZM de doble entrada con dos moduladores de fase en un MZM [26].	6
Figura 1.6 Representación gráfica de la obtención de los vectores r_i [26].	8
Figura 1.7 Constelación 16-QAM(a). La forma de generarla es a partir de (b) que contiene los vectores pertenecientes a los 4 puntos más alejados (a); (c) que constituye los vectores requeridos para el círculo intermedio de (a); y (d) que representa las coordenadas de los 4 puntos más cercanos al origen [26].	9
Figura 1.8 Constelación QPSK (a), y su posible generación basada en cuatro (b), dos (c) y tres (d) niveles de voltaje de control de fase del MZM de doble entrada [26].	9
Figura 1.9 Receptor IQ basado en detección directa con 2 DLI [25].	10
Figura 1.10 Arquitectura básica de un receptor óptico coherente con un detector balanceado [25].	12
Figura 1.11 Interfaz de cuadratura óptica para detección coherente de componentes I y Q [25].	14
Figura 1.12 Diversidad de polarización [28].	15
Figura 1.13 Arquitectura de diseño propuesto en este trabajo.	19
Figura 2.1 Constelación QPSK recibida después de 40 km de fibra SMF. A la izquierda se presenta el caso de una sola polarización mientras que del lado derecho se muestra transmisión con ambos estados de polarización en azul (X) y rojo (Y).	21
Figura 2.2 Representación gráfica del traslape de los bloques de OFDE [31].	23
Figura 2.3 Procedimiento OFDE para la compensación de la dispersión cromática [31].	24
Figura 2.4 Constelaciones recibidas (arriba) y después de la corrección de la dispersión cromática(abajo). Para una polarización (izquierda) y en ambas (derecha).	25
Figura 2.5 Formato de transmisión de la señal para corregir PMD a través de TDE [31].	26
Figura 2.6 Convergencia de los coeficientes según TDE basado en CMA. Se muestra para distintos tamaños de paso α [31].	28
Figura 2.7 Curvas del algoritmo LMS usado para estimar la matriz de Jones [34].	29
Figura 2.8 Constelaciones recibidas (arriba) y después de la corrección MIMO para crosstalk por polarización(abajo). Para una polarización (izquierda) y en ambas (derecha).	30
Figura 2.9 Constelaciones recibidas originalmente (arriba) y después del procesamiento completo (abajo). Efectuadas para una (izquierda) y doble polarización (derecha).	32
Figura 3.1 Diagrama a bloques de la etapa transmisora. De izquierda a derecha: "CW" es el láser u onda continua (CW, por sus siglas en inglés), "Set OSNR" para fijar un OSNR al láser, "PBS" para separar la señal en sus componentes de polarización, "mQAM" es el modulador QPSK, "PBC" para unir las componentes de polarización de nuevo y "Att." para representar las pérdidas por conectores.	35
Figura 3.2 Unidad gráfica de la fuente de información de VPI.	37
Figura 3.3 Bloque representativo del láser dentro de VPI.	38
Figura 3.4 Bloque representativo del modulador dentro de VPI photonics.	40
Figura 3.5 Diagrama esquemático del modulador IQ utilizado en la simulación.	40
Figura 3.6 Bloque de un atenuador simulando pérdidas adicionales.	41
Figura 3.7 Gráfica del ajuste del ancho de banda del multiplexor/demultiplexor.	43
Figura 3.8 Gráfica de la afinación del ancho de banda entre los 20 y 30 GHz.	44
Figura 3.9 Gráfica de la optimización del espacio intercana para los 16 canales tratados en este trabajo.	45
Figura 3.10 Espectro en frecuencia de dos señales al entrar a una fibra óptica.	47

Figura 3.11 Representación gráfica de FWM para dos haces de luz después de 40 km de fibra óptica SMF.	48
Figura 3.12 Espectro de la señal enviada (16 canales).	48
Figura 3.13 Espectro de la señal recibida después de 40 km de fibra óptica.	49
Figura 3.14 Diagrama esquemático del receptor.	50
Figura 4.1 Impacto del número de bits de simulación en la confiabilidad de los resultados.	53
Figura 4.2 Espectro en el dominio eléctrico recibido de un canal de transmisión a 100 Gbps previo al filtrado. La marca azul indica el ancho de banda del filtro ideal, teniendo en cuenta que éste debe de estar a 3 dB.	55
Figura 4.3 Optimización del ancho de banda del filtro eléctrico en el receptor.	56
Figura 4.4 Gráfica de análisis de la potencia de recepción basada en el índice de bit en error (BER).	57
Figura 4.5 Gráfica de comparación de la potencia de recepción basada en el índice de bit en error (BER) entre el sistema Back-to-Back (sólo atenuación), el sistema sin dispersión cromática (CD), sin efectos no lineales (NL) y el sistema completo.	58
Figura 4.6 Gráfica para distinguir el efecto de las No Linealidades. BER contra Potencia del láser en el transmisor. Con efectos no lineales en rojo y, sin dichos efectos en verde.	60
Figura 4.7 Gráfica donde se distinguen el efecto de las No Linealidades y la Dispersión Cromática(CD). Se denota el BER contra Potencia del transmisor. Caso Back-to-Back en azul, sin Dispersión Cromática en negro, sin efectos no lineales en verde y el sistema completo en rojo.	61
Figura 4.8 Análisis de la potencia del oscilador local en el receptor.	62
Figura 4.9 Gráfica de análisis del impacto del OSNR en el sistema como función de este parámetro. La leyenda indica los valores de OSNR en el transmisor.	64
Figura 4.10 Gráfica de análisis del impacto del ancho espectral de los láseres en el sistema. La leyenda indica los valores del ancho espectral en el transmisor.	66

LISTA DE TABLAS

Tabla I Generación de las diferentes combinaciones para 4 bits con relación a la secuencia 3.1.....	37
Tabla II Frecuencias de trabajo recomendadas por la ITU.	39
Tabla III Resumen de los valores del láser.....	39
Tabla IV Resumen de los valores del modulador.....	41
Tabla V Resumen de los valores del multiplexor y demultiplexor de 16 canales.....	46
Tabla VI Resumen de los valores de la fibra óptica.....	50
Tabla VII Resumen de los valores del receptor.....	51
Tabla VIII Atenuaciones de la señal debido a los diversos componentes del sistema.....	58
Tabla IX Especificaciones finales del sistema	70

RESUMEN

En esta tesis se analizó un sistema de comunicación óptico coherente 16x100 Gbps para un estándar futuro de Ethernet a una tasa de 1.6 Tbps sin etapa de amplificación ni de corrección de errores. Los 16 canales se situaron en la ventana de transmisión donde se encuentra la menor atenuación de la fibra óptica, es decir, alrededor de los 1550 nm (193.4 THz). Se hicieron pruebas para determinar el espaciado intercanal óptimo, quedando en 100 GHz como valor final, de esta forma, los canales se situaron de acuerdo a la recomendación ITU-T G.694.1, lo cual se traduce en frecuencias centrales de los láseres entre los 192.7 a 194.2 THz. El tipo de modulación que se implementó para alcanzar la velocidad de 100 Gbps por canal fue DP-QPSK, consiguiendo así una densidad espectral de 4 b/s/Hz, para lo cual se necesitó una tasa de 25 GBaud/s. El diseño y valores propuestos son para una distancia máxima de 40 km, longitud acordada en el grupo de investigación Ethernet 802.3 para alcance extendido.

Se utilizaron valores estándar de OSNR y ancho espectral acorde a componentes disponibles en el mercado, que son 38 dB para OSNR y 1 MHz para el ancho espectral. Sin embargo, se realizó un estudio del impacto de estos valores en el desempeño del sistema concluyendo que estos son los de mayor impresión en el BER. Otros valores que se establecieron de acuerdo a los componentes fueron las pérdidas de los multiplexores de 1x16 y demultiplexores de 16x1, con montos de 6 dB cada uno. Adicionalmente, se hizo una optimización del tamaño del ancho de banda de los filtros pasabanda de tipo Gaussiano de tercer orden resultando en un mínimo de 50 GHz por canal óptico.

Finalmente, se elaboró un presupuesto de potencia considerando todas las pérdidas de los componentes con el fin de definir un mínimo y un máximo de potencia por transmisor, quedando acotada desde los -2.8 dBm (11.2 dBm en el láser) a los 10 dBm (24 dBm en el láser) por canal óptico. El límite inferior fue establecido por las pérdidas de los dispositivos y penalidades indirectas de la dispersión cromática, dichas penalidades se observaron durante todas las simulaciones y, posteriormente, se concluyó que la dispersión cromática afecta al desfase del láser en el transmisor y en el receptor, de esta forma, generando una brecha de eficiencia que bien podría ser corregida por el DSP aunque a costa de un gran tiempo de procesamiento. Por otra parte, el límite superior se determinó por la injerencia de los efectos no lineales, principalmente FWM.

ABSTRACT

In this thesis, an analysis of a 16x100 Gbps coherent optical communication system was carried out for a future Ethernet standard running at 1.6 Tbps with neither amplification stage nor error correction block. All the 16 channels were placed around the window where the optical fiber minimum attenuation is located, this is, 1550 nm (193.4 THz). Tests to determine the optimal channel spacing were made, resulting in a final value of 100 GHz, thus all the channels were set accordingly to ITU-T G.694.1 100-GHz recommendation, which means all the laser central frequencies are to be in the range of 192.7-194.2 THz. In order to achieve a rate of 100 Gbps per channel, the implemented modulation was DP-QPSK, which has a 4 b/s/Hz spectral density, so a 25 GBaud per second was needed. Ethernet 802.3 study group establishes a distance up to 40 km as an extended reach value for optical interfaces so this design and specifications were chosen to accomplish this.

Standard values of laser OSNR and linewidth, according to available components in the market, were used, 38 dB and 1 MHz respectively. However, simulations were executed to measure the impact of these variables in the performance of the system. In the end, it was concluded that they are the most weighted when the BER is calculated. Other aspects that were defined suitably to physical components were the losses of the 1x16 multiplexor and the 16x1 demultiplexor with amounts of 6 dB each. In addition, an optimization of the third order Gaussian filter bandwidth was accomplished, leading to a 50-GHz bandwidth per optical channel.

Finally, a power budget was elaborated by taking into account all the losses of the components to define a minimum and a maximum power level per transmitter, the outcome was bounded between -2.8 dBm (11.2 dBm in the CW) and 10 dBm (24 dBm in the CW) per optical channel. The lower limit was mainly due to losses on the devices and an indirect penalty of the chromatic dispersion, this penalty was observed across all the simulations and, subsequently, it was deduced that chromatic dispersion modifies the difference of the phase between the laser at the transmitter and the one at the receiver generating a gap in efficiency. Though this gap could be corrected by digital signal processing, the amount of time required to fix this penalty would be large enough to make the system inoperable. In the other hand, the upper limit was determined by the nonlinear effects, principally due to four-wave mixing.

INTRODUCCIÓN

I. ANTECEDENTES

La tecnología óptica coherente lleva relativamente poco tiempo en desarrollo, sin embargo, algunas investigaciones han arrojado resultados especialmente prometedores que han atraído interés por su eficiencia y su baja potencia que necesita la señal al ser recibida. Incluso se hace uso y mejora de algoritmos de tecnología inalámbrica para este fin.

Artículos recientes muestran el gran campo que se abre a esta tecnología, por ejemplo, en [1] se aprecia un sistema óptico coherente con modulación PM-QPSK en el cual se hace uso de códigos de corrección de errores, esto podría suponer una ventaja en cuanto a la potencia necesaria para la señal recibida, sin embargo, esto se traduce también en un retardo de la información.

Trabajos como [2] han conseguido optimizar la potencia del canal mediante un uso inteligente de sus recursos a través de una tasa adaptiva. En [3] y [4] se va un paso adelante en cuanto al formato de modulación empleado al hacer uso de 16-QAM, alcanzando tasas de transmisión de 112 y 224 Gbps respectivamente para larga distancia, aunque hace uso de códigos de corrección de errores.

Estudios más recientes se enfocan a constelaciones con mayor densidad espectral, como es el caso de [5] que propone y demuestra una constelación 64 QAM corriendo a 21.4 GBaud por segundo. En [6] Se logra un supercanal de 1 Tbps para larga distancia usando filtrado Nyquist y un formato de modulación 16-QAM.

II. DEFINICIÓN DEL PROBLEMA

Con el incremento exponencial del tráfico de datos, especialmente debido a la demanda de un ancho de banda ultra amplio por las aplicaciones multimedia, por ejemplo videoconferencia, telefonía por Internet (VoIP), virtualización por servidor, juegos masivos en línea en tiempo real, video en demanda, el Internet de las Cosas, etc, se han vuelto muy necesarias las redes ópticas con mayor eficiencia espectral y que operan a muy altas tasas de transmisión. Se espera que la tecnología de Ethernet no sólo sea dominante en las redes de acceso sino también que sea la clave en las redes metropolitanas.

Algunas de las soluciones propuestas por parte de la IEEE Task Force en meses anteriores para lograr una tasa de 400 Gbps fueron mediante formatos tradicionales de modulación, siendo PAM-4 el preferido para lograr esta hazaña. El primer acercamiento para tratar de conseguir la tasa de 400 Gbps fue tomando como base el anterior estándar (100 Gbps), el cuál constaba de 4 canales multiplexados en frecuencia. Cada canal haciendo uso de un formato NRZ operando a una velocidad de 25 Gbps y posteriormente elevando a una cantidad de 16 canales de características iguales ($16 \times 25 \text{ Gbps}$).

La segunda propuesta, y teniendo un grado de aceptación mayor, consiste en multiplexar en frecuencia 8 canales. Cada canal se basa en una modulación por amplitud de pulso de 4 niveles (PAM-4, por sus siglas en inglés) a 25 GBaud/s dando como resultado una tasa de 50 Gbps por canal.

Ambas iniciativas con la gran limitación de conseguir una distancia de 10 km sin amplificación o 40 km utilizando amplificadores y FEC.

Para la implantación de sistemas con tasas del orden de 1 Tbps se necesitarían dispositivos muy veloces de procesamiento si se conserva el esquema de detección directa, además que los efectos no lineales tiene un mayor impacto sobre este tipo de detección [7].

En tasas de orden mayor, los sistemas de comunicaciones coherentes con formatos de modulación multi-nivel son una buena alternativa, ya que éstos proveen una elevada eficiencia espectral, alta sensibilidad en el receptor y una potencialmente robusta tolerancia a los efectos de la dispersión en la fibra. Comparados con la detección directa convencional, la cual sólo detecta la intensidad de la luz de la señal, los sistemas coherentes tienen la ventaja de que pueden hacer uso de la fase como medio de transporte de la información. Mientras que la eficiencia espectral de formatos de modulación binaria es 1 bit/s/Hz/polarización, también llamado límite de Nyquist, los formatos de modulación multi-nivel con N bits de información por símbolo pueden alcanzar una eficiencia de N bit/s/Hz/polarización. Investigaciones recientes se enfocan en constelaciones M-PSK y M-QAM con detección coherente.

III. OBJETIVOS

- ❖ Realizar una propuesta para la capa física de un futuro estándar para Ethernet operando a 1.6 Tbps sobre fibra óptica, sin el uso de amplificadores ópticos y sin el uso de FEC con el fin de reducir costos.
- ❖ Demostrar numéricamente la factibilidad técnica del sistema propuesto.
- ❖ Implementar el sistema en un simulador de sistemas fotónicos con gran aceptación en la academia y la industria.
- ❖ Llevar la tecnología de comunicaciones óptica coherente al dominio de las redes metropolitanas.

IV. ESTADO DEL ARTE

Los sistemas ópticos coherentes son piezas importantes en sistemas de comunicaciones de fibra óptica de largas distancias, ya que la ganancia de sensibilidad en el receptor permite incrementar el presupuesto de potencia en esos enlaces. Recientemente, el interés en sistemas de comunicaciones ópticos coherentes atrajo investigaciones dirigidas principalmente a redes DWDM con tasas de transmisión ultra rápidas. Esta motivación se debe a que el uso de amplificadores ópticos en cascada agregan ruido adicional que limita la distancia de transmisión del sistema [8] [9] [10].

Investigaciones a dispositivos físicos son practicadas con esmero en la búsqueda por hacer al sistema todavía más eficiente, una muestra de esto se lleva a cabo en [11], en el cuál se propone, analiza y demuestra un lazo de seguimiento de fase (PLL, por sus siglas en inglés) de segundo orden con la finalidad que láseres monolíticos ajustables puedan ser empleados en sistemas ópticos de detección coherente y, de esta forma reducir la complejidad de los elementos físicos utilizados y consecuentemente el costo. Para el caso del modulador, en [12] se plantea un modulador óptico

lineal que tiene la capacidad de funcionar en sistemas de comunicación ópticos coherentes en suplencia de un modulador Mach-Zehnder exponiendo la ventaja que puede compensar la naturaleza no lineal de este último, concluyendo ser un mejor candidato en transmisores ópticos multinivel basados en convertidores análogo-digitales.

Por otro lado, es conocido que rumbo a una estandarización, la compatibilidad entre proveedores de sistemas debe ser alto, por ello en [13] se hace un estudio de cuáles son los retos a superar si se quisiera armar un sistema funcional comprando módulos independientes de distintos distribuidores, el impacto en costos y claramente en el desempeño en conjunto. En este mismo artículo se encontró que el mayor reto se encuentra en los dispositivos cercanos a la frontera del cambio eléctrico a óptico y viceversa.

Actualmente, se realizan estudios para combatir los efectos que perjudican significativamente al sistema. Tal es el caso de [14], donde se analiza el algoritmo propuesto por [15], que en conjunto pretenden demostrar una técnica que permite compensar el ruido de naturaleza lineal y no lineal en la fase de los láseres que componen un sistema coherente de comunicaciones óptico, siendo este efecto uno de los más complejos y difíciles de subsanar. Otra investigación recientemente llevada a cabo es presentada en [16], donde se demuestra el mismo algoritmo de [15], pero con la variante que es utilizada en colaboración con OFDM y propuesto para enlaces de largo alcance.

La característica más destacada acerca de la aplicación de estos sistemas consiste en que la señal es trasladada al dominio eléctrico y en banda base durante la etapa receptora debido a la naturaleza intrínseca de la detección coherente. Esto permite que el tratamiento de la señal después de esta conversión se logre de manera óptima y de una forma más sencilla mediante un procesador digital de señales (DSP).

Algoritmos para corregir efectos negativos ocurridos a la señal durante la transmisión, los cuales también compensan en buen nivel las imperfecciones en los dispositivos físicos del sistema y el hardware necesario para efectuar dichos algoritmos, se encuentran en una madurez tal que hace posible realizar el procesamiento necesario para la estimación de la fase de la señal aun cuando se trata de tasas de transmisión por encima de los 100 Gbps por canal [17]. En [18] se implementa este tipo de algoritmos con la variante de aliviar el procesado digital de señales por medio de técnicas efectuadas en hardware, lo cual es bastante deseable cuando se ve a futuro en tasas de decenas o centenas de terabits por segundo.

Recientemente, publicaciones concernientes a características extra en este tipo de sistemas se desarrollan, ya no con la meta de corregir consecuencias de los componentes sino más bien para prevenir estos efectos, como es el caso de una predistorsión de la señal eléctrica para de esta forma actuar de manera proactiva. En el caso de [19] se hace un estudio de este tipo de predistorsiones en sistemas OFDM y posteriormente una ecualización para distintas potencias del láser siendo una gran ayuda si se quisiera implementar este tipo de técnicas para los sistemas coherentes. Otra técnica novedosa, expuesta en [20], consiste en crear ortogonalidad entre modulaciones de canales adyacentes disminuyendo en gran medida la interferencia entre canales.

Es evidente que la tecnología coherente en sistemas ópticos tiene mucho futuro puesto que su aplicación es relativamente nueva, por lo que migrar a estos sistemas es sólo cuestión de tiempo.

V. ESTRUCTURA DE LA TESIS

La presente tesis está organizada en 5 capítulos.

El primer capítulo consta de una compilación de los elementos más importantes de un sistema de comunicación óptico. Éste está dividido en el bloque del transmisor, donde se agrupan los componentes que lo conforman y a su vez se explica algunas de las técnicas para generar señales con formatos avanzados de modulación; y en la sección del receptor, donde se expone las técnicas de recepción coherentes (homodina y heterodina) y los componentes que hacen posible esta interpretación de las señales.

En el segundo capítulo se manifiestan algunos algoritmos de procesamiento digital de señales, los cuáles se utilizan para mitigar algunos efectos nocivos que ocurren durante la transmisión en un sistema de comunicación óptico coherente. Además, se muestran los resultados obtenidos mediante simulación de las diferentes técnicas de tratado de la señal así como el método para obtener el BER de forma estadística. Y al final de dicha sección, se propone un diseño de un sistema para poder lograr una tasa de 1.6 Tbps.

En el tercer capítulo se hace una descripción detallada de cada uno de los componentes que conforman el diseño propuesto. Se puntualizan las características que hacen que el sistema tenga un carácter de estándar al seguir ciertas recomendaciones provistas por la ITU y anteriores estándares de Ethernet. También se muestra algunos efectos nocivos de las no linealidades y como afectan en la transmisión a través de la fibra óptica. Adicionalmente, se muestra el resultado de la variación de algunos parámetros con fines de encontrar el mejor valor para estos.

El cuarto capítulo resume las características y los resultados obtenidos de las simulaciones. De igual forma, a través de estos resultados se hace un presupuesto de potencia con el afán de delimitar un nivel mínimo de potencia en el transmisor. De forma análoga, mediante estos resultados, se marca una potencia máxima recomendada quedando así acotado este parámetro. Asimismo, se analizan otros aspectos igual de importantes para el diseño, como por ejemplo el OSNR o el ancho espectral de los láseres.

Finalmente, en el quinto capítulo se precisa las conclusiones deducidas de los resultados, se hace una recopilación de los valores delimitados recomendados para el diseño del sistema de comunicación óptico, siempre atendiendo a conseguir el límite marcado por la IEEE de un BER de 10^{-13} ; y se exhibe el posible trabajo a futuro.

Capítulo 1: ELEMENTOS DE UN SISTEMA ÓPTICO DE COMUNICACIONES

1.1 INTRODUCCIÓN

Un sistema de comunicación óptico consta de un transmisor y un receptor principalmente. Dentro de la etapa receptora, encontramos diversos integrantes como la fuente óptica, el modulador, acopladores y divisores de señales. Y diversos aspectos que definen qué tipo de transmisor es como el formato de modulación, la tasa de bits o bauds a la cuál opera, su frecuencia de trabajo y su potencia de transmisión. De forma análoga en el extremo opuesto, el receptor consta de una serie de dispositivos y características como fotodetectores, divisores de señal, filtros y etapas de interpretación de la información posteriores.

Dentro de este capítulo se exhiben y describen cada uno de las unidades que componen un sistema de comunicación óptico coherente. Además se exponen técnicas de generación de distintos formatos de modulación y detección. De igual forma, se manifiesta los pros y contras de cada una de estas técnicas para luego elegir la más adecuada para resolver el problema planteado.

Una vez conocido el panorama de los sistemas ópticos, se propone de un sistema que sirve como base de estudio del presente trabajo.

1.2 TRANSMISOR

Esta etapa es la encargada de empotrar la información en la onda luminosa de la mejor forma y con la mayor eficiencia posible. Los sistemas coherentes son capaces de aprovechar la componente de fase de la luz y por ello es necesario modular de forma diferente a como se hace con sistemas anteriores, los cuales únicamente variaban la intensidad luminosa.

Por un lado, al incrementar los parámetros de la señal a modificar, la modulación cambia e inevitablemente el método utilizado para acondicionarla. Se presenta a continuación una breve explicación de la modulación directa (aplicada en la generación anterior de sistemas de comunicación ópticos) y modulaciones para sistemas coherentes.

1.2.1 Modulación Directa

Esta modulación es empleada por sistemas de detección directa y es llevado a cabo mediante Moduladores por Electro Absorción (EAM, por sus siglas en inglés) o modulando directamente la fuente de alimentación de la fuente lumínica.

La modulación directa es la técnica más sencilla de adaptar la información a la fuente óptica. Consiste en aplicar la señal de información a la corriente de control del láser o LED, de esta forma el dispositivo se prende o apaga dependiendo de la cadena de bits, produciendo la llamada modulación OOK. Este tipo de modulación puede ser utilizada hasta una tasa máxima de 40 Gb/s, pero a una distancia muy reducida [21].

El principio de funcionamiento de los EAMs es aprovechar la propiedad de algunos materiales que absorben la luz de forma proporcional al voltaje que se le aplique a dicho material. De esta manera

se tiene un modulador de amplitud en donde la señal de información se le aplica directamente al material. Los principales limitantes de este tipo de modulación son los tiempos de respuesta de subida y bajada de la fuente óptica y adicionalmente el *chirp* generado por este método. El *chirp* es un fenómeno que produce un corrimiento de frecuencia en ciertas componentes de una señal óptica, lo cual causa como consecuencia dispersión de dichas componentes mientras la onda viaja a través de la fibra óptica.

1.2.2 Modulador Mach-Zehnder

El Modulador Mach-Zehnder (MZM) hace uso de un material conocido como Niobato de Litio ($LiNbO_3$), como sustrato electro óptico, y un interferómetro Mach Zehnder (MZI) para lograr la modulación en intensidad. Dos guías de onda de titanio difuso $LiNbO_3$ [22] [23] [24] conforman los dos brazos del interferómetro, tal como se muestra en la Figura 1.1. El índice de refracción de este tipo de materiales puede ser modificado aplicando un voltaje DC externo. En ausencia de voltaje externo, los cambios de fase de los campos ópticos de ambos brazos permanecen idénticos, lo que da lugar a una interferencia constructiva.

El cambio de fase en alguno de los brazos producido por la aplicación de un voltaje no nulo cambia esta naturaleza de interferencia constructiva en destructiva gradualmente con lo cual se reduce la intensidad transmitida. El punto de desfase máximo entre los dos brazos ocurre cuando sus campos eléctricos tienen una diferencia de fase de 180° o π , con lo cual se consigue la mínima potencia emitida o en el mejor de los casos que no se emita luz alguna, ya que ocurre una interferencia totalmente destructiva. De este modo, el tren de bits de la información aplicado a los brazos del interferómetro Mach Zehnder da como resultado su equivalente en el dominio óptico [25].

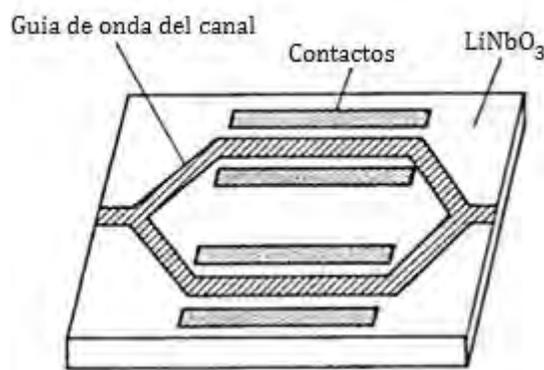


Figura 1.1 Configuración de un MZM [25]

La configuración ya mencionada necesita que la señal de información sea alimentada en cada uno de los contactos de los brazos del MZI con lo cual varía la fase y posteriormente la amplitud al ocurrir la interferencia al volver a unir los dos caminos ópticos. La amplitud de la señal de modulación con la cual se alimenta el MZM debe de ser V_π (voltaje DC necesario para desfase la señal en 180° o π radianes), y varía entre 3V a 6V, pero depende del material de elaboración, ya que el sustrato del MZM puede ser implementado en niobato de Litio ($LiNbO_3$), Arseniuro de Galio ($GaAs$) o Fosfato de Indio (InP) [25].

La ecuación de la función de transferencia de campo del MZM está dada por:

$$\frac{E_{out}}{E_{in}} = \frac{1}{2} (e^{j\varphi_1(t)} + e^{j\varphi_2(t)}) \quad 1.1$$

Donde φ_1 y φ_2 son los desfases que ocurren en los brazos del MZM. Para obtener un desfase de π , el voltaje de alimentación suministrado en los contactos deben de ser $V_{\pi 1}$ y $V_{\pi 2}$. De esta forma la variación en la fase de la señal depende de umbral de V_{π} y del voltaje de modulación que se expresa como [25]:

$$\varphi_1(t) = \frac{u_1(t)}{V_{\pi 1}} \pi, \quad \varphi_2(t) = \frac{u_2(t)}{V_{\pi 2}} \pi \quad 1.2$$

Donde $u_1(t)$ y $u_2(t)$ son los voltajes de DC que pueden ser aplicados a los contactos del MZM para conseguir los desfases deseados estando acotados de $-V_{\pi} \leq u_1(t), u_2(t) \leq V_{\pi}$.

Cuando el MZM se opera de forma *push-push*, lo que significa que hay un desfase idéntico en ambos brazos, esto es $\varphi_1(t) = \varphi_2(t) = \varphi(t)$ y por consiguiente los voltajes de alimentación y V_{π} son iguales $u_1(t) = u_2(t) = u(t)$ y $V_{\pi 1} = V_{\pi 2} = V_{\pi}$, se consigue una modulación solamente en fase. En otro caso, cuando un brazo tiene un desfase negativo con respecto al otro $\varphi_1 = -\varphi_2$ con $u_1(t) = -u_2(t) = \frac{u(t)}{2}$ y $V_{\pi 1} = V_{\pi 2} = V_{\pi}$, el MZM se dice que es operado en modo *push-pull* y se consigue una modulación en amplitud sin *chirp*. Las expresiones para los campos vienen entonces dadas por:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cos\left(\frac{\Delta\varphi_{MZM}(t)}{2}\right) = E_{in}(t) \cos\left(\frac{u(t)}{2V_{\pi}} \pi\right) \quad 1.3$$

Donde $\Delta\varphi_{MZM}(t) = u_1(t) - u_2(t) = 2\varphi_1(t)$ es la diferencia de fase inducida entre los campos del brazo superior e inferior del MZM. Al elevar la expresión anterior al cuadrado, la función de transferencia de la potencia del MZM es [25]:

$$\frac{P_{out}(t)}{P_{in}(t)} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left(\Delta\varphi_{MZM}(t)\right) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left(\frac{u(t)}{V_{\pi}} \pi\right) \quad 1.4$$

Es importante hacer notar que $u(t)$ está definida en función de V_{π} , ya que, cuando $u(t) = V_{\pi}$ ocurre un desfase de π en la señal modulada, así como un cambio de fase de π en la función de transferencia de potencia del MZM operado en modo *push-pull* [25].

El punto de operación de un MZM se expresa por medio de la Figura 1.2 y las ecuaciones 1.1 y 1.4, las cuales contiene la función de transferencia del campo y de la potencia del MZM.

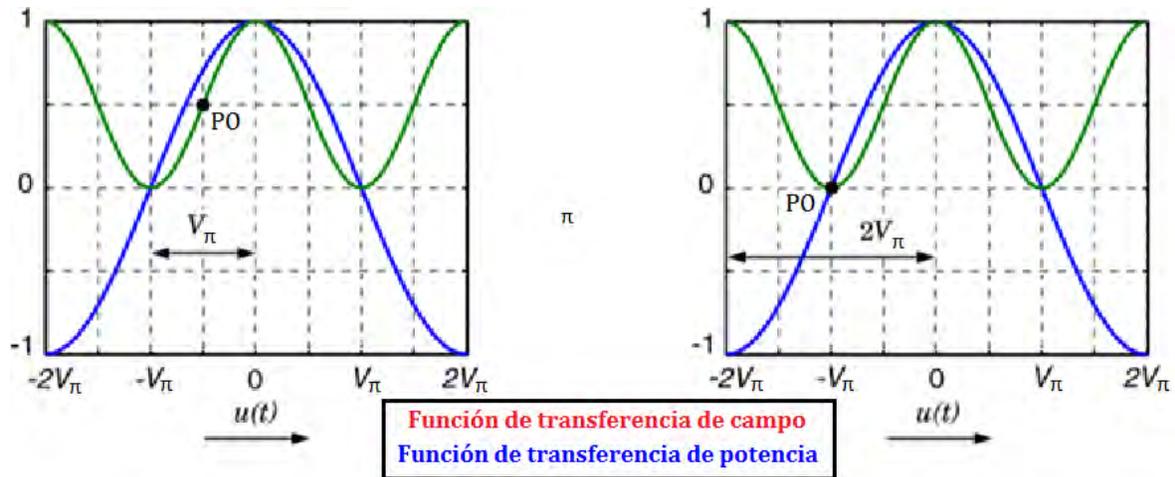


Figura 1.2 Función de transferencia de un MZM. Del lado izquierdo se muestra operando en el punto de cuadratura mientras que del lado derecho se muestra función en el punto de mínima transmisión [25].

Para lograr una modulación en amplitud, el MZM debe ser operado en el punto de cuadratura (Figura 1.2 del lado izquierdo) con un voltaje DC de sesgo de $-\frac{V_{\pi}}{2}$ y un voltaje de modulación V_{π} pico a pico, tal y como se muestra en la parte izquierda de la Figura 1.2. En otro caso, cuando el MZM se opera en el punto de mínima transmisión con un voltaje DC de sesgo de $-V_{\pi}$ y un nivel de voltaje de modulación pico a pico de $2V_{\pi}$, un salto de fase de 180° ocurre al cruzar el punto de mínima transmisión. De este modo, el MZM puede ser empleado como un modulador binario de fase y adicionalmente como modulador de la amplitud en cada brazo del MZM [25].

El principio de modulación de fase y amplitud del MZM es utilizado como pieza fundamental del transmisor del sistema de comunicación óptico coherente. La versatilidad del MZM es tal, que existen diversas configuraciones que permiten lograr un balance entre complejidad y costo.

1.2.3 Modulador IQ

Un modulador IQ se refiere al dispositivo que logra una modulación óptica en fase y amplitud en el plano complejo o plano IQ, de ahí su nombre. El hecho de aprovechar el mapa completo incrementa sustancialmente la capacidad espectral de la señal modulada, siendo esto un paso hacia un mejor aprovechamiento del sistema óptico.

En principio, con el modulador MZM de fase y amplitud en el punto de mínima transmisión podríamos alcanzar cualquier punto en el eje I del plano IQ (o complejo) que se muestra la Figura 1.3, lo cual duplica la eficiencia espectral de cualquier modulación de amplitud multinivel.

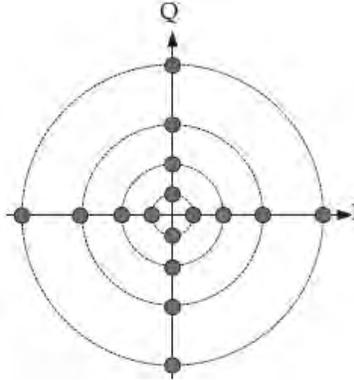


Figura 1.3 Puntos a lo largo del eje I y Q.

Un desfase de 90° hace que los puntos del eje I (*In-phase*) se muevan al eje Q (*Quadrature*). Este principio representa la base de operación de un modulador IQ.

A continuación se presentan dos configuraciones utilizando MZMs para obtener diferentes tipos de modulaciones en el plano IQ. Cada una posee ventajas en la forma de como consiguen obtener los puntos en el plano complejo.

1.2.3.2 Configuración Doble MZM con única entrada

Este modulador óptico IQ está compuesto por un modulador de fase (PM) y dos MZM de una sola entrada de control de voltaje, tal y como se muestra en la Figura 1.4. Normalmente se encuentra de forma integrada. En la Figura 1.4 se muestra que la luz de entrada se divide entre los dos brazos, los cuales toman el nombre de brazo I y Q respectivamente.

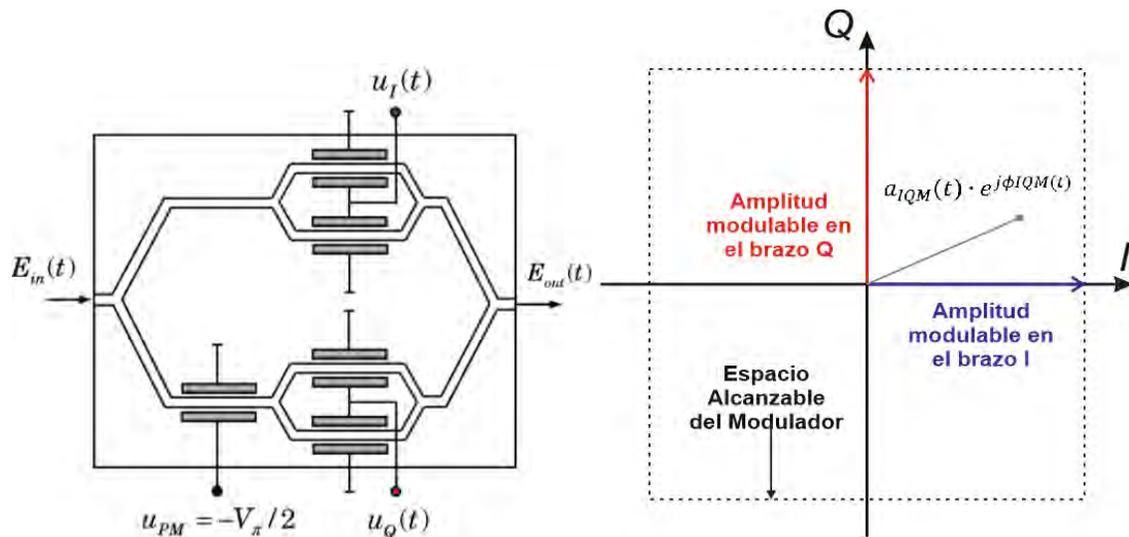


Figura 1.4 Diagrama de un transmisor IQ (Derecha) y el plano complejo I-Q

En la primera forma en que se puede configurar el modulador IQ, en ambos lados la modulación de amplitud del campo óptico se lleva a cabo por los moduladores Mach-Zehnder que son operados en modo *push-pull* en el punto de mínima transmisión. Adicionalmente, se le agrega un desfase de 90° (o $\frac{\pi}{2}$) a un brazo a través del PM. En consecuencia, cualquier punto de la constelación en el plano I-

Q puede ser alcanzado después de volver a combinar la luz de ambas ramas [25]. La diferencia de fase inducida en ambos brazos está dada por:

$$\Delta\varphi_I = \frac{u_I(t)}{V_\pi} \pi, \quad \Delta\varphi_Q = \frac{u_Q(t)}{V_\pi} \pi \quad 1.5$$

donde $u_I(t)$ y $u_Q(t)$ son los voltajes de control de los brazos I y Q respectivamente, los cuáles están acotados dentro de $[-V_\pi, V_\pi]$

Despreciando las pérdidas de inserción y estableciendo el voltaje del PM en $u_{PM} = -\frac{V_\pi}{2}$ para lograr el desfase de 90° , la función de transferencia del campo está expresada por:

$$\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\Delta\varphi_I(t)}{2}\right) + j \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\Delta\varphi_Q(t)}{2}\right) \quad 1.6$$

De esta forma el modulador IQ realiza la modulación en amplitud $a_{IQM}(t)$ y fase $\varphi_{IQM}(t)$ y pueden ser calculadas por las siguientes expresiones:

$$a_{IQM}(t) = \left| \frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} \right| = \frac{1}{2} \sqrt{\cos^2\left(\frac{u_I(t)}{2V_\pi} \pi\right) + \cos^2\left(\frac{u_Q(t)}{2V_\pi} \pi\right)} \quad 1.7$$

$$\varphi_{IQM}(t) = \arg\left[\cos\left(\frac{u_I(t)}{2V_\pi} \pi\right), \cos\left(\frac{u_Q(t)}{2V_\pi} \pi\right)\right] \quad 1.8$$

En la operación, $\arg[I, Q]$ denota el cálculo de un valor de un ángulo complejo proveniente de las partes real e imaginaria en el intervalo entre $-\pi$ y π .

1.2.3.3 Configuración MZM único de doble entrada

La segunda configuración en que puede lograrse modulación IQ tiene como base un Modulador Mach-Zehnder de doble entrada de control que, a diferencia del MZM de una sola entrada, se pueden modular las amplitudes y fases en ambos caminos de un mismo MZM. Esto simplifica en buen grado el diseño del sistema transmisor, ya que, ahora no es necesario que el transmisor haga la componente I separada de la componente Q y luego volverlas a juntar, sino que ahora se realiza todo desde un mismo MZM.

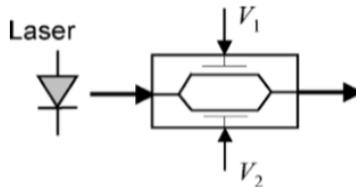


Figura 1.5 Estructura básica de un MZM de doble entrada con dos moduladores de fase en un MZM [26].

La Figura 1.5 muestra un MZM de doble entrada, que consiste en dos moduladores de fase que pueden ser generados independientemente. Este MZM puede ser fabricado usando diferentes

materiales, siendo $LiNbO_3$ el más popular. En la estructura de doble entrada el *chirp* del modulador es ajustable [26].

Asumiendo por simplicidad un estado estable de operación, si los dos caminos ópticos tienen voltajes de alimentación independientes de V_1 y V_2 y una entrada de campo eléctrico E_i , el campo de salida estaría dado por la siguiente ecuación [26]:

$$E_o = \frac{E_i}{2} \left[e^{j\frac{V_1}{V_\pi} \pi} + e^{j\frac{V_2}{V_\pi} \pi} \right] \quad 1.9$$

Como ya se había mencionado con anterioridad, el caso más trivial es cuando $V_1 = V_2$ y funcionaría como un simple modulador de fase y amplitud en el eje I . Escogiendo los valores de V_1 y V_2 adecuadamente, cualquier punto en el plano IQ puede alcanzarse. La relación de entrada y salida de la ecuación anterior puede ser reescrita en la forma normalizada:

$$E_o = \frac{r_{max}}{2} (e^{j\phi_1} - e^{j\phi_2}) \quad 1.10$$

Donde $\phi_1 = \pi \frac{V_1}{V_\pi}$; y $\phi_2 = \pi \frac{V_2}{V_\pi} + \pi$. El campo eléctrico de salida E_o es la diferencia de los dos vectores dentro del círculo que posee una circunferencia de $\frac{r_{max}}{2}$. El MZM se opera en el punto de mínima transmisión o punto nulo, y el máximo del campo eléctrico tiene una amplitud de r_{max} cuando $V_1 = V_2$ o cuando ϕ_1 o ϕ_2 son fases separadas por π . De esta forma, la anterior ecuación se convierte en una representación geométrica de la operación del MZM de doble entrada con dos moduladores de fase independientes [26].

Si se asume una señal de constelación M -aria, donde se definen M puntos en el plano IQ siendo $M = 2^k$ y siendo k el número de bits por símbolo; puede ser representada como números complejos:

$$s_i = r_i e^{j\theta_i}, \quad r_i > 0, \quad 0 \leq \theta_i < 2\pi, \quad i = 0, \dots, M - 1$$

Con una amplitud máxima de:

$$r_{max} = \max\{r_0, r_1, \dots, r_{M-1}\} \quad 1.11$$

Y con dos fases:

$$\phi_{i1} = \theta_i + \cos^{-1} \left(\frac{r_i}{r_{max}} \right) \quad 1.12$$

$$\phi_{i2} = \theta_i - \cos^{-1} \left(\frac{r_i}{r_{max}} \right) + \pi \quad 1.13$$

Se obtiene

$$s_i = \frac{r_{max}}{2} (e^{j\phi_{i1}} - e^{j\phi_{i2}}) \quad 1.14$$

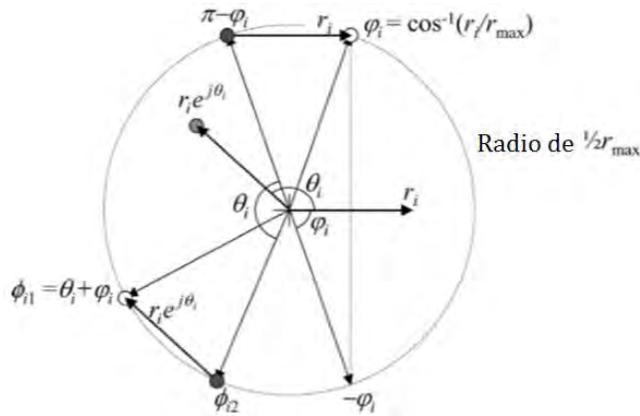


Figura 1.6 Representación gráfica de la obtención de los vectores r_i [26].

La Figura 1.6 nos muestra los dos números complejos de $(1/2)r_{max}e^{\pm j\phi_i}$ como dos vectores con fase $\pm\phi_i$. El número real r_i está dado por $r_i = (1/2)r_{max}e^{j\phi_i} + (1/2)r_{max}e^{-j\phi_i}$ o escrito de otra forma:

$$r_i = \frac{1}{2}r_{max}e^{j\phi_i} - \frac{1}{2}r_{max}e^{j(\pi-\phi_i)} \tag{1.15}$$

Este procedimiento permite generar todos los puntos de la constelación.

La Figura 1.7 representa la generación de la constelación M -aria en cuadratura donde $M = 16$, más comúnmente conocida como 16-QAM, además de las fases necesarias para que el MZM de doble entrada pueda generar los puntos de esta modulación. Los puntos de la constelación se separan en diferentes gráficas para poder visualizarlo de una manera más clara. En la Figura 1.7(a) podemos apreciar la constelación completa mientras que en los incisos (b), (c) y (d) se muestran los correspondientes ϕ_{i1} y ϕ_{i2} para generar dicha constelación. Los puntos vacíos y sólidos denotan ϕ_{i1} y ϕ_{i2} , respectivamente. La Figura 1.7(b) da la señal QPSK con la máxima amplitud (r_{max}). El inciso (c) da como resultado la señal 8PSK de la señal (círculo medio de Figura 1.7(a)), mientras que el inciso (d) genera los puntos de la circunferencia interior QPSK [26].

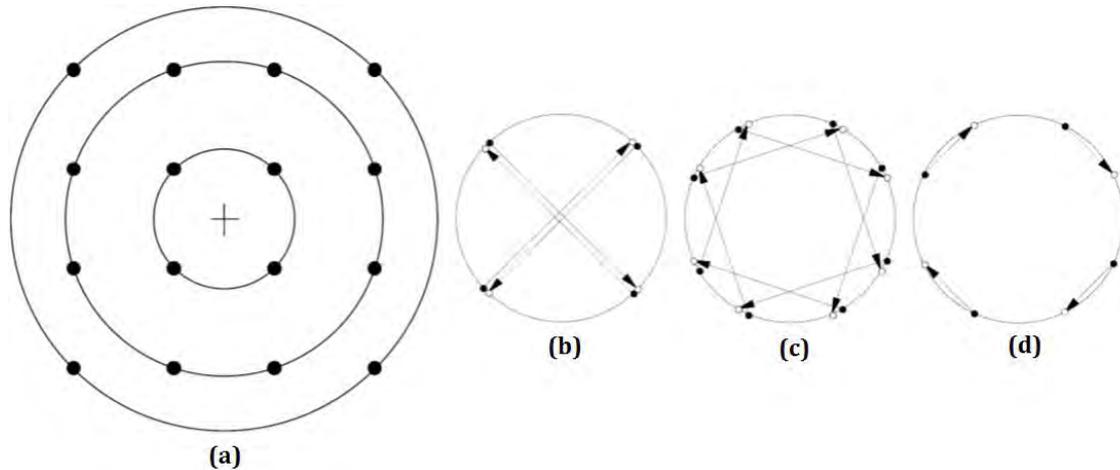


Figura 1.7 Constelación 16-QAM(a). La forma de generarla es a partir de (b) que contiene los vectores pertenecientes a los 4 puntos más alejados (a); (c) que constituye los vectores requeridos para el círculo intermedio de (a); y (d) que representa las coordenadas de los 4 puntos más cercanos al origen [26].

Como podemos apreciar en la Figura 1.7, para generar una constelación 16-QAM usando un MZM de doble entrada es necesaria una señal de alimentación de 16 niveles y de esta forma la electrónica para generar dichas señales se vuelve muy complicada. Comparada con la arquitectura del MZM de una entrada con el PM en un brazo del MZI, donde para generar una constelación similar se requieren 4 niveles de voltaje de alimentación, este esquema simplifica el diseño del transmisor al costo de incrementar la complejidad de los circuitos electrónicos [26].

Para la generación de señales QPSK con un MZM de doble entrada, el caso más sencillo es con la configuración *push-push* y utilizándolo como un modulador de fase. Para ello se requieren cuatro niveles de voltaje que controlen el desfase aunque prácticamente se deben de reducir el número de estos niveles.

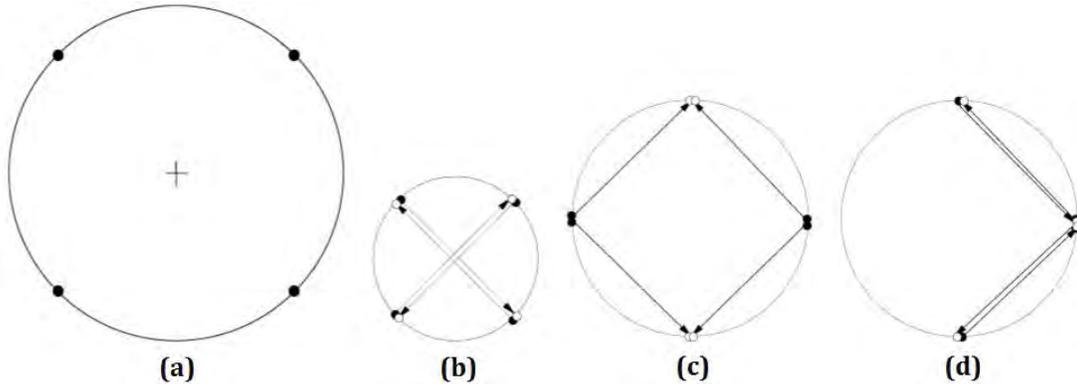


Figura 1.8 Constelación QPSK (a), y su posible generación basada en cuatro (b), dos (c) y tres (d) niveles de voltaje de control de fase del MZM de doble entrada [26].

En la Figura 1.8(a) se puede apreciar la constelación QPSK. La primera forma de generarla es a través de una señal de 4 niveles de voltaje controladoras de fase $\left(\frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, \frac{5\pi}{4} \text{ y } \frac{7\pi}{4}\right)$ cuando ϕ_1 y ϕ_2 están separadas por π , como se requiere la reducción de niveles de voltaje este caso no es conveniente.

El segundo método se muestra en el inciso (c) que hace uso de solamente dos niveles de voltaje en las entradas del MZM de doble entrada. Sin embargo, este diseño tiene pérdidas más altas con respecto a los demás diseños, según [26]. El inciso (d) muestra la posible generación a partir de una señal de tres niveles para generar completamente la constelación QPSK.

El diámetro del círculo en el inciso (b) es de la mitad de amplitud que los demás, ahorrando así la mitad de la potencia en las entradas del MZM para generar un campo eléctrico de salida del mismo tamaño. En otras palabras (b) tiene una ganancia de 3 dB con respecto a (c) y (d) [26].

1.3 RECEPTOR

En el extremo opuesto del transmisor, se encuentra el dispositivo que tiene el trabajo más complicado: recibir la señal con todos los fenómenos y efectos perjudiciales colectados durante su trayecto en la fibra óptica, y extraer la información original con la mejor precisión posible. En los sistemas ópticos coherentes, la parte receptora es donde se encuentra la verdadera condición que hace la diferencia con respecto al modelo tradicional de sistemas ópticos. Para poner en contraste ambos esquemas, se comentará brevemente en que consiste la recepción directa para luego explicar a detalle en que consiste la recepción coherente para formatos avanzados de modulación.

1.3.1 Recepción Directa

Este tipo de receptores son los más simples en diseño. No es necesario algún tipo de control de fase o frecuencia sino que se basa totalmente en la intensidad del campo óptico de la señal, el cual es detectado por un simple fotodiodo. De esta manera la modulación multinivel de amplitud parecería ser la única que se podría adaptar a este tipo de receptor, sin embargo, a través de dispositivos ópticos adicionales se puede lograr que modulaciones con variaciones en la fase puedan ser detectadas de una manera eficiente [25].

1.3.1.1 Funcionamiento de un receptor coherente

La recepción directa sólo consigue detectar intensidades en la señal a través de un fotodiodo, ya que éste inevitablemente elimina las componentes de fase al momento que recibe la luz. Una manera de cumplir con el cometido de medir la fase es agregando un dispositivo antes que la componente fasorial sea eliminada y es por medio de un Interferómetro de Línea de Retraso (DLI, por sus siglas en inglés). Sabiendo que la luz dentro del DLI se divide en dos caminos ópticos, se puede crear una dependencia entre símbolos si a un camino se le retrasa la duración del mismo, aplicando un voltaje de DC en los contactos del DLI. Ya que un camino óptico está retrasado por un periodo de símbolo (T_S), se logra la dependencia intersimbólica y cuando ambos caminos ópticos se vuelven a unir se logra también una dependencia de fase entre símbolos, resultando en un tipo de interferencia, ya sea constructiva o destructiva. De esta manera la diferencia de fase, a través de la interferencia, se traduce en cambios de intensidad que son fácilmente detectados por un fotodiodo. Este tipo de detección también se extiende a constelaciones QAM de tipo estrella o circular, ya que se mantiene un nivel constante de intensidad y lo que se varía es la fase del haz de luz.

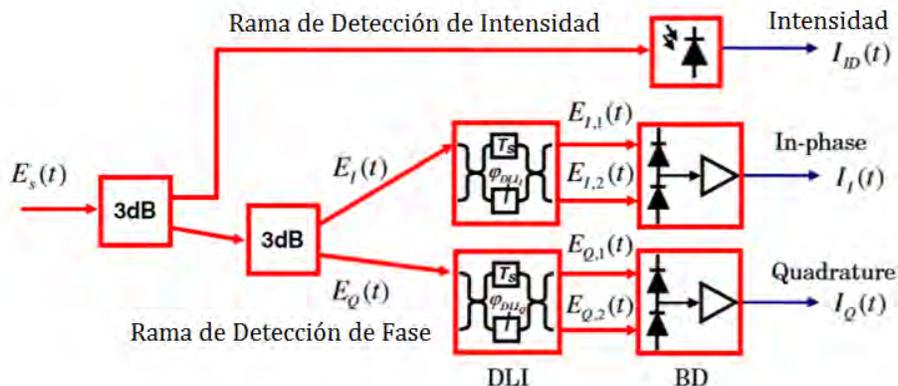


Figura 1.9 Receptor IQ basado en detección directa con 2 DLI [25].

La Figura 1.9 muestra la arquitectura de un receptor IQ, los 2 DLI son suficientes para detectar los cambios de fase entre símbolos, característica que lo hace suficiente para una modulación basada en el tipo DPSK. En cambio, para una constelación en estrella QAM donde la intensidad puede variar entre símbolos además de su propia fase, se hace evidente agregar una etapa de detección de intensidad para poder diferenciar correctamente.

La solución para detectar cambios de fase por medio de la detección directa es favorable desde el punto de vista económico; sin embargo, si se requiere alcanzar distancias mayores a 2 km con una tasa de error de bit (BER) por debajo de 10^{-13} se vuelve necesario otro tipo de tecnología.

1.3.2 Recepción Coherente

En este tipo de receptores todos los elementos del campo óptico (amplitud, frecuencia, fase y polarización) de la señal transmitida se recuperan y se transfieren al dominio eléctrico. Esto tiene una ventaja frente a la recepción completamente óptica y es que al pasar al dominio eléctrico aligera la complejidad y costo de los componentes. Por otra parte, la detección coherente no solo amplía la disponibilidad de los componentes al pasar del campo óptico al eléctrico sino que también aligera el control de las demás componentes [25].

En un receptor coherente se conoce la frecuencia de la señal que se transmite desde un principio y se aprovecha esta condición de tal manera que su espectro se puede recorrer a la frecuencia deseada dependiendo de la diferencia de frecuencia entre la portadora óptica y la del Oscilador Local (LO, por sus siglas en inglés). El LO es un láser cuyas propiedades, como su nivel de OSNR, que es la relación de potencia óptica entre la señal y el ruido circundante; fase y ancho espectral se trata que sean lo más parecido a las del láser del transmisor. Si la frecuencia del LO es la misma que la de la señal lumínica se habla entonces de un tipo de detección coherente homodina, cualquier otra frecuencia que se elija para el LO resultará en un modo de recepción heterodina.

Para la detección heterodina, existe una diferencia en la frecuencia y de esta forma la señal resultante cae en una región de frecuencia intermedia (IF) en el dominio eléctrico y en principio el procesamiento se debe llevar a cabo en esta región. Por otra parte, en la detección homodina no hay diferencia de frecuencia entre las dos señales, lo que da como resultado una señal en banda base en el dominio eléctrico. Ambos casos requieren un control en el LO para contener las variaciones de frecuencia que pudiera haber [27].

1.3.2.1 Arquitectura de Recepción Coherente Básica

La arquitectura básica de un receptor coherente se muestra en la Figura 1.10. Consta de un LO y la señal óptica de información conectados a un acoplador de 3 dB. Las salidas del acoplador se incorporan a un Fotodetector Balanceado (BD, por sus siglas en inglés) que tiene la función principal de eliminar el exceso de ruido que inserta el oscilador local y también de mitigar la potencia de ruido termal.

El término de Fotodetector Balanceado o simplemente Detector Balanceado toma su nombre del hecho que las señales que llegan en ambos fotodiodos son restados y el resultado es una cantidad que es necesaria para generar un balance entre ambas señales. Este módulo puede ser implementado a través de un divisor de haz y posteriormente detectar las señales que son coherentes en el BD. Esto nos ayudará a determinar la diferencia en fase con variaciones en

intensidad, ya que al realizar la suma, se obtiene una diferencia inherente de fase entre las señales [28].

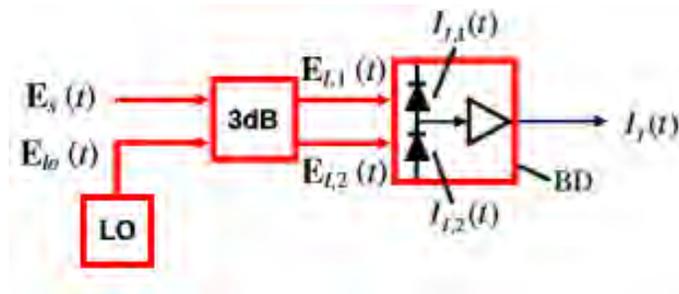


Figura 1.10 Arquitectura básica de un receptor óptico coherente con un detector balanceado [25].

Su funcionamiento y arquitectura son similares a aquellos receptores con detección directa, ya que, se traducen los cambios de fase en variaciones de intensidad para que los dispositivos que son capaces de medir la señal óptica, los cuales tienen la gran limitante de no poder detectar la fase directamente, sean capaces de notar dichos cambios. El punto clave del diseño de un receptor coherente se encuentra en la premisa de implementar el oscilador local, puesto que cumple la función de hacer que la señal cambie de la frecuencia de la luz ($\approx 194 \text{ THz}$ para 1550 nm) a una menor (banda base en el mejor de los casos) y en el dominio eléctrico, de modo que los dispositivos electrónicos pueden operar sin problemas.

En el caso de la detección heterodina, el cambio a una frecuencia intermedia (IF, por sus siglas en inglés) y su posterior cambio a banda base o en el caso de la homodina, el inmediato traslado a banda base; no elimina o altera de forma alguna la información que pudiera haber en cualquier componente de su campo. La conservación de variaciones en la fase, intensidad, frecuencia y polarización son de vital importancia, ya que dependiendo de la modulación utilizada, cada una podría llevar información.

La base de la recepción coherente está en tomar el producto de los campos eléctricos de la señal modulada y del oscilador local [29]. Sea la señal recibida(S) y la del oscilador local (LO):

$$E_s(t) = A_s(t)e^{j\omega_s t} \quad 1.16$$

$$E_{LO}(t) = A_{LO}(t)e^{j\omega_{LO} t} \quad 1.17$$

donde:

A_s es la amplitud compleja de la señal recibida

ω_s es la frecuencia angular

A_{LO} es la amplitud constante del LO

ω_{LO} es la frecuencia angular del LO

Las amplitudes complejas están relacionadas con las potencias de las señales por [29]:

$$P_s = \frac{|A_s|^2}{2} \quad 1.18$$

$$P_{LO} = \frac{|A_{LO}|^2}{2} \quad 1.19$$

Haciendo uso de la arquitectura que se muestra en la Figura 1.10 entonces las señales incidentes en los fotodiodos son expresadas por [29]:

$$E_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_s + E_{LO}) \quad 1.20$$

$$E_2 = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_s - E_{LO}) \quad 1.21$$

A la salida de los fotodetectores, las funciones que describen la corriente están acotadas por [29]:

$$I_1 = R \left[\text{Re} \left\{ \frac{A_s(t)e^{j\omega_s t} + A_{LO}(t)e^{j\omega_{LO} t}}{\sqrt{2}} \right\} \right]^{ms} \quad 1.22$$

$$= \frac{R}{2} \left[P_s(t) + P_{LO} + 2\sqrt{P_s(t)P_{LO}} \cos(\omega_{IF}t + \theta_s(t) - \theta_{LO}) \right]$$

$$I_2 = R \left[\text{Re} \left\{ \frac{A_s(t)e^{j\omega_s t} - A_{LO}(t)e^{j\omega_{LO} t}}{\sqrt{2}} \right\} \right]^{ms} \quad 1.23$$

$$= \frac{R}{2} \left[P_s(t) + P_{LO} - 2\sqrt{P_s(t)P_{LO}} \cos(\omega_{IF}t + \theta_s(t) - \theta_{LO}) \right]$$

donde ' ms ' significa el cuadrado medio con respecto a la frecuencia óptica.

$\omega_{IF} = |\omega_s - \omega_{LO}|$ es conocida como una frecuencia intermedia ($\omega_{IF} = 0$, para el caso homodino).

R es la responsividad de los fotodiodos.

θ_s y θ_{LO} son las fases de la señal recibida y la del oscilador local, respectivamente.

La salida del detector balanceado viene dado por la ecuación 1.24 [29]:

$$I(t) = I_1(t) - I_2(t) = 2R\sqrt{P_s(t)P_{LO}} \cos(\omega_{IF}t + \theta_s(t) - \theta_{LO}) \quad 1.24$$

1.3.2.2 Híbrido 90° de 2x4

Este componente es una pieza clave de los receptores ópticos para modulaciones de alto orden, ya que hace posible la detección de los componentes I (In-Phase) y Q (Quadrature) de la señal óptica. Se emplea en los receptores coherentes en la superposición de la señal de luz y la luz de un LO.

Este dispositivo posee la característica de tener dos entradas para señales ópticas y en sus 4 salidas una combinación de ambas, aunque difiriendo en fase una con respecto a la otra en 0°, 90°, 180° y 270°. El nombre de Híbrido 90° de 2x4 se acuña del hecho que las señales se encuentren separadas por múltiplos de 90° y que existan dos entradas por cuatro salidas. Estas salidas se aprovechan para hacer una eficiente medición de la fase de la señal óptica.

Suponiendo que se tienen dos señales a las entradas del híbrido que cumplen con las siguientes ecuaciones [25]:

$$E_{in1}(t) = |E_{in1}(t)| e^{j\phi_1 t}; \quad E_{in2}(t) = |E_{in2}(t)| e^{j\phi_2 t} \quad 1.25$$

Entonces las salidas ($n=0, 1, 2, 3$) obedecerán la siguiente expresión [25]:

$$P_{out n}(t) = P_{out n}(t) P_{out n}^*(t) \\ = \frac{1}{4} |E_{in1}(t)|^2 + \frac{1}{4} |E_{in2}(t)|^2 + \frac{1}{2} |E_{in1}(t)| |E_{in2}(t)| \cdot \cos[\phi_1 - \phi_2 - n \cdot 90^\circ] \quad 1.26$$

Se puede notar que las señales de salidas adyacentes se encuentran en cuadratura y las salidas restantes se pueden ocupar para emplear la detección balanceada siendo este el principio fundamental de la arquitectura con Híbrido 90° de 2×4 [25].

1.3.2.3 Arquitectura con Híbrido 90° de 2×4

La arquitectura que se muestra en la Figura 1.11 es bastante similar a la de detección directa con la diferencia de la entrada del LO, que representa una detección heterodina u homodina, lo que provoca un cambio en la frecuencia de las señales *In-phase* y *Quadrature*. Una vez hecha la traslación de frecuencia es posible tratarla de manera electrónica completamente y de esta manera reducir costos y complejidad al receptor [28].

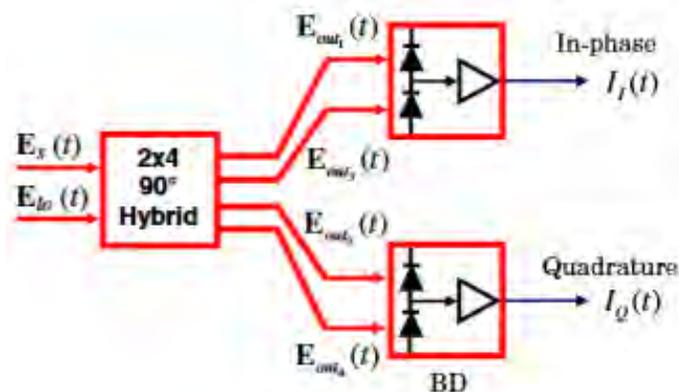


Figura 1.11 Interfaz de cuadratura óptica para detección coherente de componentes *I* y *Q* [25].

La señal de información se hace incidir en una entrada del Híbrido mientras que la señal del LO se introduce por la segunda entrada. Las señales combinadas de salida son aprovechadas por los detectores balanceados (BD, por sus siglas en inglés) así como se ilustra en la Figura 1.11. Las salidas $E_{out1}(t)$ y $E_{out3}(t)$, cuyos desfases son 0° y 180° respectivamente, son llevadas al primer fotodetector balanceado de manera que al realizar la suma de ambas da como resultado un nivel de intensidad que corresponde directamente al eje *I* dentro del plano complejo.

De manera análoga al tomar las salidas que sobran $E_{out2}(t)$ y $E_{out4}(t)$, cuyos ángulos de desfase son 90° y 270° , se puede obtener la componente del eje *Q*, ya que está en cuadratura con el otro par de salidas.

1.3.2.3.2 Diversidad en Polarización

Esta particularidad de aprovechar la componente de polarización para incrementar la eficiencia espectral no es nueva, aunque en comunicaciones ópticas no se consigue tan fácilmente debido a que ocurre un tipo de dispersión por polarización que repercute en el BER de manera directa.

Sin embargo, cabe destacar que sí es posible realizar esta diversidad en polarización sin que afecte en gran medida el diseño de los receptores. La modificación que se tendría que realizar es insertar un divisor de polarización (PBS, por sus siglas en inglés) para cada fuente lumínica y duplicando el modelo del receptor coherente para cada componente de polarización.

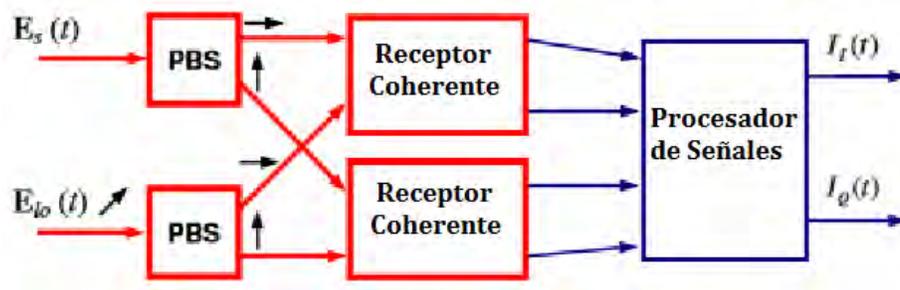


Figura 1.12 Diversidad de polarización [28].

Para ello se manda información de modulación independiente sobre una componente de polarización, por ejemplo, polarización vertical. Al mismo tiempo se envía información por la polarización horizontal sin que deba de tener alguna relación con la otra componente. Esta duplicación en el canal duplica a su vez la eficiencia espectral. Aunque al costo de una doble modulación y una doble recepción.

En el lado del receptor se separa la polarización y se procesa por separado. Una alternativa es la mostrada en la Figura 1.12, donde hay una red de combinación que analiza las unidades I y Q de ambas polarizaciones y genera una mezcla de ambas que un DSP puede interpretar y recuperar los datos [28].

1.3.3 Recepción Óptica Heterodina

Este tipo de detección fue originalmente desarrollada en el campo de las ondas de radio y microondas, en el cual una señal débil recibida es mezclada con un LO considerablemente más fuerte. El mezclado se realizaba en un dispositivo no-lineal como un rectificador y el resultado de la mezcla era detectado después de que hubiera pasado por filtros para quitar las componentes de frecuencia de LO y la señal de información original.

La detección óptica heterodina se basa en el mismo principio, solo que en el régimen óptico no existe un dispositivo no-lineal análogo al de las comunicaciones inalámbricas que haga el mezclado de señales. Lo que se utiliza comúnmente es un divisor de señal, ya sea un cristal con 50% de índice de reflexión o con acopladores de 3 dB. La señal de información y del LO son entonces coherentes al llevar la misma dirección y se hacen incidir en un fotodiodo.

La corriente resultante del fotodiodo es proporcional al cuadrado de la amplitud del campo eléctrico. Si la potencia de la señal y del LO son constantes la corriente del fotodiodo tendrá dos componentes:

La parte constante (DC) será correspondiente a la suma de potencias de las señales ópticas.

La parte oscilante con la diferente frecuencia tendrá una amplitud proporcional al producto de la amplitud del campo eléctrico de la señal y del LO.

Cualquiera de estas componentes puede ser aislada para procesarse independientemente a través de métodos electrónicos. En el escenario de una señal recibida débil y una señal de LO fuerte, que es el caso más común, se obtiene una ganancia con respecto a la detección directa sin tener una etapa de amplificación.

La frecuencia de la señal de información y la del LO se escogen para que sean diferentes, como consecuencia la información de la señal óptica es transferida a una portadora eléctrica en una frecuencia intermedia (IF) que corresponde a la diferencia de frecuencia entre ambas señales. Esta diferencia debe ser al menos igual al ancho de banda de la señal de información para que no haya pérdida de datos al procesar la señal [25].

La detección homodina ofrece una mejora de 3 dB de sensibilidad en el receptor, lo que pareciera hacerla más atractiva a la hora de elegir un método en específico, sin embargo es mucho más complejo de implementar en la práctica [28].

El desarrollo matemático es el mismo que el de la recepción coherente (ecuaciones 1.16-1.24). Quedando como expresión final $I(t) = I_1(t) - I_2(t) = 2R\sqrt{P_s(t)P_{LO}} \cos(\omega_{IF}t + \theta_s(t) - \theta_{LO})$ [29].

1.3.4 Recepción Óptica Homodina

En la detección homodina, se busca igualar la frecuencia de la portadora de la señal luminosa de información y la del LO de manera que el espectro óptico sea directamente trasladado a banda base eléctrica. El mayor reto de este tipo de detección es la correcta sincronización de frecuencia y fase de ambas señales [25].

Esta técnica es sensible a cambios de fase en el sentido en que la potencia de la señal homodina depende de la diferencia de fase que haya entre aquellas con que fue alimentado el sistema. La potencia puede ser máxima cuando no haya desfase alguno, en caso contrario, cuando tienen una diferencia máxima (180°) dicha potencia llega a ser casi 0. La razón de que no llegue completamente a un estado de potencia nula se debe en gran medida a componentes de ruido provenientes del LO y de la señal recibida.

El principal inconveniente que se encuentra al momento de tratar de implementar la detección homodina es el control que debe de aplicarse al LO para mantener su frecuencia idéntica a la de la portadora óptica. En primer lugar, al no ser completamente idénticos los láseres, existe ineludiblemente una diferencia en su frecuencia central de trabajo siempre presente que puede ser compensada en la instalación del sistema. En segundo término, se tiene que la vida útil de los componentes es pieza fundamental cuando de precisión se trata, ya que como es bien sabido, en con el paso del tiempo los componentes como los filtros, amplificadores y, principalmente, los láseres o diodos láser van envejeciendo. En consecuencia, suceden alteraciones en sus parámetros de funcionamiento que repercuten de manera diferente en el sistema. En este caso una desviación en su frecuencia central de trabajo provocaría que el índice BER aumentara progresivamente hasta un punto donde podría hacer al conjunto inoperable. Incluso el ambiente juega un papel importante

cuando de control de estos parámetros se trata, ya que ningún dispositivo electrónico es completamente independiente condiciones climáticas como el calor, la humedad, etc.

Técnicas de igualación de frecuencia entre la señal recibida y la del LO permiten lidiar con posibles cambios entre estas, pero no es tan sencillo de implementarlas y el hecho de realizar una igualación de frecuencias adaptiva incrementa la complejidad del receptor tanto en su costo como en su rentabilidad [25].

La detección óptica homodina requiere que la fase de la frecuencia de la señal recibida coincida con la del LO. En primer término, esta detección coherente nos da una alta sensibilidad, lo cual significa que se necesita de menor cantidad de intensidad lumínica para poder obtener una buena recepción. La implementación de este sistema normalmente requeriría un Lazo de Seguimiento de Fase Óptico (OPLL, por sus siglas en inglés) que tiene la función de combatir los posibles cambios en las frecuencias de trabajo [27].

Un modulador es excitado por la salida del oscilador controlado por voltaje para el cual la frecuencia es determinada por el voltaje de la salida del filtro pasa-banda electrónico que cumple el nivel de voltaje requerido para el modulador. La frecuencia del LO usualmente se fija en la región tal que la diferencia de frecuencia respecto a la señal portadora recibida caiga dentro de la frecuencia de trabajo del filtro pasa-banda. Cuando la diferencia de fase es cero, no hay nivel de voltaje alguno en la salida del filtro de salida y como consecuencia el OPLL alcanza por fin un estado estable [27].

El ancho de banda del modulador óptico es importante, ya que, se podría extender el rango entre ambas portadoras ópticas. Cualquier diferencia entre la frecuencia del LO y la portadora es detectado y filtrado con un filtro pasa-bajos [27].

Finalmente, la recepción homodina no tiene frecuencia intermedia por lo que la expresión 1.24 queda reducida en principio a [29]:

$$I(t) = I_1(t) - I_2(t) = 2R\sqrt{P_s(t)P_{LO}} \cos(\theta_s(t) - \theta_{LO}) \quad 1.27$$

Para detectar las componentes I y Q de la señal es necesario utilizar el Híbrido 90° de 2×4 , tomando la salida 1 y 3 para la componente I y la salida 2 y 4 para la componente Q , como se había mencionado con anterioridad. Siendo así, las salidas estarían dadas por [29]:

$$E_1 = \frac{1}{2}(E_s + E_{LO}) \quad 1.28$$

$$E_2 = \frac{1}{2}(E_s - E_{LO}) \quad 1.29$$

$$E_3 = \frac{1}{2}(E_s + jE_{LO}) \quad 1.30$$

$$E_4 = \frac{1}{2}(E_s - jE_{LO}) \quad 1.31$$

Las salidas de los detectores balanceados después del híbrido 90° de 2×4 obedecería la siguiente ecuación [29]:

$$I_I(t) = I_{I1}(t) - I_{I2}(t) = R\sqrt{P_s(t)P_{LO}} \cos(\theta_s(t) - \theta_{LO}) \quad 1.32$$

$$I_Q(t) = I_{Q1}(t) - I_{Q2}(t) = R\sqrt{P_s(t)P_{LO}} \sin(\theta_s(t) - \theta_{LO}) \quad 1.33$$

1.4 PROPUESTA PRELIMINAR DEL SISTEMA ÓPTICO COHERENTE

Teniendo en cuenta la exposición anterior en que se describen los transceptores coherentes, se propuso un sistema base para el sistema de que trata este trabajo. Las características generales del transmisor son:

1. Se utilizan dos MZM con punto de mínima transmisión con un voltaje pico a pico de $2V_\pi$ siendo de esta forma que se puedan alcanzar todos los puntos requeridos dentro de la constelación IQ.
2. Siendo que se ocupan dos MZM el tipo de modulador IQ empleado obedece a la configuración 'Doble MZM con única entrada', tal como se muestra en la Figura 1.4. Se ha descartado la configuración 'MZM único de doble entrada' por el hecho que las señales requeridas para controlar los cambios en la señal de acuerdo a la información son muy complejas de generar, lo que requeriría una etapa electrónica extra para poder proveerlas de forma precisa.
3. Se acomodaron 16 transmisores, uno por canal, que trabajaran a 100 Gbps individualmente. Hacen uso de una modulación QPSK con diversidad en polarización para aprovechar mejor las propiedades de la señal. Sus longitudes de onda están situadas alrededor de los 1550 nm.

El medio de propagación de las señales es una fibra óptica monomodo (SMF, por sus siglas en inglés). Sus características incluyen el poseer una atenuación de $0.23 \frac{dB}{km}$. Aunque existen algunas fibras que tienen pérdidas por kilómetro menores, el tomar en cuenta una atenuación mayor a la habitual hace que nuestro diseño sea más flexible, ya que se puede ampliar la selección de fibra óptica abarcando de esta forma a la mayoría disponibles en el mercado. Este medio también cuenta con un índice de dispersión de $18 \frac{ps}{nm \cdot km}$ lo cual es bastante común en fibras SMF. Se toman en cuenta efectos pertenecientes a las no linealidades.

En la etapa receptora las características más importantes son:

1. Como se ha implementado una modulación QPSK es necesario que la recepción sea de tipo coherente y así poder recuperar la señal satisfactoriamente. Se ocupó un híbrido 90° de 2×4 y así tener la habilidad de detectar las componentes del eje I y Q simultáneamente. La primera etapa del receptor obedece a la Figura 1.11.
2. Dado que se ha optado por aprovechar la polarización de la señal, la Figura 1.12 nos podría dar una mejor idea de la arquitectura del receptor.
3. La frecuencia del LO en cada receptor se desea sea la misma que la del transmisor para cada canal, lo que resulta en un tipo de recepción homodina. Esto supone una ventaja al posteriormente poder trabajar con la señal en el dominio eléctrico en banda base. Los controles de polarización y de diferencia de frecuencia del LO son llevados a cabo por el procesamiento digital que se realiza como etapa final.

4. Se aplica un procesamiento de señal para paliar algunos de los efectos más dañinos de la transmisión. Estos algoritmos usados son presentados en la siguiente sección explicando cómo beneficia cada uno al sistema.

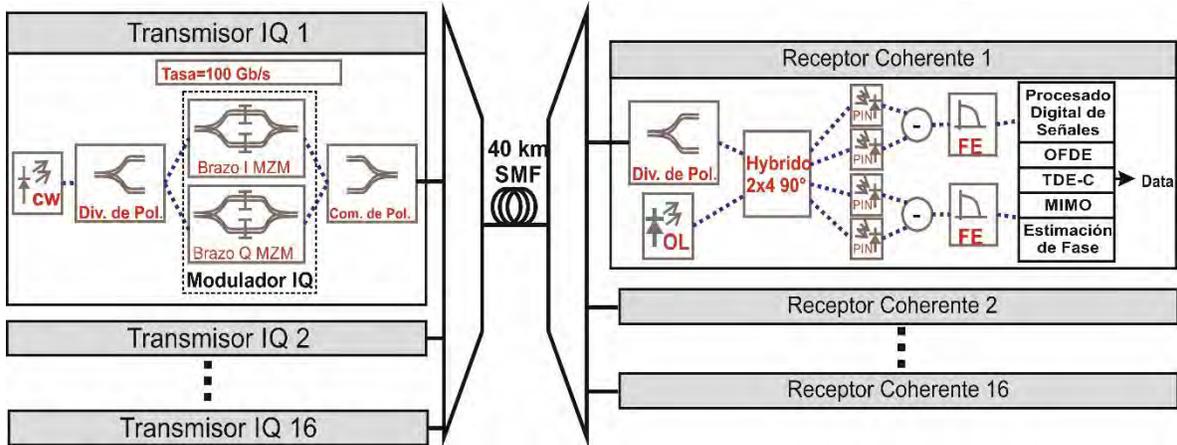


Figura 1.13 Arquitectura de diseño propuesta en este trabajo.

Capítulo 2: PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES (DSP) EN EL RECEPTOR COHERENTE

2.1 INTRODUCCIÓN

Dentro de los sistemas actuales de comunicación óptica, existe una gran variedad de técnicas que hacen posible velocidades de transmisión del orden de 100 Gbps utilizando métodos de modulación relativamente sencillos; sin embargo, en algunos casos es necesario el empleo de métodos de ecualización para mejorar el desempeño del sistema para que sea confiable. Dichos ecualizadores se realizan por medio de un procesador de señales que bien puede estar integrado en el receptor mismo.

Con la llegada de los métodos avanzados de modulación, el requerimiento de algoritmos más complejos de procesamiento de señales se hizo imprescindible debido a que la señal captada, al tener información en su fase, se encuentra más propensa a distorsiones que ocurren por efectos propios de la transmisión en la fibra, tales como la dispersión cromática. Aunque existe una gran variedad de algoritmos que cumplen con mitigar algunas de estas distorsiones, como por ejemplo la estimación de fase [30], con los que se tiene una mayor experiencia dentro de este campo son los ya aplicados a las comunicaciones inalámbricas. Dichos algoritmos actualmente se retoman para el post tratamiento de la señal debido a que los desperfectos que sufre la señal óptica al ser transmitida por una fibra son equiparables al de la señal inalámbrica. La madurez de la electrónica permite utilizar la modulación de fase y polarización en sistemas ópticos de comunicación, de modo que alcance distancias y niveles de desempeño inalcanzables con métodos tradicionales [31].

Como principal desventaja en los esquemas de detección coherente se tiene que ahora es necesario contar con un módulo extra de procesamiento de señales, en tanto que la arquitectura de recepción es un poco más compleja y se requieren mejores láseres, con gran estabilidad en su frecuencia de trabajo y un ancho de banda del orden menos a 1 MHz [32]. Dentro de este capítulo se hará un estudio de los principales algoritmos que componen el procesamiento digital de señales del sistema.

2.2 FUNCIONES E IMPORTANCIA DEL PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES

Como se puede apreciar en el diseño del receptor coherente, desaparece la retroalimentación por parte del OPLL hacia el LO que se encarga de mitigar diferencias entre portadoras de frecuencia y de fase. Los motivos causantes de esta simplificación en la arquitectura son principalmente que el módulo de DSP, localizado a la salida de los detectores balanceados, hace uso de algoritmos que pueden atenuar el efecto nocivo que genera esta diferencia entre frecuencias; y que la utilización de OPLLs no es rentable debido a su alto costo y mantenimiento.

La sección de procesamiento digital de señales se ha desarrollado durante décadas y se ha aplicado a una extensa variedad de sistemas de comunicaciones móviles principalmente. El modelo del ambiente impredecible y la multitrayectoria dentro de las comunicaciones inalámbricas son análogas a la fase cambiante de la señal mientras viaja en la fibra y los efectos de dispersión por polarización en los sistemas ópticos, respectivamente. Es por esta razón que los algoritmos de los sistemas inalámbricos son considerados como principales candidatos para su aplicación en sistemas ópticos.

Tomando ventaja de la madurez en estas técnicas en conjunto con la habilidad del receptor coherente de obtener la señal eléctrica en banda base, se puede realizar un eficiente tratamiento de la señal que resulta en una medición de la fase con una exactitud excelente.

El tiempo de procesamiento es muy importante cuando se piensa en implementar estas técnicas en sistemas que alcanzan tasas de bits muy grandes, como es el caso de un canal de 25 GBaud, ya que, tiempos de procesamiento largos provocan un saturamiento en el módulo de DSP y una latencia alta que limitarían algunos servicios sensibles a retrasos como VoIP o Videoconferencia.

Puesto que los sistemas de DSP actuales se encuentran en una etapa avanzada y se consiguen de forma accesible, es posible implementar una gran variedad de correcciones a la señal recibida. En el diseño propuesto para el estándar de Ethernet operando a 1.6 Tbps que se presenta en capítulos posteriores se utilizan dos etapas de procesamiento de la señal recibida. El primero, conocido como pre-DSP, se emplea para paliar el efecto de la dispersión cromática. El segundo, conocido como post-DSP, es aplicado en estimaciones de fase de la señal recibida y, la diferencia existente entre la frecuencia de la portadora y el oscilador local.

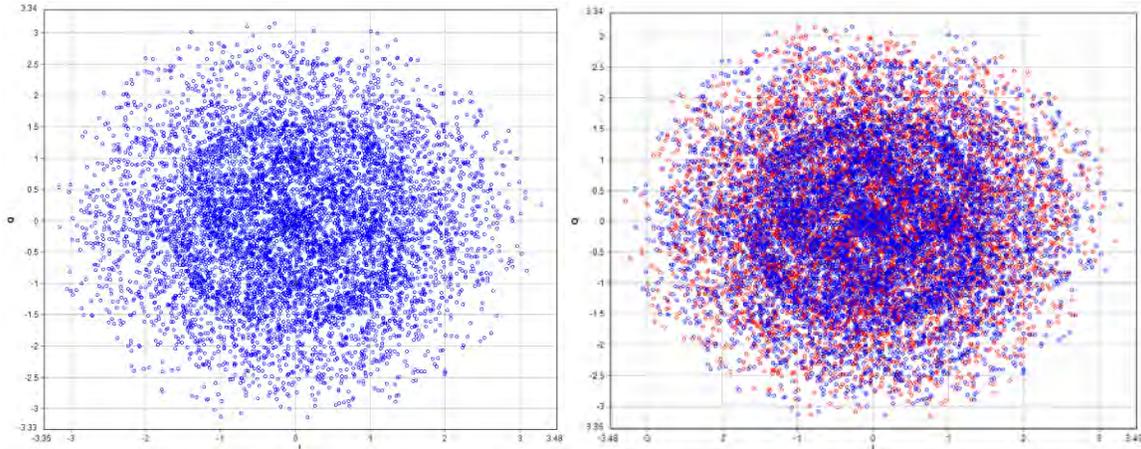


Figura 2.1 Constelación QPSK recibida después de 40 km de fibra SMF. A la izquierda se presenta el caso de una sola polarización mientras que del lado derecho se muestra transmisión con ambos estados de polarización en azul (X) y rojo (Y).

En la Figura 2.1 se puede visualizar la señal recibida por la simulación del sistema propuesto de comunicación óptica, el cual consiste de 40 kilómetros de fibra óptica SMF, sin compensador de dispersión cromática ni modificación alguna. El sistema opera con una tasa de transmisión de 50 Gbps y con una modulación QPSK en una sola polarización (izquierda) y polarización dual (derecha). Al efectuar la estimación del BER obtenemos un valor de 0.2180, lo cuál indica que aproximadamente hay una probabilidad de 1/5 que un bit sea erróneo en la transmisión. Claramente esto es inaceptable para el estándar actual que requiere valores de BER de 1×10^{-13} . Este resultado pone de manifiesto la necesidad de utilizar un sistema de procesamiento digital de señales o DSP.

2.2.2 Algoritmo para corrección de dispersión cromática

La dispersión cromática es un efecto inherente en todos los sistemas de comunicación ópticas y uno de los principales factores limitantes de una transmisión sin errores. Su efecto se produce cuando,

por causa del medio de transmisión (fibra óptica), las diversas componentes espectrales que forman la señal luminosa viajan a diferentes velocidades. Cuando se recibe la señal, esta no uniformidad de velocidad resulta en el ensanchamiento temporal en el dominio de la frecuencia y una degradación en la calidad de la señal.

Para llevar a cabo la corrección de la dispersión cromática se realiza un método conocido como Ecuación Óptica en el Dominio de la Frecuencia (OFDE, por sus siglas en inglés). Dicho algoritmo hace uso de la transformada rápida de Fourier (FFT, por sus siglas en inglés) para pasar al dominio de la frecuencia. Este procedimiento se efectúa por bloques de cierto tamaño, ya que no se puede esperar hasta el final de la transmisión para iniciar la corrección.

Puesto que algunas componentes espectrales de la señal llegan antes que otras, se tienen símbolos alargados y por efecto de tomar estos bloques por periodos de tiempo definidos, los símbolos que se encuentran al inicio y al final del bloque quedan truncados. Estos símbolos incompletos son provechosos para efectuar la corrección de CD, sin embargo, al no quedar completos se deben desechar. Al desechar símbolos que se sitúan al principio y término de cada bloque, debe de existir una superposición de los mismos.

En [31] se hacen pruebas para determinar el tamaño correcto de bloque para transmisiones de largo alcance. Los mejores resultados se encontraron usando un bloque de 512 símbolos de tamaño para aplicar la FFT y un número de símbolos superpuestos de 128 [31].

La operación de la corrección cromática en el receptor comienza inmediatamente después que la señal recibida se ha separado en ambas componentes de polarización, han pasado por el híbrido $2 \times 90^\circ$ y por los fotodetectores balanceados.

Para empezar OFDE, se aplica la operación FFT a un determinado número de símbolos (N_c) de la señal recibida. Una vez que este bloque de símbolos se encuentra en el dominio de la frecuencia, a través de FFT, es multiplicado por un peso fijo calculado en [33] que representa la función inversa de la dispersión cromática inherente a la fibra.

$$H_f = e^{j \frac{(2\pi f)^2 \beta_2 L}{2} + j \frac{(2\pi f)^2 \beta_3 L}{6}} \quad 2.1$$

donde

$$\beta_2 = -\frac{D\lambda^2}{2\pi C_0} \quad 2.2$$

$$\beta_3 = \frac{s - \frac{4\pi C_0 \beta_2}{\lambda^3}}{\left(\frac{2\pi C_0}{\lambda^2}\right)^2} \quad 2.3$$

β_2 y β_3 son los factores de segundo y tercer orden de la dispersión cromática de la fibra óptica.

f es la frecuencia de la portadora.

L es la longitud de la fibra.

$\lambda = \frac{c_0}{f}$ es la longitud de onda de la frecuencia central de la portadora.

c_0 es la velocidad de la luz $\left[\frac{m}{s}\right]$.

s es el coeficiente de *slope* de la fibra.

D es el coeficiente de la dispersión de la fibra.

El *slope* es la función pendiente que obedece la dispersión en una fibra óptica, de esta forma se puede saber cómo cambia con respecto a la longitud de onda donde se sitúa. Esto indica que el coeficiente de dispersión no es el mismo para todas las frecuencias y por esta razón es necesario realizar el cambio para llevar a cabo una eficiente corrección de CD [31].

Una vez que se ha multiplicado por dicha función se realiza la transformada rápida de Fourier inversa y de esta forma se migra del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo. Posteriormente se remueven N_e símbolos al inicio y N_e símbolos al final del bloque. Los símbolos restantes $N_0 = (N_c - 2N_e)$ son los que se extraen. En la Figura 2.2 se aprecia cómo se superponen los bloques entre sí y el resultado es que la secuencia de los N_0 símbolos obtenidos son los símbolos ecualizados, lo cual demuestra una interferencia inter-bloque nula [31].

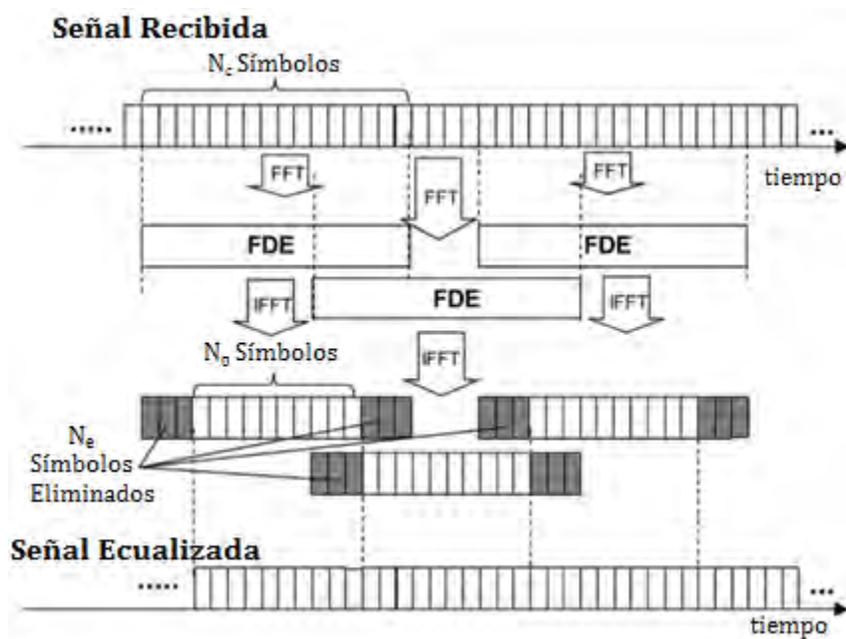


Figura 2.2 Representación gráfica del traslape de los bloques de OFDE [31].

El resultado de este proceso es relativamente sencillo de implementar y rápido en su ejecución, lo cual no repercute en la medida para considerarlo una desventaja a la eficiencia del receptor.

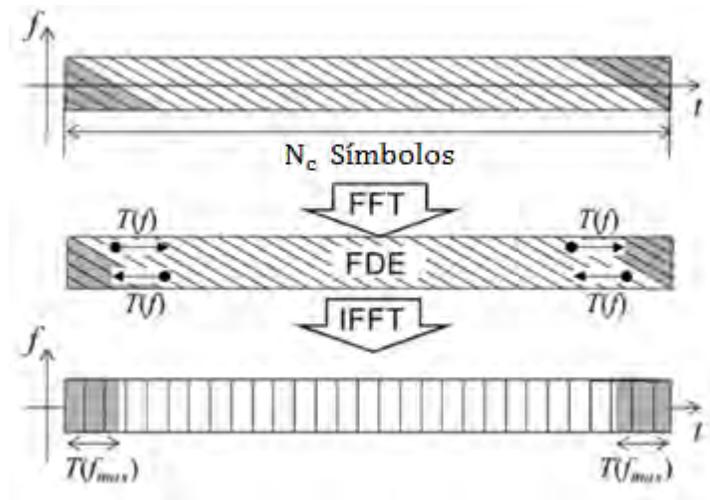


Figura 2.3 Procedimiento OFDE para la compensación de la dispersión cromática [31].

En la parte superior de la Figura 2.3 se muestra una representación de cómo estaría el bloque de la señal recibida con el efecto de la dispersión cromática. Se alcanza a observar que las componentes de frecuencia están desfasadas con respecto al tiempo, lo cual significa que existe un retraso entre componentes de un mismo símbolo debido al ancho espectral del canal [31].

Al cambiar al dominio de la frecuencia, multiplicar por la función inversa de la dispersión y posteriormente regresar nuevamente al dominio original se corrigen estos desalineamientos, pero componentes incompletos de otros símbolos, denotados en gris, son también corregidos aunque son indeseados. Una vez aplicada la FFT inversa es posible eliminar estos componentes fácilmente.

A continuación se presenta de forma gráfica cómo actuaría este método en el sistema propuesto.

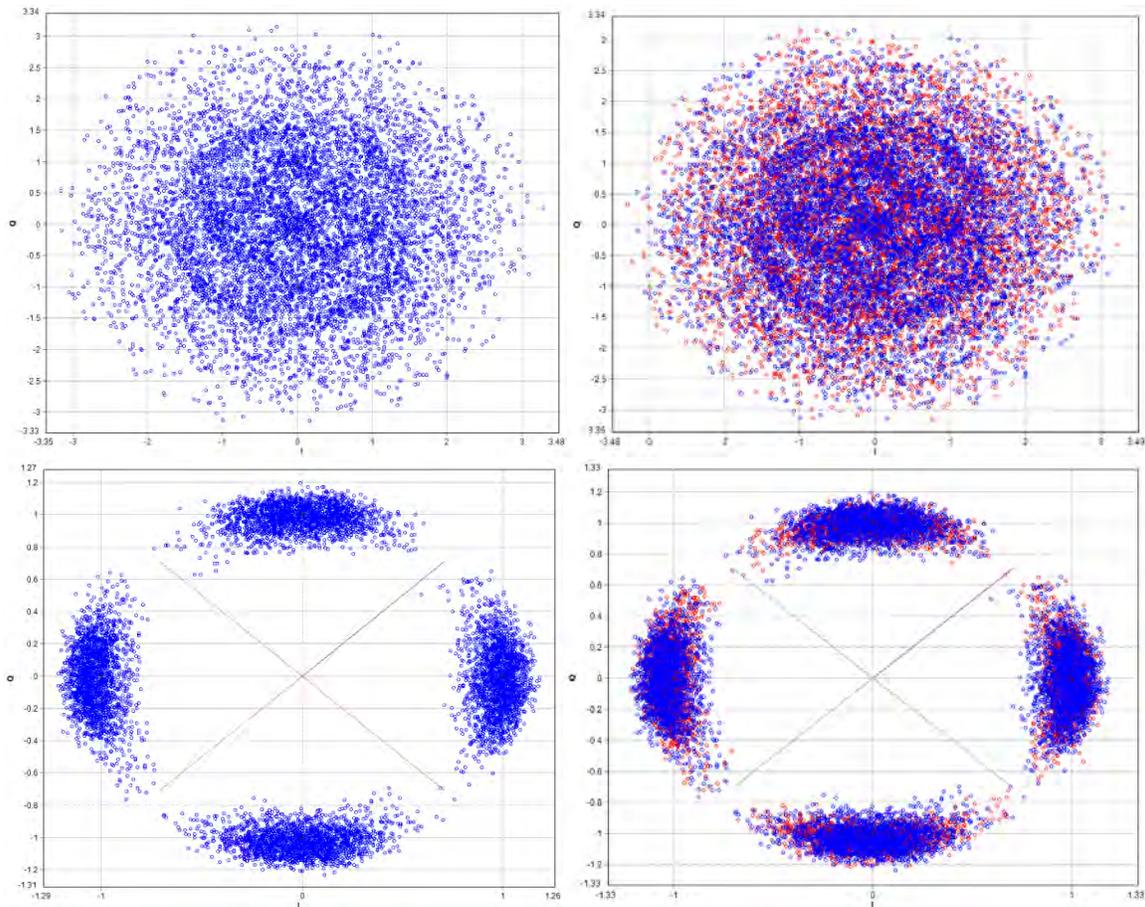


Figura 2.4 Constelaciones recibidas (arriba) y después de la corrección de la dispersión cromática (abajo). Para una polarización (izquierda) y en ambas (derecha).

Como nos presenta la Figura 2.4, la dispersión cromática afecta considerablemente el desempeño del sistema, por lo cual es de suma importancia que se efectúe la corrección en la parte receptora. Con este método se obtiene una mejora del BER de 0.2180 a 5.8×10^{-6} para los casos mostrados en la figura 13 en modulación QPSK.

2.2.3 DSP para paliar el efecto de PMD

Un algoritmo que sirve como corrector de los efectos que tienen lugar en la fibra como consecuencia de la diversidad de polarización es la Ecuación en el Dominio del Tiempo (TDE, por sus siglas en inglés). TDE calcula una serie de coeficientes necesarios para ecualizar la señal recibida y de esta forma se logra obtener una sincronización de símbolo y de frecuencia de la señal.

Las variantes de TDE son TDE-P que usa pilotos cada cierto tiempo y TDE-C que ocupa el Algoritmo de Módulo Constante (CMA, por sus siglas en inglés). La diferencia entre ambos métodos es que TDE-P utiliza una señal piloto que conoce de antemano, y con base en eso le permite calcular coeficientes de recepción; mientras que TDE-C calcula dichos coeficientes haciendo uso de la señal de información en conjunto con un algoritmo ciego [31]. En el sistema propuesto se prefiere que la señal no lleve pilotos y así no desperdiciar carga útil de la señal, por lo que se ha dispuesto trabajar con TDE-C.

Este procesamiento, que ayuda a paliar el fenómeno conocido como PMD, debe llevarse a cabo como una etapa posterior a OFDE. La razón se debe a que una vez corregida la CD, el cálculo de TDE se simplifica de forma sustancial reduciendo de esta forma el tiempo y recursos necesarios para completar su cometido. Esta simplificación se debe a que la corrección de la CD hecha anteriormente corrige significativamente la discrepancia temporal de la señal recibida [31].

2.2.3.1 TDE basado en señales piloto

Para poder implementar TDE como alternativa para disminuir el impacto de la PMD es necesario que la señal transmitida tenga el formato mostrado en la Figura 2.5.

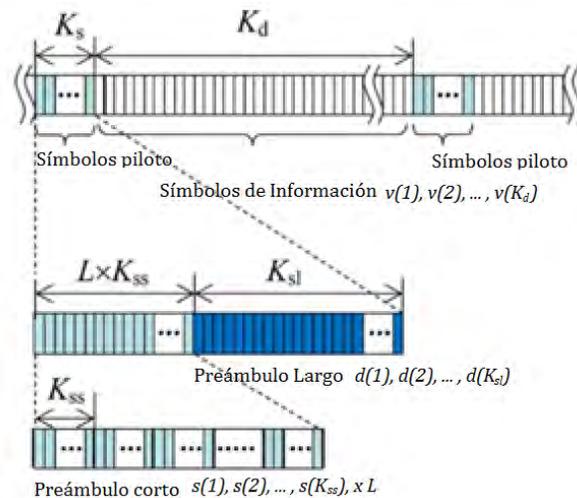


Figura 2.5 Formato de transmisión de la señal para corregir PMD a través de TDE [31].

En la Figura 2.5 el formato de transmisión de la señal está compuesto por una señal piloto seguido de la secuencia de datos. La señal piloto está dividida en una secuencia de preámbulos cortos y preámbulos largos. La primera es necesaria para la sincronización de tiempo y frecuencia mediante TDE. La secuencia de preámbulos largos es usada específicamente por TDE-P para el cálculo de los pesos de recepción. La secuencia de preámbulos cortos es especificada por el estándar 802.11a, la cual consiste en L preámbulos cortos de K_{ss} símbolos.

La sincronización temporal se logra a través de los preámbulos cortos. Para determinar el inicio de la secuencia de datos se realiza el cálculo de una correlación cruzada entre estos preámbulos definidos y la señal recibida en el tiempo t_m . Los máximos de esta función marcan el inicio de dichos preámbulos dando L máximos. Basándose en estos L picos de la función es posible estimar de modo aproximado la diferencia de frecuencia y en forma consecuente dar informe al bloque de OFDE para realizar los ajustes requeridos.

2.2.3.2 TDE basado en CMA

Esta modalidad de ecualización es preferida en nuestro sistema ya que no requiere de preámbulos piloto en la señal para poder calcular los coeficientes de recepción, en vez de eso los calcula directamente de los símbolos de información. La forma de calcular los coeficientes del ecualizador es mediante la ecuación 2.4 y 2.5 [31]:

$$\omega_x(t_n) = \omega_x(t_n - T_s) + \alpha u(n-1) J(n-1) r_x^*(t_n - T_s) \quad 2.4$$

$$\omega_y(t_n) = \omega_y(t_n - T_s) + \alpha u(n-1) J(n-1) r_y^*(t_n - T_s) \quad 2.5$$

donde:

$$J(n) = 1 - |u(n)|^2 \quad 2.6$$

$$u(n) = \sum_{k=1}^M \left\{ \omega_{x,k}^* t(n) r_x \left(t_n - (k-1) \frac{T_s}{X} \right) + \omega_{y,k}^* t(n) r_y \left(t_n - (k-1) \frac{T_s}{X} \right) \right\} \quad 2.7$$

$$\mathbf{r}_x(n) = \left[r_x(t_n), r_x \left(t_n - \frac{T_s}{A} \right), \dots, r_x \left(t_n - (M-1) \frac{T_s}{A} \right) \right]^T \quad 2.8$$

$$\mathbf{r}_y(n) = \left[r_y(t_n), r_y \left(t_n - \frac{T_s}{A} \right), \dots, r_y \left(t_n - (M-1) \frac{T_s}{A} \right) \right]^T \quad 2.9$$

$$t_n = nT_s \quad 2.10$$

α es el parámetro de tamaño de paso.

A es el factor de sobre muestreo.

T_s es la duración de un símbolo.

n es el tiempo discreto dado por el número de símbolos por segundo.

$u(n)$ es la señal de transmisión estimada.

$\mathbf{r}_x(n)$ y $\mathbf{r}_y(n)$ representan los vectores de la señal recibida.

$r_x(n)$ y $r_y(n)$ representan las señales recibidas en las diversas polarizaciones.

M es el tamaño de tap de TDE.

t_n es el tiempo de recepción de símbolo.

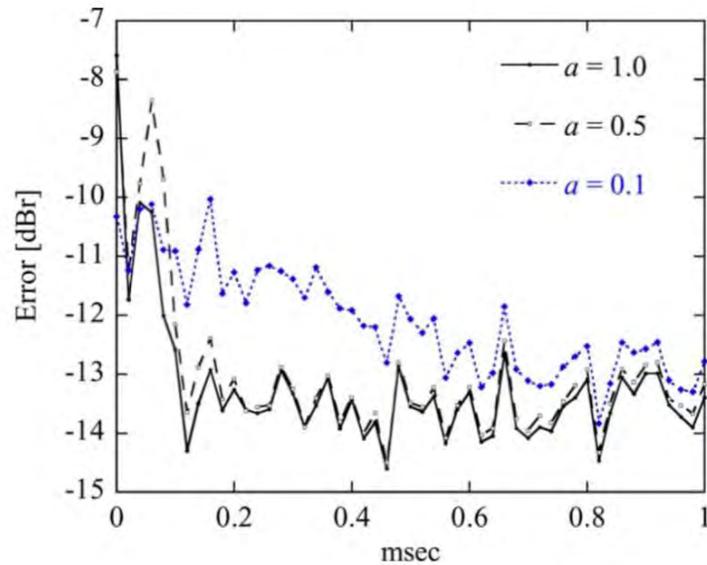


Figura 2.6 Convergencia de los coeficientes según TDE basado en CMA. Se muestra para distintos tamaños de paso α [31].

El hecho de que este algoritmo se ejecute posterior a ODFE, aligera en gran medida la carga de TDE. Las pruebas realizadas en [31] y mostradas en la Figura 2.6 sugieren que el tamaño de paso sea $\alpha = 1$, dado que converge dentro de los primeros $200 \mu s$ a un estado estable transmitiendo a 25 Gbps.

2.2.4 DSP MIMO para control de *crosstalk* por polarización

Como etapa importante y necesaria para poder transmitir en doble polarización sin perder efectividad es preciso hacer uso del DSP conocido como MIMO (multiple-input multiple-output), por su aplicación en sistemas homónimos en el campo de las comunicaciones inalámbricas. Este algoritmo hace posible demultiplexar señales que son transmitidas en diferentes polarizaciones sin la necesidad de un control dinámico de polarización óptica en el receptor. Dado que usar la técnica de multiplexado en polarización es análogo a usar un sistema de antenas MIMO, entonces los algoritmos de estimación del canal en el campo inalámbrico son aplicables a la detección coherente cuando se necesita compensar efectos de *crosstalk* de polarización [34].

Durante el trayecto de la señal a través de la fibra óptica la polarización de la onda luminosa no se mantiene y cambia impredeciblemente. Al momento de la recepción, teniéndose un PBS no orientado conforme la señal recibida, los componentes de un estado de polarización afectan a la señal en el estado ortogonal y viceversa. Este efecto es conocido como *crosstalk* de polarización y se traduce en una degradación en los indicadores de confiabilidad del canal, como puede ser el BER o EVM [34].

El cálculo que debe realizarse para corregir el efecto nocivo parte del hecho que la ecuación que describe la relación entre el campo eléctrico recibido después del divisor de polarización (E'_x y E'_y) y el original (E_x y E_y) están multiplicados por una matriz que describe el efecto de la polarización no adaptiva.

$$\begin{pmatrix} E'_x \\ E'_y \end{pmatrix} = L \begin{pmatrix} J_{11} & J_{12} \\ J_{21} & J_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix} = LJ \begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix} \quad 2.11$$

donde L es un escalar real que describe las pérdidas ópticas entre la señal antes de ser recibida y la señal después del receptor coherente; y la matriz unitaria de Jones J [17] representa los cambios de polarización debido a la fibra. La ecuación 2.11 describe un sistema MIMO de dos entradas y dos salidas. Como J es una matriz unitaria, dicho sistema, en teoría, puede transmitir dos canales síncronos sin penalización alguna. Debido a variaciones ambientales la polarización de la luz en la fibra cambia conforme transcurre el tiempo, aunque este cambio es bastante más lento que la tasa de transmisión. Por tanto, el sistema puede diseñarse para estimar la matriz de Jones J para la trama entera usando una secuencia de entrenamiento en el preámbulo y así eliminar el crosstalk por polarización. Pueden usarse diferentes métodos al momento de calcular la matriz J , pero debido a las tasas altas que se manejan en comunicaciones ópticas se debe de usar un algoritmo que sea sencillo. En [34] se elige el algoritmo LMS (Least Mean Square) debido a su simplicidad y facilidad para programar. De modo que J puede ser estimado de la siguiente forma:

$$J_i = J_{i-1} + \mu \times \left[\begin{pmatrix} E'_x \\ E'_y \end{pmatrix} \Big|_i - J_{i-1} L \begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix} \Big|_i \right] \times L \begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix} \Big|_i', \quad 2.12$$

$i \geq 0, \quad J_{-1} = \text{valor inicial}$

donde μ es el tamaño de paso, i es el identificador de la secuencia de entrenamiento y L puede ser obtenida de la potencia promedio de la señal.

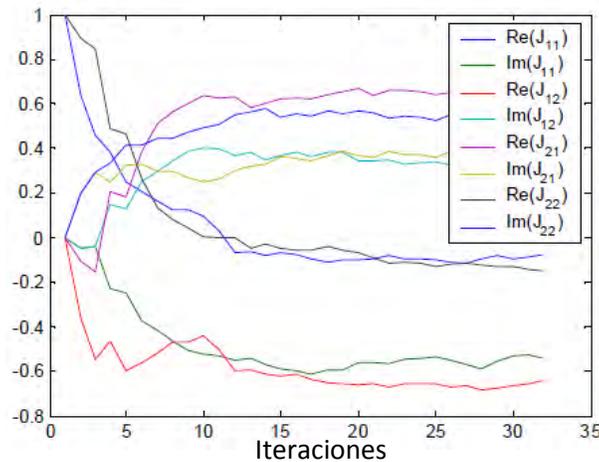


Figura 2.7 Curvas del algoritmo LMS usado para estimar la matriz de Jones [34].

En la Figura 2.7 se pueden observar las ocho líneas que representan los valores reales e imaginarios de la matriz de Jones en el algoritmo iterativo. En el eje x se muestra el número de iteraciones mientras que el eje y contiene los valores de los componentes de la matriz de Jones. Se utiliza una matriz unitaria como valor inicial. Este algoritmo alcanza la estabilidad aproximadamente después de 20 iteraciones, valor para el cual se logra un equilibrio entre precisión y velocidad de convergencia [34].

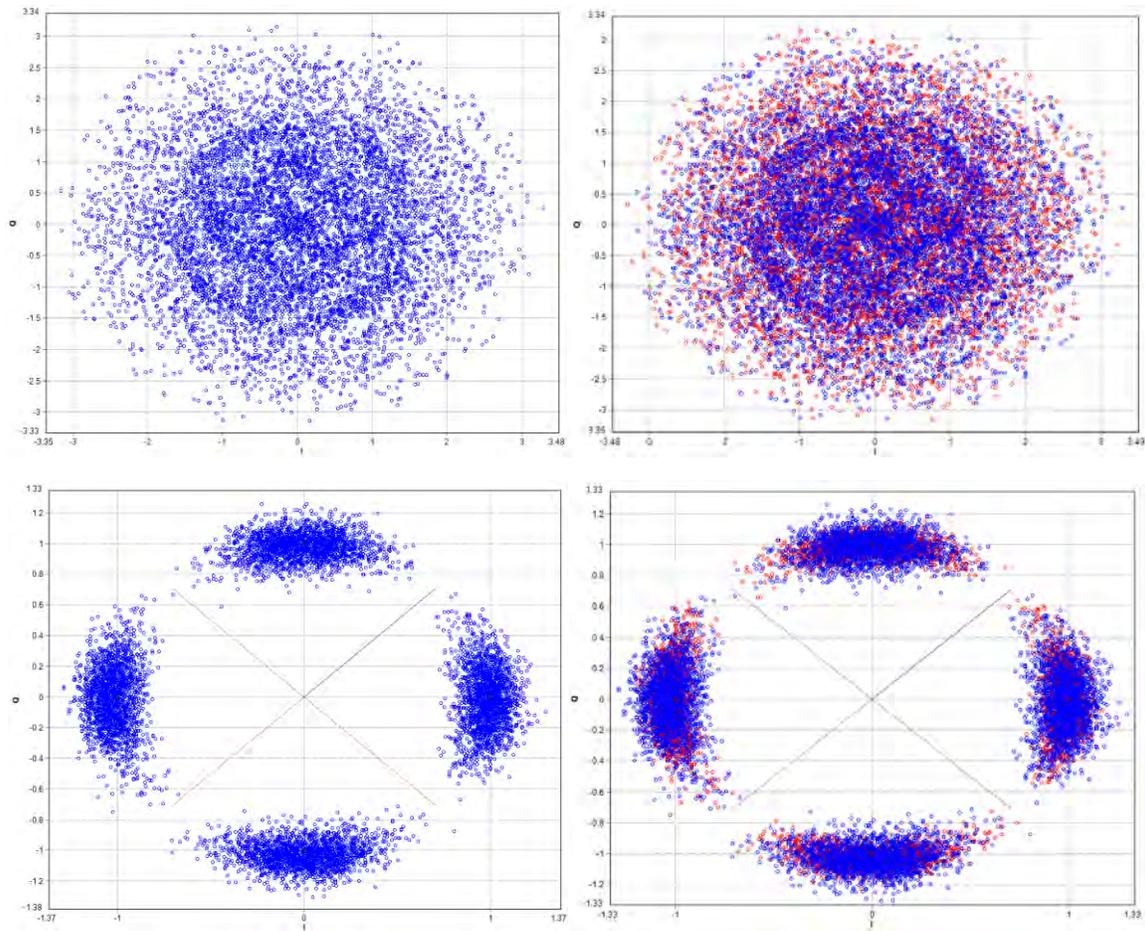


Figura 2.8 Constelaciones recibidas (arriba) y después de la corrección MIMO para *crossstalk* por polarización (abajo). Para una polarización (izquierda) y en ambas (derecha).

En la Figura 2.8 se aprecia la corrección de *crossstalk* por polarización sobre la señal recibida, mostrando que aun cuando se transmite en una sola polarización es altamente benéfico realizarlo. Este análisis pone de manifiesto que este algoritmo es imprescindible para nuestro sistema. La corrección desarrollada por MIMO disminuye el BER de 0.2180 a 5.6×10^{-6} , lo cual posee un rendimiento similar a la corrección de CD que aunque efectúen procedimientos diferentes para paliar diversos efectos inherentes a la transmisión por la fibra, obtienen constelaciones similares. Sin embargo, esto no indica que sean sustituibles el uno por el otro, sino que son complementarios.

Para el caso que los algoritmos para corrección de la dispersión cromática y MIMO trabajen consecutivamente, no mejora el BER significativamente, sino que en conjunto arrojan un índice de error de bit de alrededor de 7.7×10^{-7} , que comparados a 5.6×10^{-6} es una mejora de cerca de un orden en este índice.

2.2.5 DSP para estimación de la fase

Con la llegada de los formatos avanzados de modulación la estimación precisa de la fase se volvió imprescindible. Esta componente es la más difícil de recuperar así como de modular, además del hecho que los efectos que le ocurren durante la transmisión son los más difíciles de corregir o evitar.

El progreso de las técnicas que solamente explotaban la componente de intensidad hacía aquellos que buscan obtener la mayor eficiencia espectral mediante el tratamiento de las demás características de la señal óptica, ha abierto el campo de desarrollo de manera sustancial. La componente de polarización produce problemas debido al Retraso Diferencial de Grupo (DGD, por sus siglas en inglés) propio de la fibra para lo cual se han ideado filtros, algoritmos y compensadores. Sin embargo, la componente de la fase, en cualquier sistema de comunicaciones, siempre ha sido una de las limitantes por su sensible naturaleza y es por ello que debe de ser tratada con especial cuidado.

Una técnica relativamente sencilla de implementar un método para estimar la fase es el que se desarrolla en [15], el cual propone una estimación no lineal de la fase de la portadora para señales satelitales, pero que puede ser aplicada sin modificación alguna para nuestro caso.

Este método propone un periodo de estimación de $2N+1$ símbolos dentro del cual se hace el mejor cálculo para el central y se degrada conforme se acerca a los extremos. El mejor resultado se podría obtener haciendo un traslape de este bloque para todos los símbolos excepto los N primeros y N últimos símbolos, puesto que al no existir símbolos antes y después de la transmisión para hacer el traslape, dichos símbolos quedarían sin una corrección de la dispersión cromática. Una solución para que casi todos los símbolos fuesen ecualizados es hacer N lo más cercano a 1 símbolo, aunque la desventaja de esto es que requeriría de un gran tiempo de procesamiento y recursos, que en tasas enormes (50 Gbauds) no es posible realizar sin introducir retrasos considerables en el sistema. Como se puede comprobar en [15], después de realizar pruebas con diferentes tamaños de N , se llegó a la conclusión que un tamaño ideal es de 512, con el cual existe un balance entre tiempo de procesamiento y eficiencia del código.

La función no lineal a la que se hace referencia tiene la forma

$$x_n + iy_n = F(\rho_n)e^{im\Phi_n} \quad 2.13$$

donde

x_n e y_n son las componentes real e imaginaria del n -ésimo elemento del bloque $2N+1$.

$F(\rho_n)$ corresponde a una función no lineal.

$\rho_n = \sqrt{x_n^2 + y_n^2}$ es la magnitud polar del n -ésimo elemento.

$\Phi_n = \tan^{-1}\left(\frac{y_n}{x_n}\right)$ es la fase que se desea conocer.

$m = 2^l$, l es el número de bits por símbolo.

En otras palabras, a cada símbolo se le hace una transformación de la forma rectangular a polar, se multiplica la fase por un número m y se aplica una transformación no lineal arbitraria a ρ_n y finalmente se devuelve a su forma rectangular.

La función no lineal fue propuesta mediante un desarrollo matemático complejo y se llegó a la conclusión de que la mejor función no lineal $F(\rho_n)$ debería ser una potencia de ρ_n al cuadrado

mientras que m solo se le restringió a que fuese par, lo cual no es una limitación dado que siempre es potencia de 2. Por lo que la expresión final quedó de la siguiente forma [15]:

$$x + iy = \rho^k e^{im\Phi} \quad 2.14$$

Con la única limitante de que k debe de ser entero de naturaleza par y manteniendo $k \leq m$.

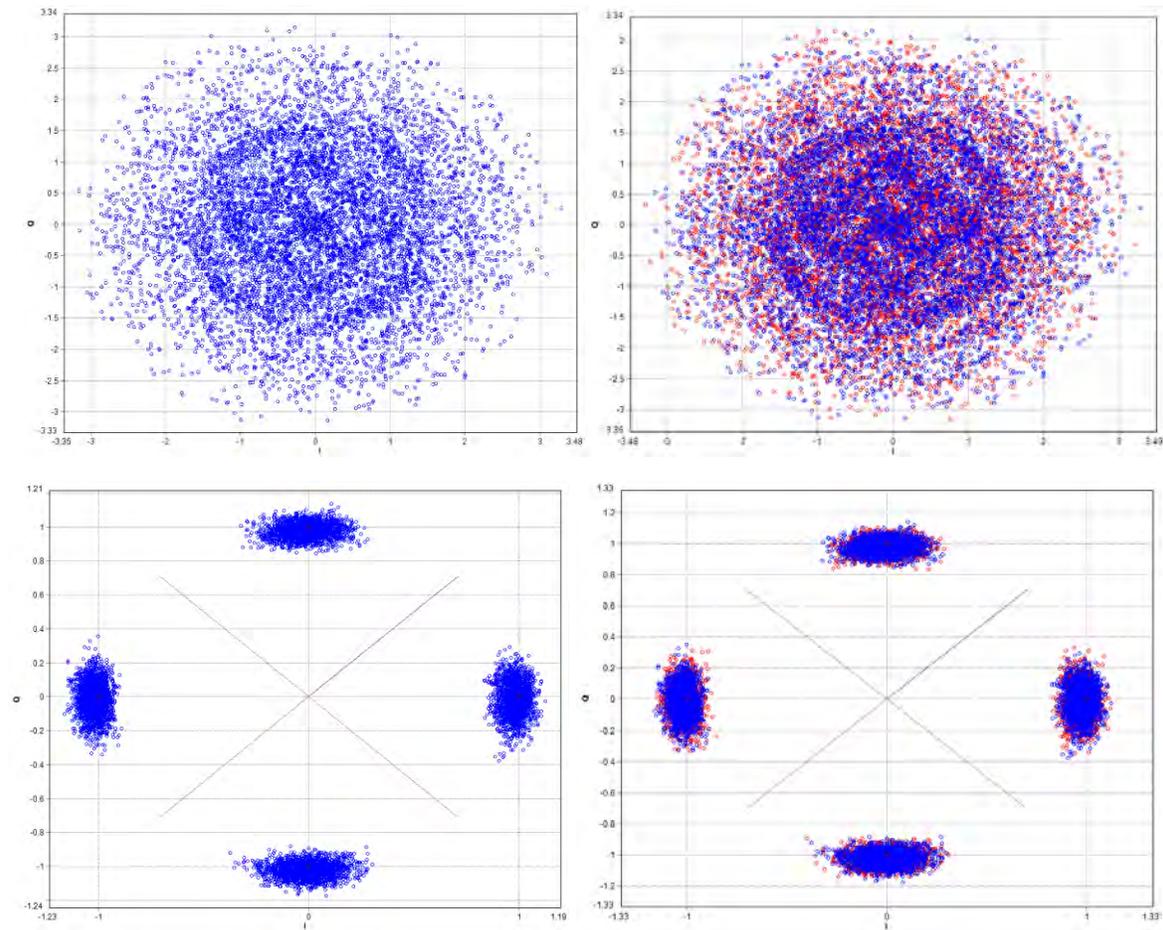


Figura 2.9 Constelaciones recibidas originalmente (arriba) y después del procesamiento completo (abajo). Efectuadas para una (izquierda) y doble polarización (derecha).

Un procesamiento completo consta de una corrección de la dispersión cromática, seguido de la compensación de crosstalk por polarización (MIMO) y finalmente por la estimación de la fase y se aprecia en la Figura 2.9 para ambos casos, primero en que se transmite a través de un estado de polarización (izquierda) y el segundo cuando se ocupan ambos (derecha). EL BER calculado de la constelación muestra una mejora de un original de 0.2180 a 1×10^{-19} .

El DSP combinado es una poderosa herramienta para este tipo de sistemas, ya que, sustituye módulos físicos en la parte del receptor por un módulo de procesamiento. Entre las ventajas de hacer esto se encuentra que son de menor costo y manutención además que pueden ser reprogramados para soportar algoritmos más eficientes. Entre sus desventajas se puede mencionar

que existe una penalización en potencia de aproximadamente 2 dB por hacer este reemplazo, pero se justifica sobradamente por el aumento en la simplicidad del receptor.

2.3 CÁLCULO DEL EVM

Por la razón de las altas tasas de transmisión que se manejan en las comunicaciones ópticas, indicadores de confiabilidad del canal como el BER son difíciles de determinar. En el caso de BER es porque necesita de bastante tiempo de transmisión y buffers muy grandes en la parte receptora para que sean índices confiables. Por otra parte, SNR siendo una medida de potencia promedio del canal, resulta difícil aplicarlo como indicador directo de la robustez del sistema sin la ayuda del BER.

Una medida que se ha tomado como estándar para realizar mediciones de confiabilidad en estos sistemas es un factor que se conoce como EVM (Error Vector Magnitude). El EVM se mide dentro del plano IQ, donde se muestran las constelaciones, y se define como la distancia que existe entre el punto IQ recibido y la coordenada ideal donde fue transmitido. De esta forma podremos saber la variación promedio que está ocurriendo durante la transmisión.

Una ventaja de medir el EVM en lugar del BER es que esta medición se realiza por símbolo y no por bit, lo que para formatos avanzados de modulación resulta en una reducción a $1/l$ en el tiempo de comparación y de procesado, donde l es el número de bits por símbolo. Para el caso de QPSK ocurriría una reducción de $\frac{1}{2}$ y para 16 QAM de $\frac{1}{4}$.

Otra ventaja es que al no compararse bit a bit la transmisión sino ocupar una medida estándar de recepción, es análogo a calcular los cambios del canal. Ahora se requerirán menos símbolos para tener una medida confiable, ya que, cambios bruscos en el canal son poco probables.

El EVM se mide utilizando un analizador de señal vectorial (VSA, por sus siglas en inglés), analizadores en tiempo real u otros instrumentos que capturan un registro del tiempo e internamente ejecutan una transformada rápida de Fourier (FFT, por sus siglas en inglés) para permitir el análisis en el dominio de la frecuencia. Las señales son trasladadas al dominio de la frecuencia antes que los cálculos del EVM sean hechos [35].

2.4 ESTIMACIÓN DEL BER

Existe una relación directa entre el EVM y BER. El BER sigue siendo utilizado como principal indicador de confiabilidad de los sistemas de comunicaciones debido a que es un índice que claramente da idea de cuál es la probabilidad de que un bit sea erróneo. Es por este motivo que a partir del EVM se busque deducir el BER.

Existen diferentes procedimientos para lograr este cómputo, como los mostrados en [35], [36], [37] aunque en este trabajo se prefirió usar la que se creyó general para cualquier constelación: [38]. Aquí se muestra el desarrollo a partir de la modulación PAM-4, luego analizando una constelación 16QAM como si fuesen dos PAM-4 y, finalmente, se extendió hacia una ecuación generalizadora para cualquier tipo de modulación quedando como expresión final la ecuación 2.15 [38]:

$$BER = \frac{1}{\log_2(I * J)} \left[\frac{I - 1}{I} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3k * EVM^2}{I^2 + J^2 - 2}} \right) + \frac{J - 1}{J} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3k * EVM^2}{I^2 + J^2 - 2}} \right) \right] \quad 2.15$$

donde $k = 1$ para QPSK, I y J denotan el tamaño de las constelaciones PAM con las que se dedujo la ecuación generalizadora para M-QAM o M-PSK. Como ejemplo para una constelación QPSK $I = 2$ y $J = 2$ [38].

Capítulo 3: CARACTERÍSTICAS DE LA ARQUITECTURA PROPUESTA

3.1 INTRODUCCIÓN

La arquitectura de todo sistema es crucial y debe de considerarse el cómo se optimice y minimicen los efectos negativos. Existen dos grandes bloques en este sistema: el transmisor y receptor. En el capítulo 1 se explicó los diferentes componentes que los componen y se hizo una propuesta preliminar. En este capítulo se les asignan valores de acuerdo a los componentes disponibles en el mercado o, en su defecto, valores establecidos en los estándares de la IEEE.

3.2 ACERCA DEL SIMULADOR

El sistema de comunicación óptico coherente fue simulado en un software comercial con gran aceptación en el ámbito industrial y de investigación llamado VPIphotonics™. Éste tiene la ventaja de poseer un amplio catálogo de componentes fotónicos y una potente herramienta de simulación de efectos en sistemas no lineales.

3.3 BLOQUE TRANSMISOR

El bloque transmisor constituye el inicio de todo sistema de comunicación y puede considerarse como el órgano que produce la comunicación hacia un destinatario. Este gran bloque constituye cerca de la mitad del sistema. Cada detalle del mismo juega un papel importante, tal vez no en el bloque en sí, sino *a posteriori*, cuando el mensaje necesita ser leído e interpretado. Sin embargo, hay algunos elementos como la fuente lumínica o etapas de filtrado que tienen mayor peso por el hecho que se distorsionan fácilmente por agentes externos al conjunto o propios del medio por el cual atraviesa la señal modulada. Es por esta razón que se capitulan los sub-bloques del transmisor indicando qué parámetros son los de mayor ponderación y que precisan obligatoriamente ser regulados al momento de implementar y mantener el sistema funcionando de manera óptima.

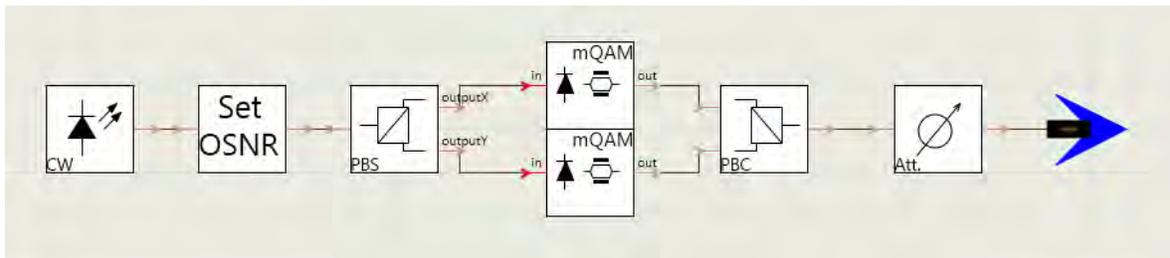


Figura 3.1 Diagrama a bloques de la etapa transmisora. De izquierda a derecha: “CW” es el láser u onda continua (CW, por sus siglas en inglés), “Set OSNR” para fijar un OSNR al láser, “PBS” para separar la señal en sus componentes de polarización, “mQAM” es el modulador QPSK, “PBC” para unir las componentes de polarización de nuevo y “Att.” para representar las pérdidas por conectores.

En la Figura 3.1 se observa el diagrama *grosso modo* de la etapa transmisora; en ella se pueden identificar las unidades de las que se hará referencia posteriormente en este capítulo. De izquierda

a derecha, siguiendo el orden natural de la señal luminosa, el primer dispositivo es la fuente que la produce. Seguido de una modificación al láser para aproximarla a la realidad, que es fijar un determinado nivel Señal a Ruido Óptico (OSNR, por sus siglas en inglés).

Como tercer y quinto paso se encuentra el divisor y mezclador de polarización de la señal de luz. Es importante hacer notar que cuando se divide la señal original, ésta no contiene información alguna y cuando se vuelven a juntar las polarizaciones, el mensaje se encuentra correctamente empotrado a la señal, listo para su transmisión. En [39] y [40] se reportan dos divisores y combinadores de polarización, cabe destacar que sus pérdidas son muy bajas y rondan los 0.5 dB por componente.

El encargado de embeber la información del contenido de mensaje en la señal es el modulador, elemento con mayor complejidad dentro del conjunto. Es de resaltar que se encuentran situados dos moduladores en paralelo, la razón de esta configuración es que se debe de incrustar la información por separado en cada polarización para que no exista relación entre ellas.

Como sexta y última unidad se sitúa un atenuador que contiene las pérdidas no previstas por el simulador; se agregó como una medida de incorporar un poco de flexibilidad al sistema y apegarlo a la realidad en la medida de lo posible.

Es de suma importancia recalcar que se utilizan simultáneamente 16 transmisores, como los esbozados anteriormente y detallados posteriormente. Cada transmisor cuenta con la habilidad de alcanzar tasas de 100 Gbps.

En las secciones siguientes se detallan estos componentes resaltando sus propiedades y los valores que son óptimos para conseguir una tasa de probabilidad de error de bit menor a 10^{-13} . De esta forma se asegura que el sistema sea casi libre de errores sin la necesidad de contar con método de corrección de errores. Estos métodos además de incluir información redundante, lo cuál deriva en una disminución en la carga útil de la señal, incrementan la latencia del sistema, ya que al ser procesados para verificar que la información obtenida es válida o no, requieren de un tiempo que implica una repercusión en el desempeño general. Esta repercusión posee una esencial notabilidad cuando se habla de tasas ultra rápidas como son los 100 Gbps.

3.3.1 Generador de la información

Todo sistema de comunicación tiene la única meta de transportar información de un lugar a otro con la mayor precisión y eficacia posible. El origen del mensaje se vuelve, de esta forma, en una parte primordial a considerar dentro del diseño.

El mensaje, cuál sea que fuese no es relevante para el sistema como un factor determinante. Sin embargo, es de pensar que para que un sistema pueda ser considerado como general, es de suma importancia que sea funcional para cualquier mensaje y no se encuentre limitado a ciertas características del mismo. Es por esta razón que se deben de abarcar la mayor de las posibilidades en cuanto a la combinación de elementos dentro del paquete de información y, dicho sea de paso, a la combinación de paquetes de información.



Figura 3.2 Unidad gráfica de la fuente de información de VPI.

Es por esta razón que se ha incorporado un generador de secuencia de bits pseudo aleatoria (PRBS, por sus siglas en inglés). Este productor de bits causa que la cadena de bits resultante sea única, conteniendo todas las posibles combinaciones para un determinado número generador o semilla (M), excepto la combinación de M ceros continuos. De igual forma, M determina la longitud de la secuencia mediante la expresión $2^M - 1$. Un ejemplo muy sencillo es suponer que el valor asignado a M es 4, entonces la cadena de bits generada es de longitud $2^4 - 1 = 15 \text{ bits}$, la siguiente secuencia se tomó directamente del generador usado durante las simulaciones.

0 0 0 1 0 0 1 1 0 1 0 1 1 1 1 3.1

A simple vista esta cadena pudiera parecer corta para ofrecer las 15 combinaciones que suponen 4 bits (exceptuando la 0000). No obstante, al analizar dicha secuencia y numerar los bits del 1 al 15 en **3.1** es posible extraer las combinaciones conforme a la Tabla I.

Combinación	Número de Bits
0001	1 al 4
0010	2 al 5
0011	5 al 8
0100	3 al 6
0101	9 al 12
0110	6 al 9
0111	11 al 14
1000	15 al 3
1001	4 al 7
1010	8 al 11
1011	10 al 13
1100	14 al 2
1101	7 al 10
1110	13 al 16
1111	12 al 15

Tabla I Generación de las diferentes combinaciones para 4 bits con relación a la secuencia 3.1.

La Tabla I es válida bajo la premisa que la secuencia 3.1 se repite periódicamente.

Dentro de las consideraciones del sistema se ha pensado colocar en cada transmisor generadores de PRBS con diferente número generador o semilla. De esta forma se representa un sistema de comunicación más apegado a la realidad, logrando además que los mensajes mantengan

independencia entre sus vecinos y que el contenido del mensaje sea independiente de la subsecuente configuración del sistema.

3.3.2 Láser

El siguiente elemento en orden dentro de la etapa transmisora es el de la fuente lumínica. Ésta es la base del sistema óptico, ya que la información es transportada en la luz que produce. Este dispositivo varía entre fabricantes y esta diferencia esta basada en el método de fabricación y pureza de los materiales con los que está contruido. En la Figura 3.3 se puede apreciar el bloque gráfico que se usó dentro del software simulador VPI.

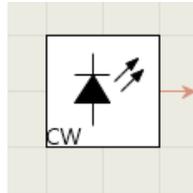


Figura 3.3 Bloque representativo del láser dentro de VPI.

Dentro de las características consideradas para el diseño se requiere que el láser sea estable en su frecuencia de trabajo y que su ancho espectral sea estrecho. Como se mostrará más adelante, este aspecto del láser es uno de los mayores limitantes en el sistema. Por tanto, se consideró que el láser debería de poseer un ancho espectral no mayor a 1 MHz siendo este valor el más común en los estándares de la industria.

Otra propiedad intrínseca de un láser es el conocido Índice de Señal a Ruido Óptico (OSNR, por sus siglas en inglés), que es medido en el espacio de la frecuencia como la diferencia en decibeles que existe entre el pico de la señal a ser medida y el promedio del ruido circundante. Entre más alta sea la OSNR es más benéfico para el sistema, ya que indica que el ruido tiene menos injerencia para modificar la información de la señal. Un nivel óptimo de este valor se situó en 38 dB, un monto que es alcanzado por láseres comerciales disponibles en el mercado.

Por último e igual de importante, la potencia que debe entregar el láser de forma promedio es de suma valía cuando se requieren alcanzar distancias grandes sin algún tipo de amplificación, como es el caso de 40 kilómetros. Este parámetro se situó en los 12 dBm por láser que equivalen aproximadamente a 15 mW.

La potencia es una variable crucial a considerar, puesto que al ser 16 canales los que son transmitidos en la misma fibra las potencias resultantes son sumadas y, si este parámetro es alto desde un principio podría llegar a generar fenómenos de consideración no lineales durante su transmisión.

En [41], [42] y [43] se presentan algunas opciones que se asemejan lo más cercano a los propuestos para el sistema. Primeramente se observa que en las tres opciones proporcionadas, los láseres están calificados para su uso en sistemas DWDM (Multiplexado por División de Longitud de Onda) de acuerdo con la norma G.694.1 de la ITU [44], lo cual asegura una compatibilidad con diferentes sistemas de recepción coherente disponibles en el mercado. Por lo mismo, se manifiesta que las frecuencias de trabajo sean las recomendadas así como el espaciamiento inter canal de 100 GHz elegidos por el presente trabajo.

Las frecuencias contenidas en la ITU G.694.1 [44] están separadas cada 100 GHz. Las frecuencias de trabajo que deberían de tener los láseres para centrarse alrededor de los 1550 nm, se presentan en la Tabla II.

Canal (ITU)	Frecuencia	Longitud de Onda
27	192.7 THz	1555.75 nm
28	192.8 THz	1554.94 nm
29	192.9 THz	1554.13 nm
30	193.0 THz	1553.33 nm
31	193.1 THz	1552.52 nm
32	193.2 THz	1551.72 nm
33	193.3 THz	1550.92 nm
34	193.4 THz	1550.12 nm
35	193.5 THz	1549.32 nm
36	193.6 THz	1548.51 nm
37	193.7 THz	1547.72 nm
38	193.8 THz	1546.92 nm
39	193.9 THz	1546.12 nm
40	194.0 THz	1545.32 nm
41	194.1 THz	1544.53 nm
42	194.2 THz	1543.73 nm

Tabla II Frecuencias de trabajo recomendadas por la ITU.

En segundo lugar, de acuerdo a las características provistas por los fabricantes, estas fuentes de luz tienen una potencia óptica de salida de alrededor de los 13 dBm que son una recomendación para alcanzar los 40 km sin amplificación y al mismo tiempo manteniendo los efectos no lineales en un nivel que no perjudique el desempeño del sistema.

Por último, aunque en algunas especificaciones de los láseres no se especifique exactamente el ancho espectral del mismo, la gran mayoría de éstos cuentan con menores a 1 MHz, límite que fue tomado como referencia en este diseño.

En la Tabla III se compilan los valores propuestos en el diseño del sistema para el láser.

Parámetro	Valor
Potencia	12 dBm
Ancho Espectral	1 MHz
Frecuencia de Operación	ITU-T G.694.1
Longitud de Onda	Alrededor de 1550 nm
Número de Canales	16 (Un láser por canal)
OSNR	38 dB

Tabla III Resumen de los valores del láser.

3.3.3 Modulador

Una vez que se cuenta con la base del sistema, los generadores de información y luz, es imprescindible que éstos sean combinados para que la luz pueda transportar la información, este es el trabajo del modulador, ilustrado en la Figura 3.4.

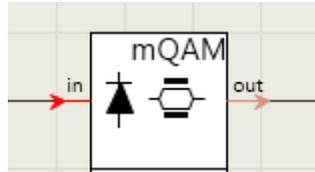


Figura 3.4 Bloque representativo del modulador dentro de VPIphotonics.

Como se ha tratado en el Capítulo 1, el tipo de modulador que se utiliza para este tipo de sistemas es el modulador IQ y la configuración con la que se decidió trabajar fue la de doble MZI con única entrada por su simplicidad de operación.

En la Figura 3.5 se muestra el diagrama que compone el modulador IQ. Se tiene la entrada del láser a dicho modulador y su posterior modificación en correspondencia al mensaje generado por la fuente de información. El modo de operación de los MZI, como se ha dicho anteriormente, es en modo mínima transmisión para de esta forma lograr alcanzar la totalidad del plano IQ y hacer efectivo el tipo de modulación deseado.

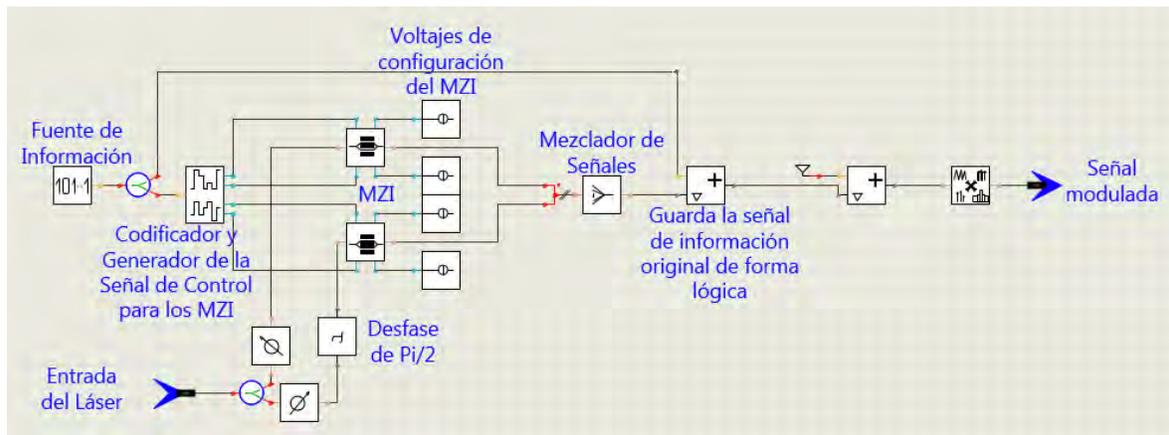


Figura 3.5 Diagrama esquemático del modulador IQ utilizado en la simulación.

En el diagrama exhibido en la Figura 3.5, aparecen dos componentes que salen del sistema. Primero, se muestra un codificador y generador de la señal de control para los MZI, el cual posee la función de tomar la cadena de bits que componen el mensaje que se desea transmitir y convertirlos en señales eléctricas que le indiquen al MZI cómo debe modificar la señal de luz para que represente dichos bits. Segundo, el módulo que consigue que se agreguen los bits originales a la señal en el canal lógico cuyo objetivo permite compararlos en la etapa receptora, lo cual no afecta al sistema, sino simplemente es una medición alternativa. La causa que no se emplee la técnica de comparación bit a bit es que se necesitarían al menos 10^{13} bits para tener una aproximación burda del sistema y muchos más para que sea confiable. Una mejor aproximación es hacer uso del parámetro conocido como el EVM, tal y como se explicó en el capítulo anterior.

El formato de modulación elegido fue QPSK, esto supone que 2 bits de información conformarán un símbolo en la señal luminosa. Desde que ambas polarizaciones de la señal son utilizadas para transportar información, el índice de símbolos por segundo disminuye de 50 Gigasímbolos a 25 Gigasímbolos por segundo. Resultando en un canal de 100 Gbps.

Un modulador disponible se puede encontrar en [45], el cuál advierte que puede modular a tasas de 100 Gbps y mayores. Para este fin utiliza una modulación DP-QPSK que es la misma que se proyecta en el presente trabajo. A continuación en la Tabla IV se presenta un resumen de los valores propuestos para el modulador.

Parámetro	Valor
Configuración	IQ, Doble MZM de entrada única
Modulación	QPSK
Bits/Símbolo	2
Tasa de Símbolos	25×10^9 Símb/Seg
Multiplexaje por Polarización	Sí (Dual Polarization)
Bits/Segundo (Canal óptico)	100 Gbps

Tabla IV Resumen de los valores del modulador.

3.3.4 Pérdidas adicionales

Una vez que se hubo armado el transmisor, se incluyeron pérdidas adicionales a la de los componentes, para de esta manera acercarlo un poco más a la realidad y, con ello a la pronta implementación y adaptación al mercado.

Las pérdidas adicionales toman en cuenta pérdidas por conectores, ya que estas siempre existen en cualquier sistema de comunicación óptica. Seguido de pérdidas por imperfecciones no consideradas en los componentes y pérdidas adicionales en los divisores y mezcladores de señal. La atenuación que se consideró adecuada para simularlas fue de 2 dB.

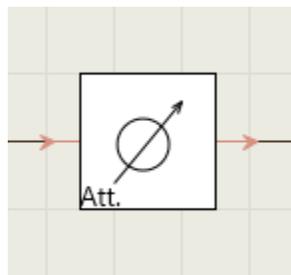


Figura 3.6 Bloque de un atenuador simulando pérdidas adicionales.

Este conjunto de pérdidas son tomadas en cuenta por un atenuador en la etapa transmisora para de esta forma conseguir un poco más de flexibilidad al sistema propuesto, como se muestra en la Figura 3.6.

3.4 MEDIO DE TRANSMISIÓN

Tomando en cuenta un diseño simplificado de un sistema de comunicación, en el cual encontramos el bloque transmisor, el medio y el receptor, el medio por el cual viaja el mensaje hacia el receptor es el que usualmente más distorsiona la información. En el caso de los sistemas ópticos, el medio está definido inmediatamente a la salida del transmisor y se encuentra constituido principalmente por: multiplexores, demultiplexores, filtros, amplificadores, conectores y fibra óptica.

Actualmente en el diseño se ha evitado emplear amplificadores ópticos. Esto supone una ventaja en términos de costo de operación, costo de instalación y potencia. De ahí que sea deseable evitar su uso cuando así sea posible.

3.4.1 Filtros

Estas unidades llevan a cabo la refinación espectral de la señal deseada mientras que rechazan frecuencias que no son de interés. El filtrado de la señal es de vital jerarquía, ya que de antemano debemos de saber el ancho espectral para no eliminar elementos que nos son de utilidad.

En la totalidad del sistema nos hemos encontrado dos filtros que son imprescindibles y que su ancho de banda impacta directamente a la tasa de error de bit (BER, por sus siglas en inglés). El primer filtro es de naturaleza óptica y se sitúa en los multiplexores/demultiplexores, del cual se presentará su optimización en la siguiente sección. El segundo filtro resulta ser uno de tipo eléctrico y se presenta en el receptor después de los receptores balanceados, cuya afinación se presenta en su respectivo apartado más adelante.

La característica de los filtros es que obedecen a un modelo Gaussiano. Este tipo de filtros tiene la propiedad intrínseca de un orden de filtro, éste indica que tan cerrada estará la forma gaussiana al ancho de banda determinado. Mientras el orden sea más alto, el filtro tomará una forma más recta en cuanto a las frecuencias de corte. Un monto óptimo de estos filtros sería de segundo o tercer orden, ya que se mantiene una relación de baja complejidad y un efectivo filtrado de la señal.

3.4.2 Multiplexores y Demultiplexores de 16 canales

En el caso de los multiplexores, estos pueden ser vistos como un banco de filtros y un acoplador de N señales. Éstos asumen la importante tarea de mezclar los canales ópticos provenientes de diversas fuentes en una sola portadora. El objetivo primario es el de transmitir la totalidad de señales en una sola fibra óptica, incrementando así la capacidad de la misma.

Los demultiplexores, junto con los multiplexores son los encargados de hacer más eficiente el medio de comunicación, y son utilizados en sistemas WDM. Aunque estos dispositivos poseen una gran ventaja al unir un sustancial número de canales, también cuentan con el inconveniente de presentar la mayor cantidad de pérdidas en el sistema completo. Mientras dispositivos como conectores ostentan atenuaciones del orden de 1 dB en el diseño, sólo un multiplexor puede llegar a atenuar la señal en 6 dB [46], [47].

Puesto que dentro del modelado se consideró que la comunicación debería de ser entre dos puntos separados por máximo 40 kilómetros (como lo establece el estándar Ethernet de alcance extendido), sólo existe un multiplexor y un demultiplexor en todo el sistema, que en conjunto suponen una atenuación total de 12 dB (6 + 6 dB). Actualmente existen estos equipos en versiones que contienen menos pérdidas, alrededor de 3 dB cada uno [48], [49]. Sin embargo, mientras contar

con menores pérdidas en los dispositivos es una ventaja en el presupuesto de potencia, resulta contraproducente en los costos al momento de implementar. Además, el tomar un monto de atenuación mayor al mínimo, da lugar a que pueda existir reducciones de potencia en el transmisor si se cuentan con unidades con menos atenuaciones.

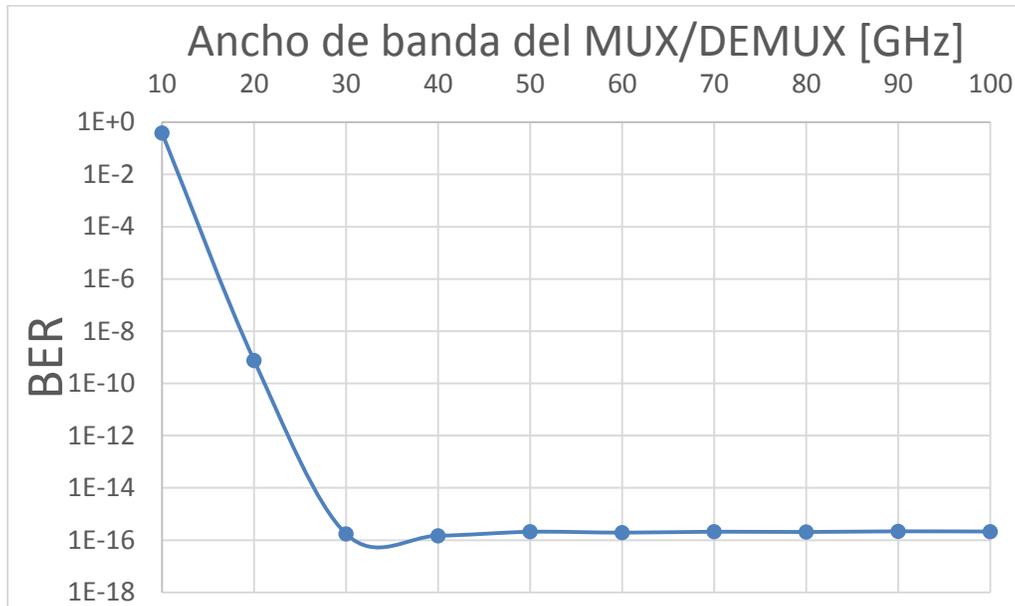


Figura 3.7 Gráfica del ajuste del ancho de banda del multiplexor/demultiplexor.

Otra propiedad a considerar, como se hubo comentado en la sección de los Filtros, es el ancho de banda del filtrado aplicado por estos dispositivos. En la Figura 3.7 se presenta una gráfica que manifiesta la importancia de este factor con base al BER.

Se puede advertir a simple vista que el ancho de banda de estos dispositivos juega un papel importante cuando éste toma valores por debajo de los 30 GHz. Dado que la Figura 3.7 fue realizada bajo condiciones de simulación con las especificaciones expresadas en la sección del transmisor y con 40 km de fibra óptica, se tiene una medida confiable en los resultados.

Sin embargo, al ser pasos grandes entre simulaciones (10 GHz entre muestras) queda un resquicio de incertidumbre si existe un ancho de banda mínimo entre los 20 GHz y 30 GHz. Por este motivo se procedió a realizar un conjunto de simulaciones en este intervalo de frecuencias con una resolución menor (1 GHz), como se nota en la Figura 3.8.

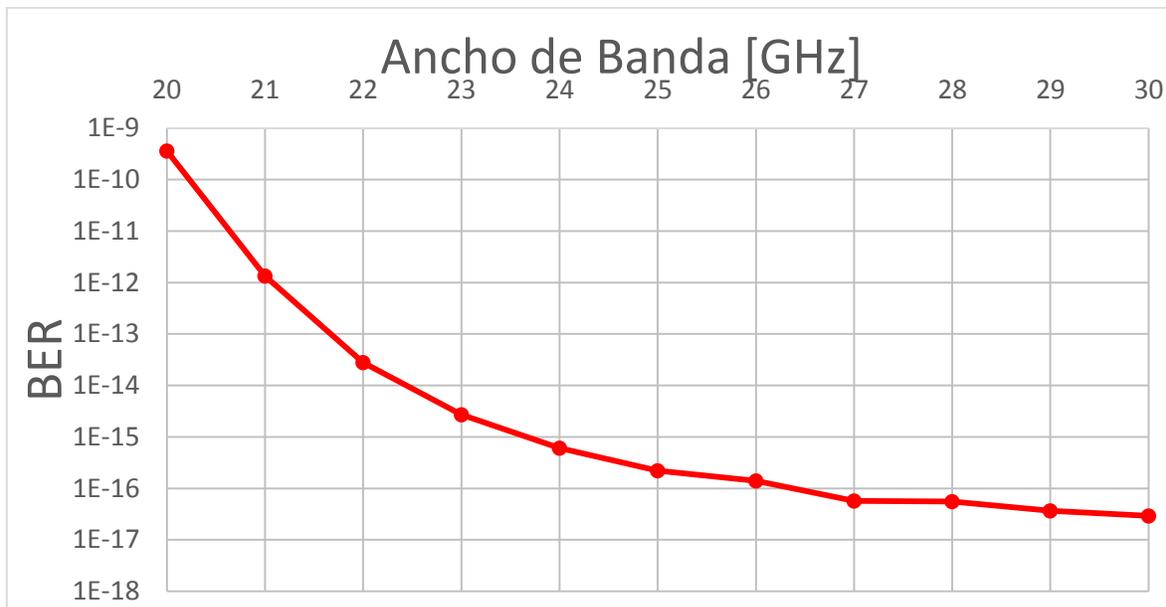


Figura 3.8 Gráfica de la afinación del ancho de banda entre los 20 y 30 GHz.

Con base en la Figura 3.8, podemos notar que el mejor BER se encuentra cuando el ancho de banda es de 30 GHz y que empeora si el ancho de banda disminuye, mientras que en la Figura 3.7 podemos determinar que para anchos de banda mayores a 30 GHz la mejora en BER no es drástica, por lo que se ha concluido que el tamaño aceptable de esta variable es el que cumple con ser mayor a 30 GHz.

Se podría tomar cualquier valor mayor a 30 GHz, pero como se busca desperdiciar el menor espectro posible, dentro del diseño se ha fijado el ancho de estos filtros en el mínimo de 30 GHz por canal, sin que esto afecte el desempeño del mismo.

Una vez definido el tamaño que debe tener el filtro de entrada al MUX, la siguiente cuestión surge al momento de plantear la forma en que irán colocados los canales. Esto sugiere en primer lugar, que se fije una frecuencia alrededor de la cuál se trabajará, que en el presente trabajo se determinó situarse alrededor de la banda de los 1550 nm (193.4 THz) debido a que es una banda comercial que presenta el menor coeficiente de pérdidas por kilómetro, siendo de aproximadamente 0.2 dB/Km.

En segundo lugar, la separación intercanal seleccionada implica dos cosas: (A) el ancho total del espectro que se utilizará en la fibra y (B) la eficiencia espectral. Entre menos separación exista entre canales se tiene un mejor aprovechamiento del espectro. No obstante, mientras que el espaciamiento en frecuencia disminuye, la repercusión de los efectos no lineales aumenta.

Se llevaron a cabo simulaciones de optimización para determinar el intervalo de valores en los que el sistema funciona sin afectar su desempeño, al igual que se hizo con el ancho de banda del filtrado. En la Figura 3.9 se revelan los resultados de dichas simulaciones, para ello se tomó como igual el parámetro de alejamiento entre canales en el multiplexor y demultiplexor.

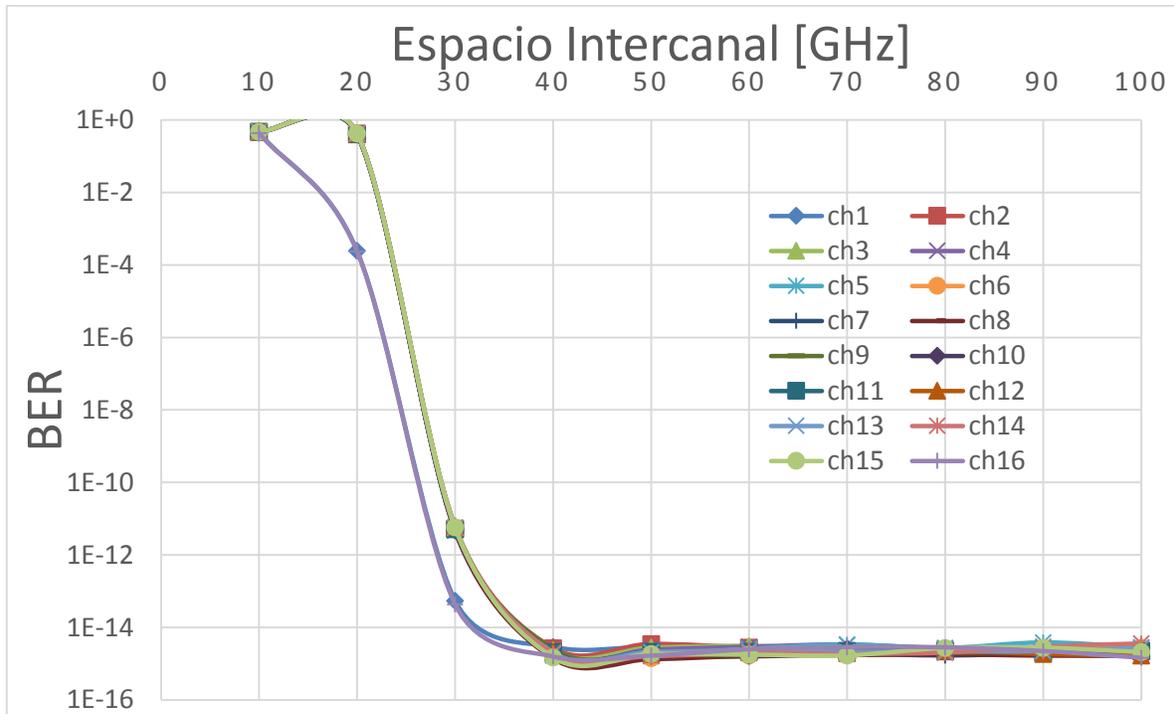


Figura 3.9 Gráfica de la optimización del espacio intercana para los 16 canales tratados en este trabajo.

Los índices de bit en error (BER) para los diferentes 16 canales en la Figura 3.9, nos indican que para espaciamientos de canal iguales o mayores a 40 GHz no existe diferencia apreciable. Esto significa que si se elige un espacio intercanal en este rango, el BER no sufrirá alteraciones notorias o que importen para fines prácticos.

Otro punto a resaltar en la misma figura es el hecho que un par de canales obtienen una mejora en el BER antes que los demás, la razón de que esto suceda es que son los BER del primer y último canal. Si tomamos como ejemplo la separación de 20 GHz y habiendo situado un ancho de banda del filtro de 30 GHz, es claro que existirá un traslapamiento entre canales produciendo *crosstalk* (diafonía) lineal con sus adyacentes; sin embargo, en el caso del primer y último canal solo existirá *crosstalk* de un vecino con lo cuál se explica que obtengan una mejora en este tipo de situaciones.

Dado que el límite que no debe violarse son los 40 GHz, se puede tomar un valor igual o mayor a éste sin que eso afecte la eficacia. Teniendo en cuenta el mercado de dispositivos con la mayor similitud a las características presentadas, se ha escogido que el espaciamiento intercanal se puntualice en los 100 GHz. Además al escoger un espaciamiento de 100 GHz se estaría obedeciendo la recomendación de la ITU-T G.694.1, como la presentada en la Tabla II.

En la Tabla V podemos apreciar los valores de las distintas variables que componen los multiplexores y demultiplexores.

Parámetro	Valor
Número de Canales	16
Ancho de Banda	> 30 GHz
Separación Intercanal	100 GHz (ITU-T G.694.1)

Pérdidas por Inserción	6 dB
Longitud de Onda de Operación	Alrededor de 1550 nm
Tipo de Filtro	Gaussiano
Orden del Filtro	Tercer orden

Tabla V Resumen de los valores del multiplexor y demultiplexor de 16 canales.

3.4.3 Fibra Óptica

La fibra óptica posee ventajas sobre cualquier medio de transmisión guiado dentro del campo de las telecomunicaciones: una atenuación muy baja, que ayuda en gran parte a alcanzar distancias de decenas, cientos e inclusive miles de kilómetros; un ancho de banda bastante amplio, que permite tener una cantidad muy elevada de canales y permitiendo de esta forma incrementar la capacidad del sistema; y casi total invulnerabilidad por agentes externos a ésta, como lo son ruido ambiental, cambios en la temperatura y electromagnetismo.

En [50] encontraremos una fibra óptica convencional cuyas características consisten en pérdidas máximas de $0.25 \frac{dB}{Km}$ lo cual se acerca a nuestro diseño. Mientras que en [51] y [52] se pueden encontrar fibras con atenuaciones menores a $0.22 \frac{dB}{Km}$, lo cual se acercaría más a los $0.23 \frac{dB}{Km}$ propuestos.

Un parámetro adicional que es igual de trascendente es el perteneciente al índice de dispersión cromática (D) [Ecuaciones 2.1 - 2.3]. Este indica qué tan rápido viaja la luz a diferentes longitudes de onda. Un valor igual a cero en este índice indicaría que ondas en diferentes longitudes de onda, viajarían a la misma velocidad dentro de la fibra. Un valor típico que se muestra en [50] - [52] para las longitudes de onda de que trata este trabajo es de $18 \frac{ps}{nm \cdot km}$.

Este número nos indica que habrá un ensanchamiento del espectro debido a que dentro de un mismo canal, sus componentes viajarán a diferentes velocidades. Dicho ensanchamiento afecta la transmisión, ya que dificulta la correcta detección de la señal. Sin embargo, con el procesamiento digital de señales se logra corregir casi por completo este efecto.

Otro de los inconvenientes de la fibra óptica lo encontramos en que al ser un medio no lineal, efectos propios a ésta ocurren y repercuten en el desempeño. El efecto que más nos interesa, dado que está presente de manera más notoria en el diseño es Four Wave Mixing (FWM).

FWM es un fenómeno no lineal que se manifiesta cuando existen dos o más señales de luz en la fibra. Supongamos que existen dos haces lumínicos viajando en la fibra con frecuencias centrales f_1 y f_2 tal que $f_1 < f_2$ separados por Δf . Debido a la naturaleza de la fibra se produce una interacción entre ambas señales que provoca que residuos espejo de menor intensidad de ambas señales aparezcan en frecuencias $f_1 - \Delta f$ y $f_2 + \Delta f$.

Este efecto produce señales residuos con base en el número de haces de luz que se encuentren presentes en la fibra y su número está regido por la ecuación .

$$Res_{FWM} = \frac{N^2(N - 1)}{2} \quad 3.2$$

donde Res_{FWM} son el número de lóbulos residuales generados por FWM y N representa el número de señales de luz (canales) que se encuentran en la fibra. En la Figura 3.10 y Figura 3.11 se representa de manera gráfica para dos señales.

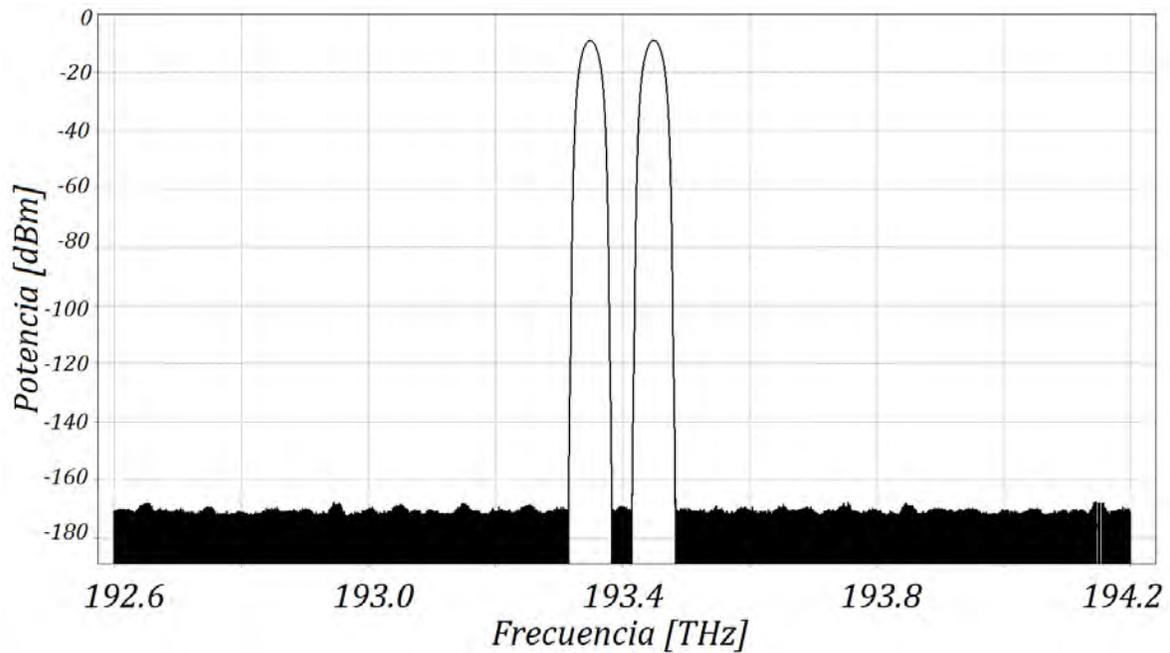


Figura 3.10 Espectro en frecuencia de dos señales al entrar a una fibra óptica.

Si seguimos la expresión 3.2 y sustituimos $N = 2$, entonces el número de lóbulos residuales debido a FWM es $Res_{FWM} = \frac{N^2(N-1)}{2} = \frac{2^2(2-1)}{2} = 2$. En la Figura 3.11 podemos apreciar que aparte de las señales originales y los dos lóbulos adyacentes generados por efecto de FWM, aparecen dos espectros extra de mucho menor tamaño.

La causa de estos espectros adicionales es que cuando los primeros lóbulos adyacentes generados por FWM alcanzan una potencia medible con las señales originales, éstos comienzan a actuar como si fuesen señales de entrada a la fibra y sufren un FWM de “segunda generación”. El hecho que sólo se aprecien dos bultos enanos al final es que los demás espectros que se generan son de aún menor intensidad y se pierden en el ruido que circunda el espectro.

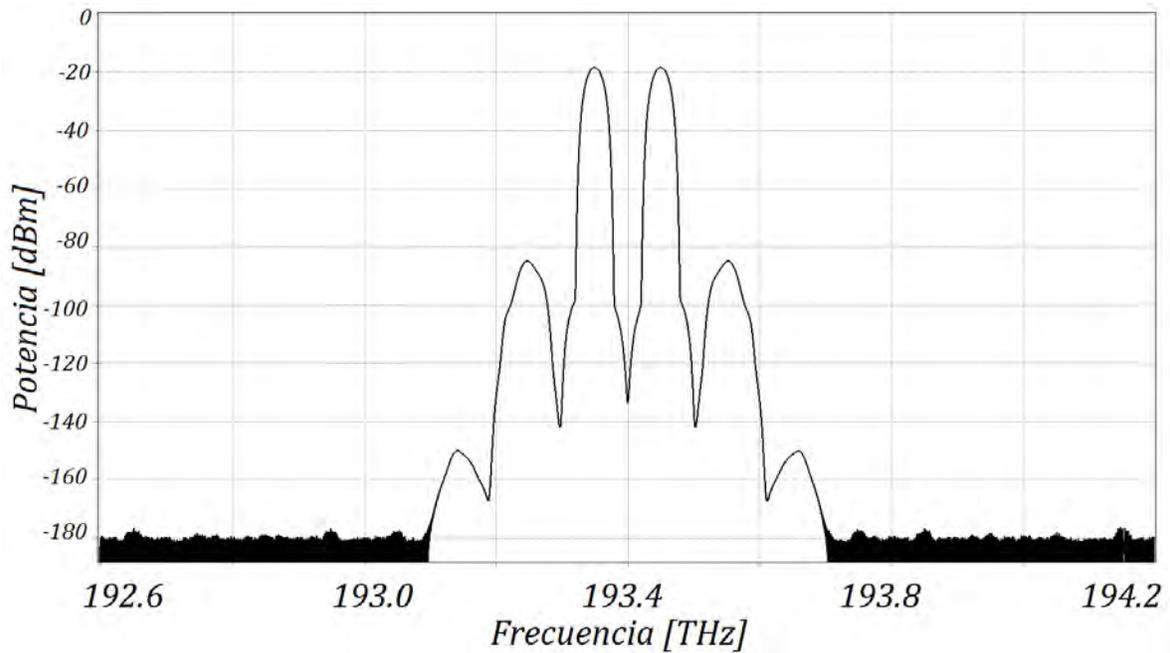


Figura 3.11 Representación gráfica de FWM para dos haces de luz después de 40 km de fibra óptica SMF.

Tal parecería que este fenómeno no afecta en gran medida, pero cuando se agregan muchos canales, como es nuestro caso (16 canales), esta interacción llega a ser un aspecto a considerar. A continuación, en la Figura 3.12, se exhiben los espectros registrados durante la simulación del sistema con la totalidad de canales en funcionamiento.

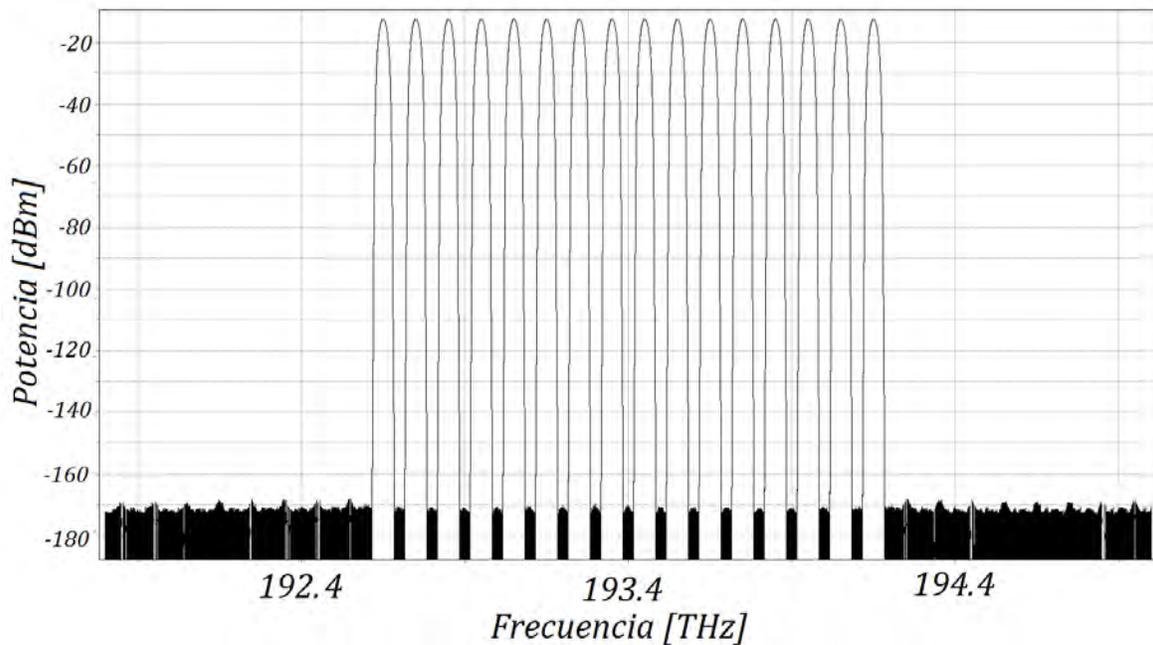


Figura 3.12 Espectro de la señal enviada (16 canales).

El espectro que se muestra en la Figura 3.12 corresponde al de la señal lista para entrar a la fibra, la cual contiene los 16 canales ópticos centrados alrededor de los 1550 nm. Se puede advertir que la señal de información sobresale sobre el ruido por mucho, lo que significa que se ha realizado una etapa de filtrado previamente.

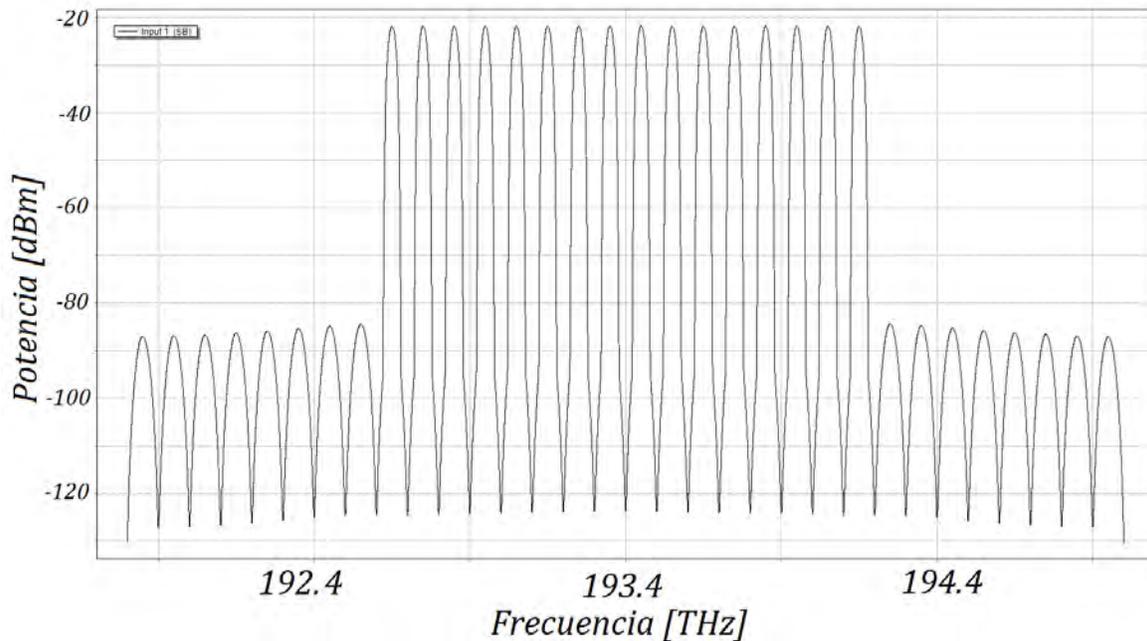


Figura 3.13 Espectro de la señal recibida después de 40 km de fibra óptica.

En la representación del espectro una vez que la señal ha viajado a lo largo de la fibra óptica, mostrada en la Figura 3.13, se manifiesta con claridad el fenómeno conocido como FWM. Todos los lóbulos de potencia que se observan alrededor de los 16 canales son producto de este fenómeno. Inclusive componentes de FWM, que son generadas durante el trayecto de la luz a través del medio, se encuentran sumadas a los espectros de los canales originales, aunque es imposible distinguirlos en el espectro de la Figura 3.13.

En la Figura 3.13 se aprecian 16 lóbulos menores extra de potencia, sin embargo, existen muchos más de los que se perciben en ésta. No obstante, como su efecto es nulo a nuestro sistema no es prescindible que se muestre la totalidad del espectro resultante, sino simplemente hacer notar que el fenómeno existe y se considera en la medida de lo necesario.

En la Tabla VI podemos apreciar los valores de las distintas variables que componen la fibra óptica. El modelo que se utiliza para caracterizar la misma es la conocida ecuación no lineal de Schroedinger, que describe la propagación de pulsos cortos (que representan a los bits de información) a lo largo del material dieléctrico de geometría cilíndrica. La ecuación para la fibra monomodo que aquí se considera se resolvió utilizando la técnica de paso dividido, en donde la fibra se divide en pequeños trozos de unos cuantos metros [33].

La ecuación de la fibra en este caso puede pensarse como la acción de dos operadores que actúan sobre el campo eléctrico que describe la señal a propagarse, uno que considera la dispersión cromática y otro que toma en cuenta la respuesta no lineal de la fibra óptica. Mediante la aplicación

de ambos operadores de manera alternada se va encontrando la función solución a lo largo de la fibra, para lo cual hay que también alternar entre dos espacios de representación: el directo y el recíproco [53].

Parámetro	Valor
Atenuación	$0.23 \frac{dB}{Km}$
Longitud	40 Km
Atenuación Total	9.2 dB
Banda de Operación	1550 nm
Índice de Dispersión Cromática	$18 \frac{ps}{nm \cdot km}$

Tabla VI Resumen de los valores de la fibra óptica.

3.5 RECEPTOR

Después del demultiplexor de 16 canales, cuyas características se han asentado en la sección 3.4.2, como penúltimo gran bloque se encuentra el receptor. Dicha sección comprende desde la salida de la fibra óptica hasta la entrega de los bits. Su función es coleccionar la señal saliente del medio con todas las deficiencias sufridas a lo largo de todo el camino desde el transmisor.

Como se ha visto, aunado a las pérdidas en los dispositivos, una variedad de sucesos afectan a la señal de información. Algunos de estos efectos son dispersión cromática y FWM. A diferencia de FWM, la dispersión cromática ensancha el ancho espectral de un canal, aunque puede ser corregida mediante el procesamiento de la señal.

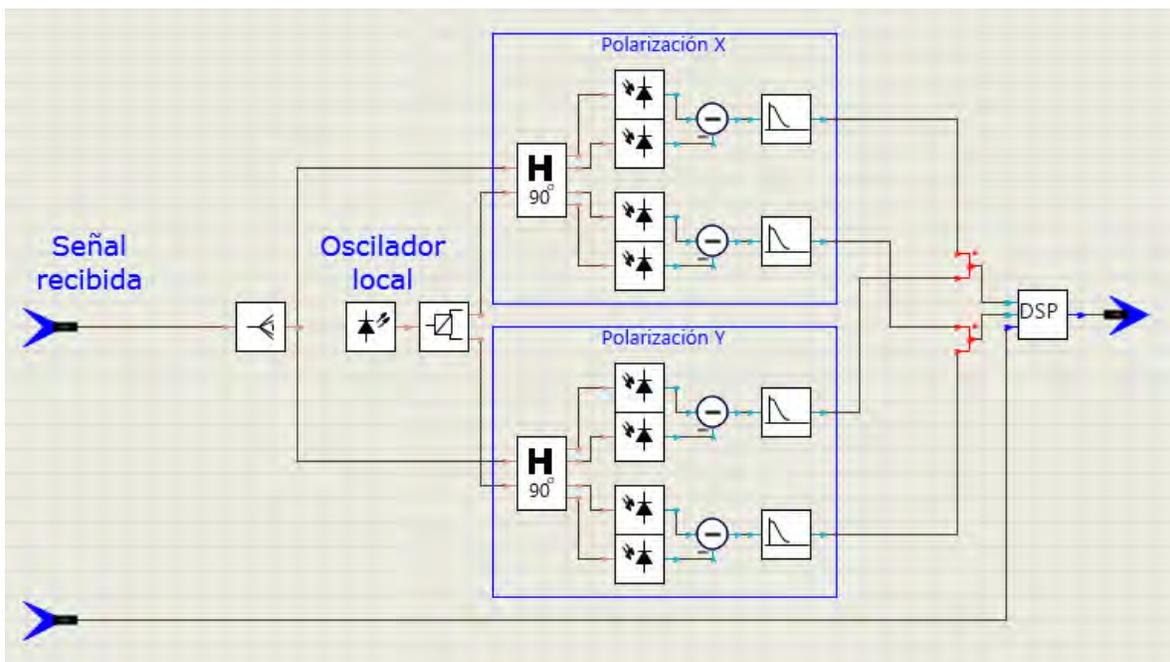


Figura 3.14 Diagrama esquemático del receptor.

En la Figura 3.14 podemos percatarnos de los diferentes componentes que integran la sección receptora. La señal entregada por la fibra se divide en dos caminos ópticos para cada polarización. Posteriormente pasa a través del híbrido de 90° de 2x4 junto con el oscilador local, teniendo este último las características y especificaciones lo más parecido al láser del transmisor posible.

Al atravesar los fotodetectores balanceados, la señal pasa del dominio lumínico al eléctrico y su transformación sigue las ecuaciones descritas en el capítulo 1. Cabe resaltar que dichos fotodetectores son de tipo PIN, los cuáles se encuentran con mayor facilidad en el mercado y poseen una responsividad de aproximadamente $0.9 \frac{A}{W}$ [54] [55]. Sin embargo, para prestarle un poco más de flexibilidad al sistema, se consideró que un índice aceptable de trabajo de los fotodetectores fuese $0.8 \frac{A}{W}$. De esta forma se podría aligerar el impacto que estos pudiesen infringir al desempeño del diseño del sistema.

El modelo que se utilizó para representar el fotodiodo PIN es mediante la ecuación 3.3.

$$i(t) = i_{ph}(t) + n_{sh}(t) + n_{th}(t) + i_d \quad 3.3$$

donde $i_{ph}(t) = r * P_S$ y es la corriente producida por la señal lumínica resultado del producto entre la responsividad (r) y la potencia luminosa de la señal de entrada (P_S).

n_{th} es la corriente de ruido de disparo.

i_d describe el parámetro conocido como la corriente oscura.

n_{th} es el ruido térmico.

En [56] podemos analizar un fotodetector balanceado que podría ser utilizado en este tipo de detección coherente. Aunque el ancho de banda máximo en [56] es de 70 GHz, valor que sobrepasa por mucho el filtrado deseado de 12.5 GHz, es apto para detectar de forma eficiente.

El filtrado eléctrico posterior se requiere por el hecho de que al combinar dos señales con la misma frecuencia, se genera un espectro en banda base y un segundo espectro en $F = 2f$, siendo f la frecuencia de la señal original. El filtro es de tipo pasabajos, ya que el espectro que nos interesa es el que se encuentra en banda base.

En la Tabla VII podemos apreciar los valores de las distintas variables que componen el receptor.

Parámetro	Valor
Tipo de Fotodetector	PIN
Responsividad	$0.8 \frac{A}{W}$
Filtro Eléctrico	Bessel
Orden del Filtro	Quinto orden
Ancho de Banda del Filtro	12.5 GHz
Potencia del LO	10 dBm
Ancho Espectral del LO	1 MHz
OSNR del LO	38 dB
Control de Polarización	No

Tabla VII Resumen de los valores del receptor.

El control de polarización que se indica en la Tabla VII es referente a un control adaptivo sensitivo a la polarización de llegada de la señal de información. Si el control estuviera presente, el procesamiento digital para combatir el *crosstalk* por polarización no sería necesario, pero un dispositivo extra sería esencial para adecuar el divisor de polarización a fin de obtener los mejores resultados.

3.6 PROCESADO DIGITAL DE SEÑALES

Como etapa final se realiza el procesamiento de la señal. Como se ha comentado en el capítulo 2, los algoritmos que se utilizan en conjunto para recuperar la señal una vez que esta ha sido trasladada al dominio eléctrico son:

- DSP para compensar la dispersión cromática. (OFDE)
- DSP para compensar PMD (TDE-C)
- DSP para reducir el *crosstalk* por polarización (MIMO)
- DSP para estimación de la fase y eventual corrección (Viterbi-Viterbi)

Los cuatro algoritmos fueron realizados en MatLab, mostrando así una colaboración entre dos programas potentes de simulación y cálculo.

Capítulo 4: ANÁLISIS DEL SISTEMA Y FACTIBILIDAD TÉCNICA

4.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo es donde se muestra los resultados de las diversas simulaciones que fueron llevadas a cabo, empezando con una breve explicación acerca de una variable inherente al simulador. La sección de optimización termina con el cálculo concreto de potencia en el transmisor, con lo cual las demás pruebas no tienen un orden específico. Sin embargo, se trató de acomodarlas como una sucesión de eventos. Importantes aspectos son resaltados en las últimas secciones debido a su gran impacto en el sistema.

4.2 CARACTERÍSTICAS DE LA SIMULACIÓN

Existen aspectos propios del simulador que fue necesario ajustar para que los resultados que arrojase terminaran siendo fiables. Ya que entre más grande la muestra de información enviada, mayor es la confiabilidad: el aspecto más importante es el número de bits para la simulación. Un número de bits reducido haría que las simulaciones tomaran menos tiempo en completarse aunque el producto resultante carecería de solidez para declararse concluyente.

En la Figura 4.1 se advierte como afecta al desempeño del sistema el número de bits por canal con el que se realiza la simulación. Cabe recordar que en cada canal se utilizó una señal PRBS distinta.

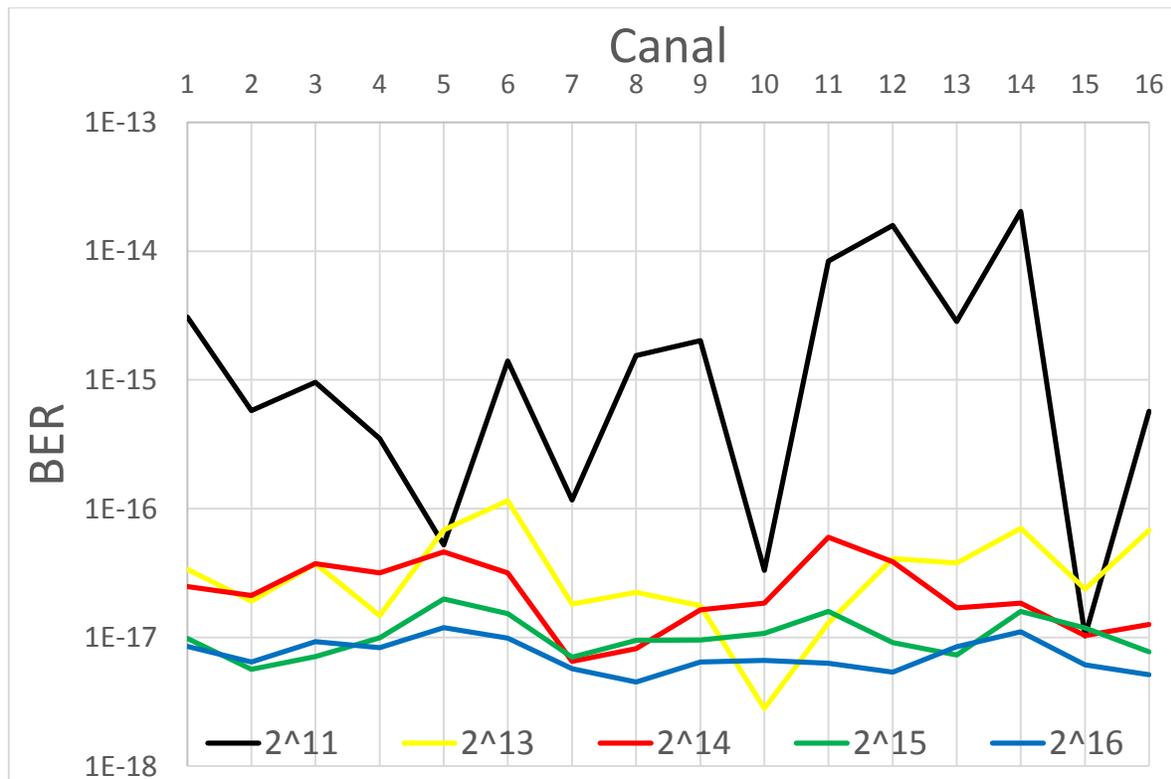


Figura 4.1 Impacto del número de bits de simulación en la confiabilidad de los resultados.

Como se puede notar en la Figura 4.1, la línea de tendencia negra indica que para la simulación se en que se utilizaron 2^{11} bits (2048 bits) el índice de bit en error (BER) para los 16 canales posee variaciones muy abruptas para canales adyacentes. Lo que estas variaciones nos indican es que la muestra no es lo suficientemente grande para que el producto sea considerado como un indicador de desempeño adecuado del sistema. Incluso el valor promedio está por arriba del promedio que se obtiene con un mayor número de bits, lo que refuerza el argumento anterior.

Conforme la cantidad de bits aumenta, las líneas tienden a una convergencia hacia un índice aproximado de 10^{-17} . Por ejemplo, la línea amarilla, que se realizó usando 2^{13} bits (8096 bits) por canal tiene variaciones notorias aunque la mayoría de los índices BER ya se encuentran entre 10^{-16} y 10^{-17} . El cuadruplicar el monto de bits hizo que se suavizara el vaivén del BER entre canales. Aun así no se hubo alcanzado una convergencia completa.

Con 2^{14} y 2^{15} bits (16384 y 32768 bits, respectivamente) los índices mejoran y aunque los cambios siguen presentes, su injerencia ya no es de cuidado puesto que los cambios ya no son abruptos como en casos anteriores. Se puede ver que para el caso de 2^{16} bits (65536 bits) la diferencia con 2^{15} bits ya no es grande y podría ser considerada hasta despreciable. Por tanto, se asume que el valor de BER ya ha convergido. Las pequeñas fluctuaciones que se observan de canal a canal, son esperadas, ya que son el resultado de utilizar diferentes secuencias PRBS para cada canal.

Se decidió que ambas opciones (2^{15} y 2^{16}) son adecuadas para que los resultados de las simulaciones puedan ser considerados como leales al desempeño real del sistema. Para una mayor precisión, todas las simulaciones fueron realizadas con 2^{16} bits. La razón que no se aumentara esta cantidad es que el sistema de cómputo utilizado no soporta más de ese límite en términos de memoria y tiempo de ejecución.

4.3 OPTIMIZACIÓN DEL FILTRO ELÉCTRICO EN EL RECEPTOR

Un aspecto de optimización en el receptor es el filtro eléctrico, que se encuentra situado después de los fotodetectores balanceados. Una vez que se tiene la señal óptica en el dominio eléctrico con un espectro en banda base ($F = 0$) y el espejo del mismo en ($F = 2f$) se procede a trabajar con el primero. Este filtro tiene la función de discriminar todo aquello que no pertenezca a la señal en banda base y para ello se ocupa uno de propiedades pasa bajos.

Existen diferentes tipos de filtros que cumplen esta función, el filtro que se manejó durante las pruebas fue un Bessel. La principal razón que se haya ocupado este tipo en particular es por la linealidad que posee. Así no se modifica ni un ápice la fase, que pudo ya haber sufrido variaciones a lo largo del sistema. Igualmente, es común representar filtros eléctricos mediante esta característica.

La afinación a la que se refiere este apartado consta principalmente en ajustar el ancho de banda de manera que no recorte parte de la señal útil y que al mismo tiempo desprecie residuos de canales adyacentes o el propio espectro espejo generado nativamente en la recepción homodina. Viendo el representación de la señal en el dominio de la frecuencia de un solo canal, nos podemos dar una idea de la posible magnitud del ancho de banda. En la Figura 4.2 se muestra el espectro recibido de un canal inmediatamente después de los fotodetectores, es decir, luego de haber sido convertido al dominio eléctrico.

En este punto, antes de que la etapa de filtrado ocurra, podemos hacer una predicción que el ancho del espectro útil es aproximadamente 12 GHz, tomando en consideración un ancho de banda en un filtro se toma a 3 dB de atenuación del valor máximo de la señal que en este caso es alrededor de -59 dBm (línea azul). Esta aproximación es bastante inexacta, ya que no se pueden medir en la figura las variaciones que posiblemente existirían en la frecuencia central de trabajo de los láseres del transmisor y el receptor.

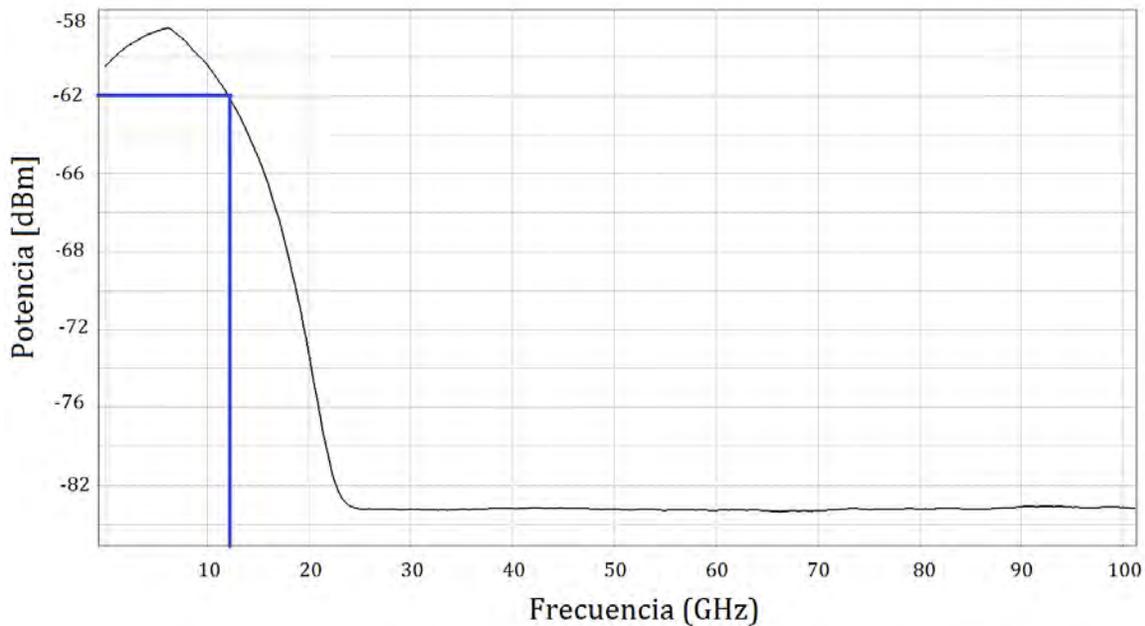


Figura 4.2 Espectro en el dominio eléctrico recibido de un canal de transmisión a 100 Gbps previo al filtrado. La marca azul indica el ancho de banda del filtro ideal, teniendo en cuenta que éste debe de estar a 3 dB.

Este ancho de banda no es especialmente independiente del resto del sistema. De hecho, se encuentra ligado muy cercanamente al filtro que yace en el multiplexor y demultiplexor. Existiría de esta forma una relación: el ancho de banda óptico del multiplexor es el máximo valor que debiera tomar el ancho de banda eléctrico. Puesto que para el ancho de banda del multiplexor ya se ha fijado una condición que debe de ser mayor a los 30 GHz y posteriormente se eligió trabajar con el mínimo, sólo valdría la pena analizar hasta este valor.

Sin embargo, como se presenta en la Figura 4.3, anchos de banda más grandes que 12.5 GHz ya no son necesarios para el análisis bajo el concepto que ya no existe diferencia considerable si se continua aumentando.

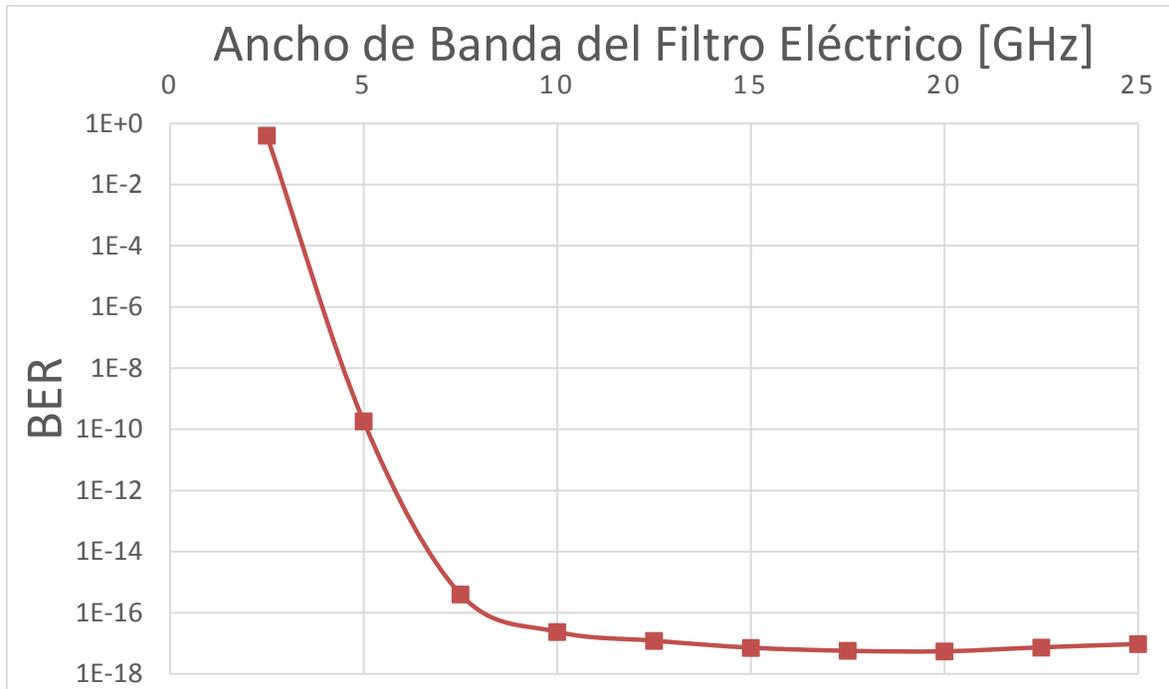


Figura 4.3 Optimización del ancho de banda del filtro eléctrico en el receptor.

Se consideró que un valor mínimo deben ser los 12.5 GHz, pudiendo tomar una cantidad mayor sin que esto afecte el capacidad del receptor o el sistema en general. Como se hubo comentado anteriormente, el espectro residuo que genera la recepción homodina se encuentra en $F = 2f$ y debe evitarse esa frecuencia, pero dado que $f \approx 194 THz$ no tiene caso analizar este hipotético caso.

4.4 ANÁLISIS DE LA POTENCIA RECIBIDA

Siguiendo con la línea de estudio del receptor, un primer análisis es saber la potencia mínima necesaria para que este pueda detectar de forma correcta la señal. Antes de probar el sistema en conjunto es un buen comienzo realizar algunos cálculos como el presupuesto de potencia para tener un buen panorama de las restricciones que pudiera haber en cuanto a la potencia transmitida se refiere.

Una primera aproximación es colocar el sistema transmisor de un solo canal directamente conectado al receptor una vez que ambos han quedado especificados con base en la disponibilidad del mercado. Este escenario de estudio se le conoce como configuración Back-to-Back. Habiendo propuesto un BER mínimo de 10^{-13} para asegurar una transmisión libre de errores se varía la potencia del transmisor y se toma nota de los índices de bit en error que se obtienen, siendo este nuestra principal guía de la eficacia del conjunto.

La Figura 4.4 muestra los resultados obtenidos para diferentes potencias a la entrada del receptor. Se efectuó un estudio desde los $-42 dBm$; sin embargo, los resultados que caracterizan la habilidad del receptor para obtener el BER mínimo se encuentran en el rango mostrado en dicha gráfica.

Por las líneas negras que muestran el BER deseado es posible hacer una declaración de la potencia mínima requerida por el receptor. Para potencias menores a -30 dBm el BER se ha deteriorado demasiado y ya no es útil si se requiere evitar códigos de corrección de errores.

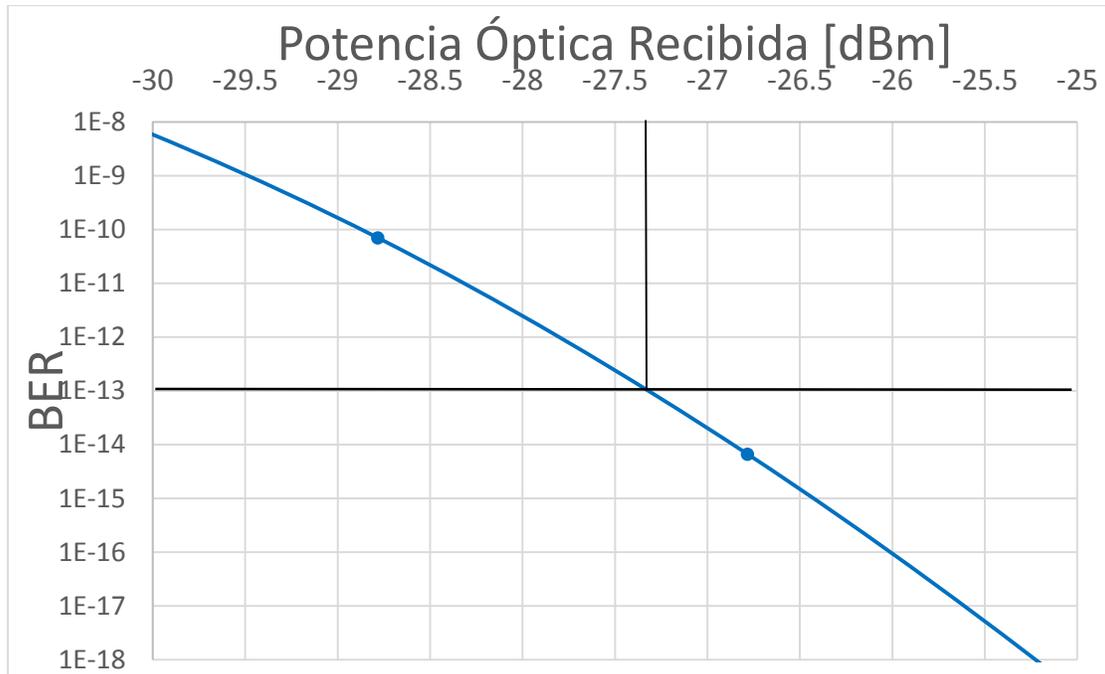


Figura 4.4 Gráfica de análisis de la potencia de recepción basada en el índice de bit en error (BER).

Una vez que se conoce el mínimo de potencia, o sensibilidad del receptor, se procede a realizar el presupuesto de potencia. Este cálculo se realiza tomando en cuenta todas las atenuaciones que la señal puede sufrir empezando a contarlas desde el receptor hasta el transmisor. De esta forma se sabrá de manera aproximada qué potencia es la mínima del lado transmisor a partir de la mínima en el receptor.

La ecuación que nos permite conocer la potencia necesaria en la parte del transmisor se presenta a continuación.

$$P_{tx} = P_{minRX} + A_{MUX} + A_{DEMUX} + A_{FO} + A_{Con} + A_{Mod} + A_{Pol} \quad 4.1$$

donde:

P_{tx} es la potencia del láser en la parte transmisora

P_{minRX} es la potencia mínima requerida por el receptor.

A_{MUX} y A_{DEMUX} son las atenuaciones correspondientes al multiplexor y demultiplexor.

A_{FO} es la atenuación debida a los 40 km de fibra óptica.

A_{Con} es la atenuación por conectores descrita en la sección 3.3.4.

A_{Mod} son las pérdidas que sufre la señal debido a los Mach Zehnder y demás componentes del modulador.

A_{Pol} es la atenuación correspondiente al divisor y combinador de polarización.

Las atenuaciones desde la etapa receptora se compilan en la Tabla VII.

Causa	Atenuación	Atenuación Acumulada
Demultiplexor	6 dB	6 dB
Fibra Óptica (40 km)	9.2 dB	15.2 dB
Multiplexor	6 dB	21.2 dB
Conectores	2 dB	23.2 dB
Modulador	12 dB	35.2 dB

Tabla VIII Atenuaciones de la señal debido a los diversos componentes del sistema.

El resultado que nos arroja el estudio de las atenuaciones presente en la Tabla VIII es de 35.2 dB. Y como se observó en la Figura 4.4, la potencia mínima requerida son los -27.3 dBm. Por lo tanto la ecuación 4.1 se reduce y queda expresado en 4.2.

$$P_{tx} = P_{minRX} + A_{Acumulada} = -27.3 \text{ dBm} + 35.2 \text{ dB} = 7.9 \text{ dBm} \quad 4.2$$

Lo que 4.2 nos indica es que son necesarios al menos 7.9 dBm en el láser del transmisor para que se consiga un BER de 10^{-13} . Hasta ahora no se han tomado en cuenta efectos no lineales como FWM o XPM ni Dispersión Cromática, puesto que se ha juzgado a la fibra sólo por su atenuación. La penalidad de potencia que pudieran presentar estos dos factores, determinará el valor final de la potencia de transmisión.

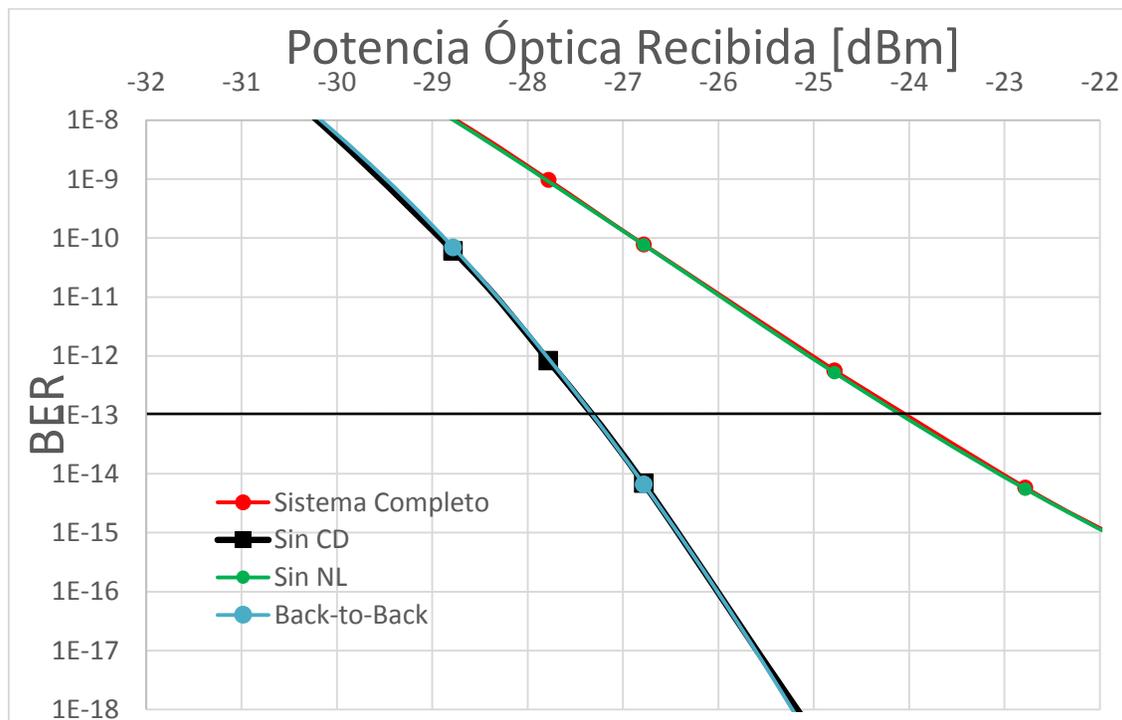


Figura 4.5 Gráfica de comparación de la potencia de recepción basada en el índice de bit en error (BER) entre el sistema Back-to-Back (sólo atenuación), el sistema sin dispersión cromática (CD), sin efectos no lineales (NL) y el sistema completo.

La curva negra representa el desempeño del sistema cuando se supone una fibra óptica con un índice de dispersión cromática de $0 \frac{ps \cdot nm}{km \cdot nm}$ y una pendiente en la recta, que indica como se comporta la dispersión, igualmente de 0, de esta manera se asegura que el coeficiente de la dispersión cromática sea 0 para todas las longitudes de onda de la fibra óptica. Como podemos apreciar en la Figura 4.5, dicha curva sin dispersión se encuentra encimada con el caso Back-to-Back (Ideal) lo cual nos indica que, para el rango de potencia mostrado en la figura, la diferencia que existe entre el sistema completo y el ideal se debe enteramente a la dispersión. Esto no significa que el procesamiento digital de señales no realice el trabajo de compensar la dispersión sino que dicho efecto produce en la señal transmitida un fenómeno de desfasamiento con respecto a la señal en el oscilador local en el receptor. Este desfasamiento hace que sea más difícil emparejar las señales al momento de la recepción aunque exista un algoritmo que reduzca esta divergencia.

Es notorio que existe una diferencia entre los niveles mínimos necesarios. Mientras en el caso Back-to-Back se había establecido una potencia de -27.3 dBm en el lado del transmisor, en el sistema completo se requieren -24 dBm, lo que supone una penalidad en potencia de 3.3 dB. Dicha variación se debe a los efectos no considerados en el presupuesto de potencia como la etapa de filtrado en el multiplexor y demultiplexor, efectos propios de la fibra y de otros efectos ópticos presentes en los diversos componentes que conforman el sistema, tal como el efecto de la dispersión en el desfasamiento entre el láser del transmisor y el oscilador local, explicado anteriormente.

$$P_{tx} = P_{minRX} + A_{Acumulada} = -24 \text{ dBm} + 35.2 \text{ dB} = 11.2 \text{ dBm} \quad 4.3$$

Ahora la potencia mínima del láser en el transmisor para el conjunto cambia de 7.9 dBm a 11.2 dBm. Siendo este último el límite definitivo que se debe acatar para conseguir un índice de bit en error de 10^{-13} , lo que garantizaría una transmisión libre de errores.

4.5 POTENCIA DEL BLOQUE TRANSMISOR

Una vez fijados los valores de anchos de banda a lo largo del sistema y el presupuesto de potencia, se puede manipular un elemento que es de los que rige con más severidad el desempeño y alcance del sistema: la potencia de transmisión.

Para delimitar el valor superior de la potencia y al mismo tiempo medir la nocividad de los efectos no lineales en el conjunto, es indispensable realizar un par de simulaciones variando la potencia y además considerando que en un caso las no linealidades propias del medio no existen y por lo tanto no afectan al BER. El caso complementario es realizando el mismo barrido de potencias de transmisión y considerando las no linealidades conforme a especificaciones de una fibra óptica convencional.

Se advierte en la Figura 4.6 los resultados de ambas simulaciones comentadas. Cabe destacar que las condiciones bajo las que se han realizado estas pruebas son con los 16 canales (1 láser por canal) que forman el sistema completo, multiplexados y enviados a través de 40 km de fibra SMF. En el lado del receptor se separó la totalidad de canales y se midió el BER del canal 8, siendo esta elección irrelevante puesto que se demostró en la Figura 4.1 que no existe variación entre canales que denote un mejor o peor rendimiento. Las optimizaciones realizadas hasta el momento sobre el

transmisor y, multiplexores y demultiplexores fueron programadas. El método de prueba fue variar la potencia del conjunto de 16 láseres del transmisor para obtener las tendencias en la gráfica.

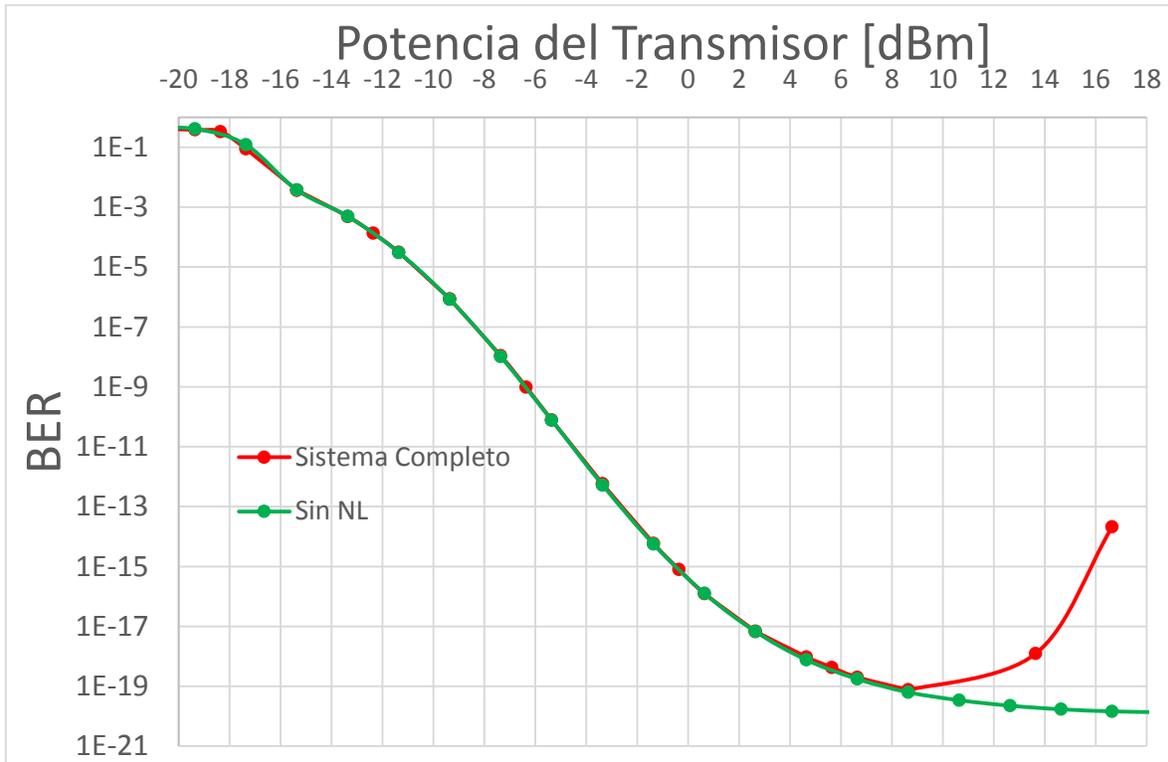


Figura 4.6 Gráfica para distinguir el efecto de las No Linealidades. BER contra Potencia del láser en el transmisor. Con efectos no lineales en rojo y, sin dichos efectos en verde.

Se distingue en la Figura 4.6 la tendencia que siguen los índices de bit en error (BER) conforme se incrementa la potencia en el láser del transmisor. Es notorio que las no linealidades no juegan un papel importante a lo largo de todo el sistema puesto que no existe diferencia notable entre las dos curvas de tendencia. La verdadera afectación se contabiliza para potencias muy altas $> 10 \text{ dBm}$ o $> 10 \text{ mW}$ por transmisor ($> 24 \text{ dBm}$ o $> 250 \text{ mW}$ en el láser), que en realidad no son prácticas ni comunes en los láseres de semiconductor que se usan en telecomunicaciones.

Hay un caso que es interesante analizar y es comparar cuando el sistema no posee dispersión cromática. En la Figura 4.7 podemos apreciar la tendencia entre las diferentes condiciones a las que se ha puesto en funcionamiento.

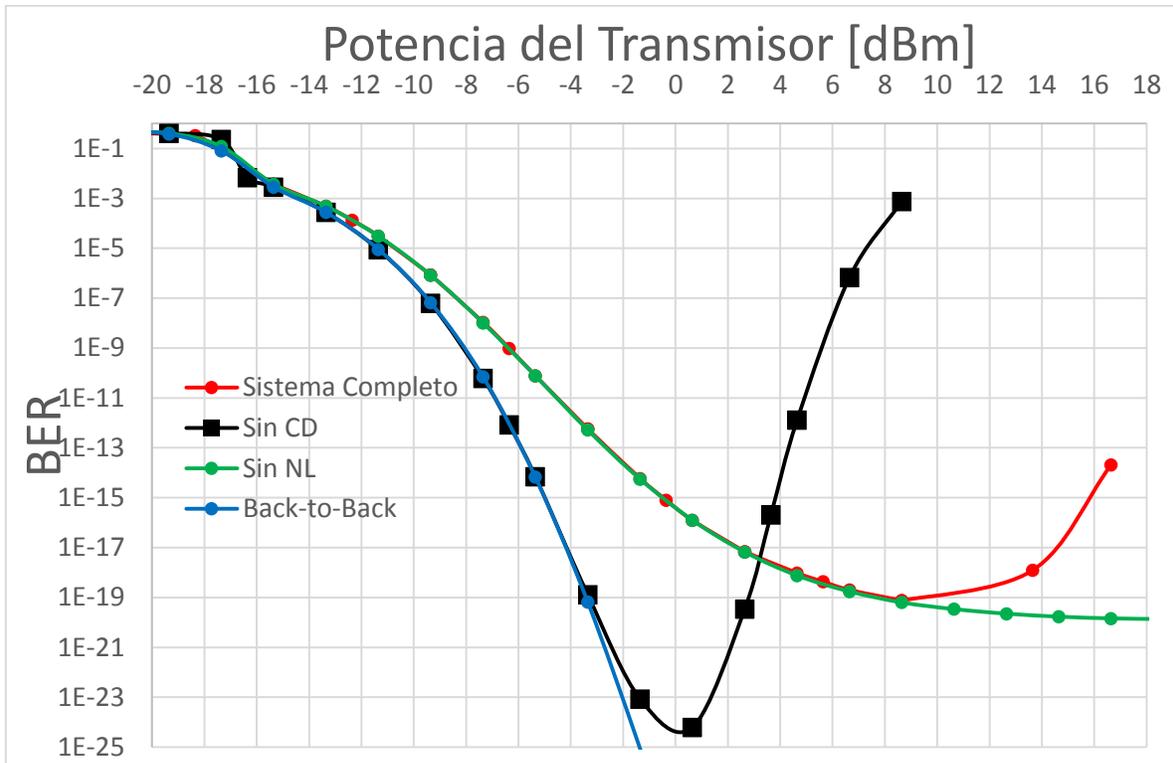


Figura 4.7 Gráfica donde se distinguen el efecto de las No Linealidades y la Dispersión Cromática(CD). Se denota el BER contra Potencia del transmisor. Caso Back-to-Back en azul, sin Dispersión Cromática en negro, sin efectos no lineales en verde y el sistema completo en rojo.

Esta gráfica demuestra un mejor entendimiento práctico, ya que al variar la potencia del transmisor y mostrar en qué medida afectan los efectos que están presentes en el sistema, nos ayuda a comprender qué componente nos afecta más en el desempeño del conjunto.

En la Figura 4.7, la línea negra manifiesta la conducta del sistema cuando no existe dispersión cromática. Es notorio lo pronunciado que cambia después de los 0 dBm por transmisor. La forma de propensión de esta curva corresponde análogamente a la del sistema completo con la diferencia que la primera sube mucho antes. Esta subida precipitada se debe principalmente a que la dispersión cromática retarda el efecto de los fenómenos no lineales, ya que al desplazar los pulsos hace que los efectos no lineales no interfieran de forma tan directa en los demás canales.

Es concluyente que la trascendencia de las no Linealidades no es de gran impacto en nuestro diseño. Esto es atribuido a una baja potencia por parte del arreglo en el transmisor.

Como se hubo visto en la sección anterior, una potencia de 11.2 dBm a la salida del láser sería suficiente para alcanzar el índice de bit en error necesario, sin embargo, al aumentar 2 dB a la potencia de la señal, se podrían prever algunas variaciones no contempladas en este documento. Con algunos láseres propuestos en la sección 3.3.2 esta potencia propuesta de 13 dBm puede ser alcanzada sin problema y agregaría un índice mucho mejor de BER al sistema. Adicionalmente se podría extender la distancia un poco más sin la necesidad de bajar del límite de los 10^{-13} .

4.6 POTENCIA DEL OL EN EL RECEPTOR

Una vez fijada la potencia del láser contenido en el transmisor que asegura un índice de bit en error máximo de 10^{-13} , el siguiente eslabón consiste en situar la potencia del láser que actúa como oscilador local en el receptor. A simple vista la potencia del mismo no parecería influir en gran medida en el BER, sin embargo, a través de las ecuaciones 1.32 y 1.33, que resultaron del análisis del receptor, se muestra que la potencia de la señal que llega al modulador y del oscilador local se combina y, es precisamente la mezcla de ambas la que se entrega a la etapa de procesamiento.

Las condiciones sobre las que se efectuó esta unidad de simulaciones consiste en dotar al láser del transmisor con una potencia de 13 dBm, como quedó estipulado en la sección anterior. Aparte del escenario de los 40 km que es nuestro objetivo principal, se han realizado las mismas pruebas para distancias de 20 km y 60 km. Esto sin modificar las demás variables, con el fin de probar el sistema para diferentes distancias y analizar si el oscilador local puede hacer diferencia en operaciones de trabajo inusuales.

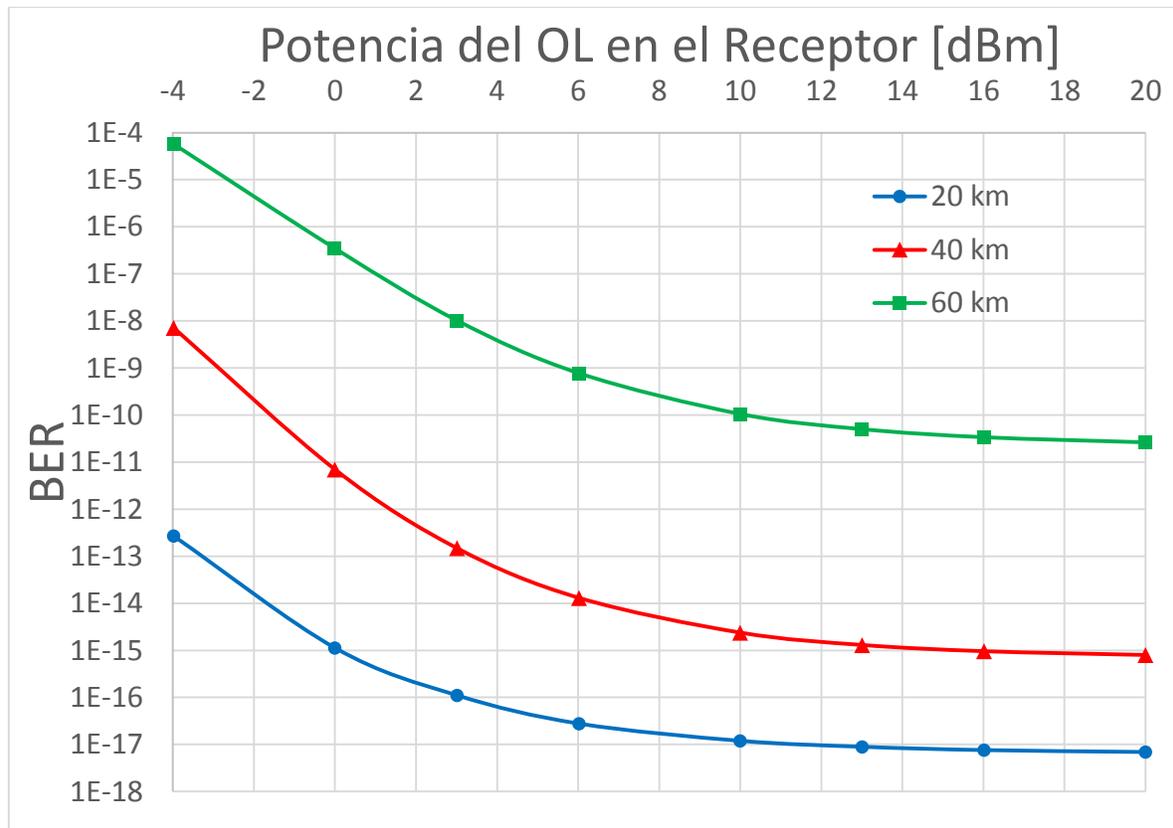


Figura 4.8 Análisis de la potencia del oscilador local en el receptor.

La Figura 4.8 presenta los resultados de variar la potencia del oscilador local (OL) en el receptor. El rango de potencias de trabajo se situó desde los -4 dBm (0.3981 mW) hasta los 20 dBm (100 mW). Lo que muestra la gráfica es que la potencia del OL influye en cierta medida al BER, que concide con lo que se predijo. Sin embargo, la caída que presentan los índices a medida que se aumenta la potencia es un poco más precipitada de lo que se esperaba.

La curva roja que se presenta en la Figura 4.8, que constituye el comportamiento del sistema para el caso de 40 km de fibra óptica, precisa la mínima potencia óptica que debe poseer el oscilador local para poder ofrecer un BER de 10^{-13} y esta es aproximadamente 3 dBm. Es clara la tendencia del BER a mejorar mientras más potencia posea el oscilador local. Esto se debe a que cuando se hace la detección coherente, este valor se combina con su homónimo de la señal recibida, como resultado el fotodetector percibe una mayor energía y en consecuencia se mejora un poco el índice de bit en error.

Es lógico pensar que aumentando la potencia del oscilador local eventualmente se podrá conseguir cualquier BER deseado, sin embargo, es posible discernir que cuando el oscilador local alcanza un nivel de potencia de alrededor de 10 dBm o mayor, la inclinación de la curva decrece para alcanzar un piso que significa que este parámetro es limitado enteramente por la potencia de recepción que a su vez es dependiente de la potencia en el transmisor, la distancia y la atenuación de la fibra.

En tanto que la línea verde representa un escenario con 60 km de fibra, es notorio que los índices de bit en error se deterioran con bastante rudeza. Esto es en parte debido a que el diseño se ha realizado teniendo en mente la meta de los 40 km y, ponerlo a prueba con un 50% más de distancia es un logro extra que no es fácil de cumplir. A pesar de eso, cuando el OL sube bastante de potencia se acerca bastante al límite aceptable de BER, pero sin poder alcanzarlo, que demuestra lo que naturalmente se esperaba: los parámetros elegidos para la instalación del sistema de 40 km no es posible operarlo a 60 km debido a la atenuación extra.

En contraste, la curva azul es la que se beneficia en mayor proporción del aumento de la energía luminosa del láser, puesto que la intensidad de la señal recibida tiene menos atenuación que los casos anteriores. Aunque este escenario es el menos revelador de los tres, un aspecto que bien valdría la pena resaltar es la compatibilidad con distancias menores del mismo sistema.

Ahora es claro que las características de ambos láseres en el sistema comparten una muy estrecha relación de potencia, frecuencia de trabajo, fase y ancho espectral. En este punto se podría asegurar que estos aspectos de ambos láseres se complementan o que tienen una relación de empuje-jale. Esto significa que si una propiedad de un componente en un extremo sobrepasa los límites establecidos, se puede compensar en su contraparte colocado el cabo contrario.

Sin embargo, esta compensación tiene un límite y es apreciado en la Figura 4.8, una vez que se ha aumentado suficientemente la potencia en un extremo, se tiene a un nivel de saturación, lo que se podría traducir en el tope del sistema en cuanto a eficacia. Dado que el límite apreciable radica alrededor de los 10 dBm se utilizará este valor para que este parámetro no sea un factor que pueda mermar el BER de forma manifiesta.

4.7 ANÁLISIS DEL OSNR EN EL SISTEMA

La potencia es una de las características más sobresalientes en un láser, muy ligada a ésta se encuentra la relación de nivel señal a ruido en el dominio óptico (OSNR, por sus siglas en inglés). Este valor se mide en decibeles (dB) y figura la proporción que existe entre el nivel de potencia máxima del láser y el nivel de potencia promedio del ruido.

El OSNR se convierte así en una medida de calidad del láser. Por ejemplo en nuestro caso, en base a la documentación encontrada los niveles de OSNR varían alrededor de los 38 dB y, siendo este un valor fácilmente asequible en el mercado se tomará como medida de referencia inicial.

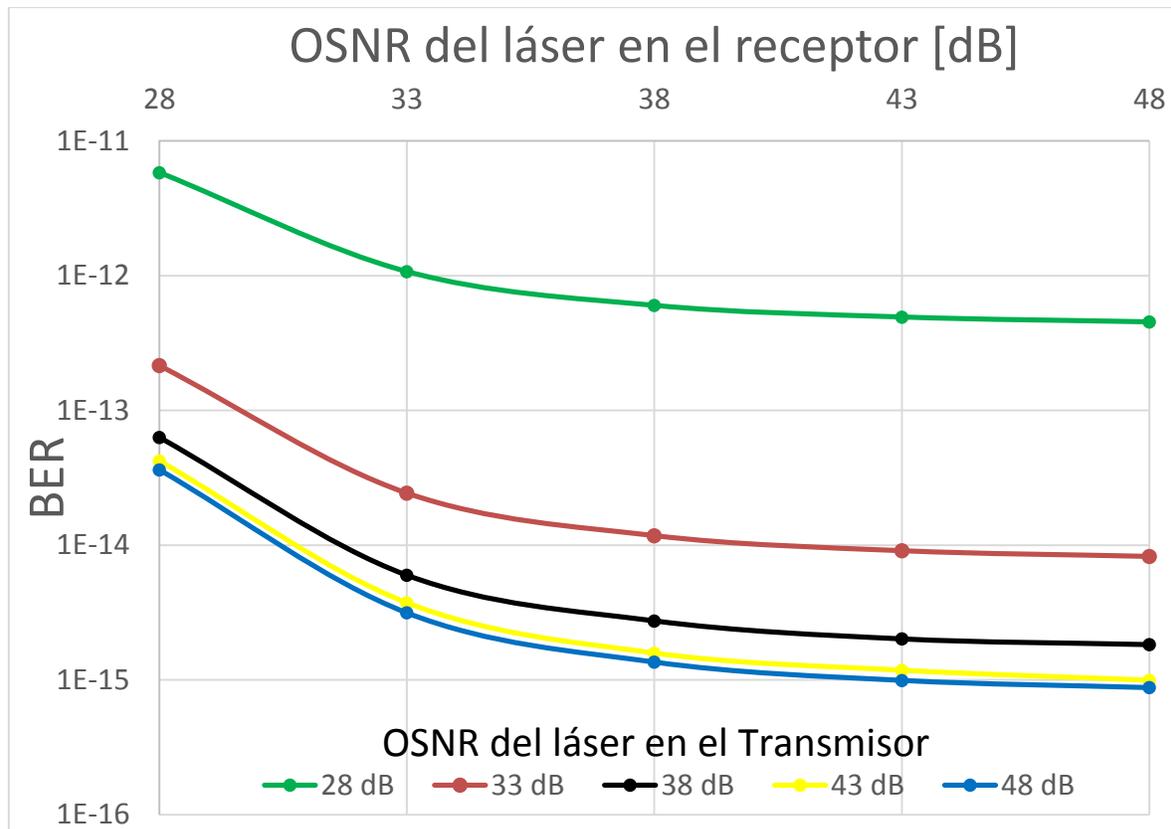


Figura 4.9 Gráfica de análisis del impacto del OSNR en el sistema como función de este parámetro. La leyenda indica los valores de OSNR en el transmisor.

La Figura 4.9 muestra la combinación de OSNR en el sistema completo. La forma de interpretarlo consiste en tomar una línea, por ejemplo la curva verde. Lo que nos indican los 28 dB de la leyenda es que ese valor de OSNR se le ha asignado al láser en el bloque transmisor. En el eje de las abscisas, llamado OSNR del láser en el receptor u OSNR del oscilador local, nos indica que se ha realizado el barrido de este parámetro para un determinado monto de OSNR en el transmisor. El eje de las ordenadas, llamado BER, nos muestra el resultado de las combinaciones de niveles de OSNR de ambos láseres del sistema. De esta forma se tiene una percepción general del resultando del conjunto.

La diferencia es enorme entre las líneas verde y roja, que caracteriza un OSNR en el transmisor de 28 y 33 dB respectivamente. No obstante, esta diferencia se reduce cuando se observan las líneas roja y negra, que representan 33 y 38 dB. Esto apunta a que existe una mejora exponencial decreciente, es decir, se visualiza un estado de estabilidad. Esta estabilidad parece haberse encontrado alrededor de los 38 dB de OSNR en el transmisor, ya que como se puede apreciar en la Figura 4.9, las líneas amarilla y azul, que representan 43 y 48 dB, ya no presentan cambios de importancia. El que la distancia entre las curvas ya no sea relevante significa que relaciones de señal

a ruido ópticas mayores a los 38 dB en el transmisor ya no son recomendadas pues no existirá una mejoría que lo justificara.

Ahora es el turno de analizar dichos índices en el receptor, teniendo en consideración que 38 dB son óptimos en el extremo opuesto, por lo tanto se toma como punto de partida la línea negra en la Figura 4.9. Como se percibe, todos los resultados obtenidos a lo largo de la curva de los 38 dB permanecen debajo del $BER = 10^{-13}$, razón suficiente para considerarlo un monto perfectamente adecuado para el sistema. Inclusive para OSNR del receptor muy bajos, como lo son 28 dB, el BER se mantiene debajo del límite.

Ya que el umbral que se ha trazado a lo largo de este trabajo es 10^{-13} , vale la pena estudiar otros resultados que se ajustan a este confín. Para relaciones de señal a ruido de 33 dB en el transmisor, se obtienen buenos resultados con OSNR en el láser del receptor mayores a ≈ 30 dB.

Un comportamiento que está presente en todas las curvas de la Figura 4.9 consiste en que el BER mejora conforme el OSNR del LO en el receptor aumenta. Sin embargo, esta mejora no obedece a un incremento lineal sino más bien a uno con un tope o piso cuando el OSNR del LO alcanza valores altos, alrededor de 40 dB.

El OSNR es mermado principalmente por amplificadores y etapas de filtrado. Como en el presente diseño se ha evitado hacer uso de amplificadores y la señal de un canal sólo pasa por dos filtros, el OSNR no se modifica significativamente y es principalmente por esta razón que tiene un poco más de libertad en su rango de operación. El OSNR que se eligió fue 38 dB en ambos láseres, ya que la apreciación en la gráfica indica que después de este valor ya no existe una diferencia notable que justifique montos mayores de este parámetro.

4.8 ANCHO ESPECTRAL DE LOS LÁSERES EN EL SISTEMA

Como última variable a modificar para ver su impacto en el índice de bit en error, es el ancho espectral de los láseres del sistema. Este parámetro es uno de los que más repercuten al sistema puesto que no hay gran medida de corrección y el procesamiento para compensarlo tiene un límite alrededor de 3 MHz. Aunque 1 MHz es suficiente para que el sistema funcione de manera óptima es recomendable que este monto se mantenga lo más pequeño posible, ya que de esta manera el desfase que produce la dispersión cromática de la fibra entre el láser del transmisor y el láser del oscilador local se minimiza, reduciendo en consecuencia la penalidad de potencia observada y que es producida por este efecto. De esta manera se podría disponer de un presupuesto de potencia ligeramente mayor.

Para los láseres presentados en [41], [42] y [43] se puede apreciar que poseen anchos espectrales de hasta 100 KHz lo que representa una mejora en el desempeño del diseño. Sin embargo, para adquirir una idea más precisa de cuál se podría considerar un valor máximo y uno óptimo es necesario realizar simulaciones cambiando los anchos espectrales de los láseres del conjunto para de esta forma encontrar un equilibrio.

Las condiciones que se presentan para este entorno son que el láser del transmisor cuenta con una potencia de transmisión de 13 dBm y un OSNR de 38 dB. La separación entre canales fijada en los 100 GHz de acuerdo a la ITU-T G.694.1 como se hubo establecido anteriormente. En la parte del

receptor, el oscilador local cuenta con una potencia de 10 dBm y una OSNR similar de 38 dB. La Figura 4.10 refleja los resultados obtenidos.

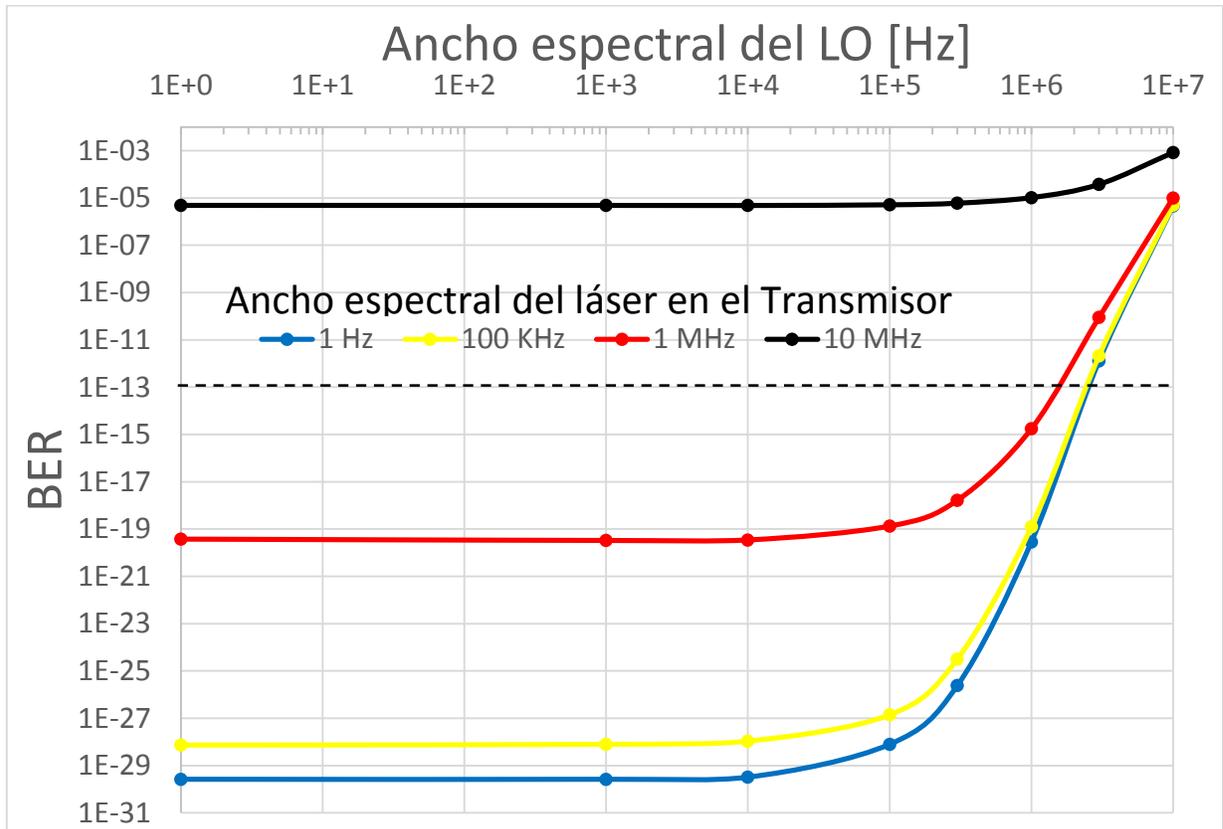


Figura 4.10 Gráfica de análisis del impacto del ancho espectral de los láseres en el sistema. La leyenda indica los valores del ancho espectral en el transmisor.

Análoga a la Figura 4.9, se interpreta la Figura 4.10. Las líneas de diferentes colores representan diversos valores de ancho espectral por parte del transmisor. En este caso cuatro valores fueron escogidos por su importancia: en azul 1 Hz que representaría el casi ideal de poseer un láser perfectamente estable a la frecuencia de trabajo; en amarillo representa los 100 KHz que un láser de muy buena calidad puede alcanzar; rojo simbolizando 1 MHz siendo este valor el máximo de una fuente luminosa diseñada para operar en sistemas de comunicaciones ópticas; y por último, la curva negra de los 10 MHz que representaría un láser de pobre construcción.

Se ha trazado una línea punteada para diferenciar el BER requerido. Como es notorio, para un láser en el transmisor con un ancho espectral de 10 MHz no se acerca ni por mucho al valor de BER deseado, por lo que no se recomienda. Por el contrario, las combinaciones que cumplen la meta de conseguir un BER de 10^{-13} o menor se alcanzan con un ancho espectral menor o igual a 1 MHz en el transmisor y receptor, de ahí que estos valores se recomienden.

En la Figura 4.10, se puede apreciar que el caso de los 100 KHz tiene muy poca diferencia con el caso ideal (1Hz). No obstante, el costo de ese tipo de láseres pudiera dispararse haciendo esta una opción menos viable de implementar en la realidad.

La tendencia exponencial de las curvas para valores por encima de 100 KHz nos permite visualizar qué tan sensible es un sistema de comunicaciones óptico a esta variable. Es sin lugar a dudas uno de los principales limitantes a nivel global sino el que mayor injerencia tiene en el desempeño del conjunto.

Capítulo 5: CONCLUSIONES

A lo largo de este trabajo se presentó la propuesta y análisis de un sistema de transmisión óptico coherente con los requerimientos necesarios para alcanzar una tasa de transmisión total de 1.6 Tbps con una distancia máxima de 40 km. Desgraciadamente, al momento de realizar este proyecto las bases de la recomendación Ethernet todavía no se habían planteado por parte de la IEEE, lo que por una parte nos concedió cierto grado de libertad al momento de fijar parámetros como número de canales, potencia de los láseres y distancia mínima. Por esta misma razón algunos parámetros fueron expresados en intervalos de valores en los que se obtiene un BER menor a 10^{-13} mientras se fijaban los demás valores del sistema.

El acotar los parámetros dentro de límites nos permite tener tolerancia extra en el sistema. Las relaciones directas entre características de los dispositivos que se vislumbraron mientras se hacían pruebas con el conjunto son las siguientes de acuerdo a los componentes.

Del láser en el transmisor con el oscilador local en el receptor:

- A. La potencia
- B. El OSNR
- C. El ancho espectral

Para el caso de la potencia en el transmisor el mínimo es de 11 *dBm*, potencia con la cual se alcanza el mínimo de BER establecido. Esta medición se obtuvo para una potencia del oscilador local de 10 *dBm*. Esto representa un equilibrio entre las potencias de ambos, sin embargo, es preferible que en el lado receptor sea menor la intensidad luminosa del oscilador local, ya que componentes como el híbrido 2x4 de 90° acepta una potencia de entrada máxima de 10 dBm. Es por esta razón que se decidió aumentar la potencia de transmisión y reducir en lo posible la de recepción.

De acuerdo con la gráfica en la Figura 4.8, al incrementar la potencia en el bloque transmisor a 13 *dBm* se logra reducir la potencia del oscilador local a alrededor de los 3 *dBm*. Resultado más deseable que el obtenido en un principio.

Con respecto al OSNR en la Figura 4.9 se concluyó que un nivel aceptable de OSNR para ambos láseres es 38 *dB*, monto que asegura una habilidad del sistema de entregar un BER menor a 10^{-13} .

El aspecto más dramático es el del ancho espectral, puesto que el sistema es mucho más sensible a este valor que a los demás. Análogo a las anteriores características, este rubro se denota en intervalos. El ancho espectral de ambos láseres deberá de ser menor o igual a 1 MHz. En caso que alguno de ellos rebase ese límite se tendrá que compensar en su contraparte. El máximo para que un láser se salga de ese límite es aproximadamente 3 MHz y su correspondiente compensación serían 100 KHz en el extremo contrario.

Del multiplexor y el demultiplexor:

- A. El ancho de banda de los filtros
- B. El espaciamiento inter canal

El ancho de los filtros ópticos dentro del multiplexor y demultiplexor debe ser siempre mayor a los 30 GHz, como demostró con anterioridad. Vale la pena resaltar que un valor desigual en estos filtros no afecta en el BER, siempre y cuando no se rebase el mínimo establecido.

En cuanto al espaciamiento intercanal se ha establecido en 100 GHz y los canales se han acomodado acorde a la norma de la ITU de la división de Telecomunicaciones G.694.1 [44], aunque en sí el sistema podría, de ser necesario por motivos de eficiencia espectral, reducir el espacio intercanal a la mitad.

En el caso de la distancia propuesta inicialmente de 40 km, es claro que en todos y cada uno de los escenarios y afinaciones se trabajó bajo esta premisa, siendo de esta forma que este rubro quedara completamente cubierto.

Como se demostró en la Figura 4.8, el sistema no está listo para distancias mayores a los 40 km. Por consiguiente los transceptores propuestos son aptos para todas las distancias menores a este límite, quedando cubiertas algunas de las longitudes de interés para la IEEE como son el caso de 2, 10 y 20 km.

El recuento de todos estos parámetros queda denotado en la Tabla IX.

Concepto	Valor o Rango (Óptimo)
Transmisor	
Potencia del láser	$11.2 \text{ dBm} < x < 24 \text{ dBm}$ (12 dBm)
OSNR del láser	38 dB
Ancho espectral	$\leq 1 \text{ MHz}$
Número de Bits de la Simulación	2^{16} bits
Modulador	
Tipo	<i>IQ</i>
Configuración	<i>Doble MZM de única entrada</i>
Formato de Modulación	<i>QPSK</i>
Número de Bits por Símbolo	$2 \frac{\text{bit}}{\text{Símbolo}}$
Tasa de Símbolos	$25 \frac{\text{GSímbolos}}{\text{segundo}}$
Doble polarización	<i>Sí, Dual-Pol</i>
Pérdidas por Inserción	$\leq 12 \text{ dB}$
Multiplexor / Demultiplexor	
Pérdidas por Inserción	$\leq 6 \text{ dB}$
Ancho de Banda del filtro	$\geq 30 \text{ GHz}$
Tipo de Filtro	<i>Gaussiano</i>
Orden del filtro	<i>2do orden</i>
Espaciamiento Intercanal	$\geq 40 \text{ GHz}$ (100 GHz)
Fibra Óptica	
Pérdidas	$\leq 0.23 \text{ dB/km}$
Dispersión	$17 \frac{\text{ps}}{\text{nm}\cdot\text{km}}$
Índice PMD	$3.1623\text{e-}15 \frac{\text{s}}{\sqrt{\text{m}}}$

Índice de las no linealidades	$236.82255532074e-22 \frac{m^2}{W}$
Distancia	$\leq 40 \text{ km}$
Receptor	
Potencia del oscilador local	$3dBm \leq x \leq 10 \text{ dBm}$
OSNR del oscilador local	38 dB
Ancho espectral del oscilador local	$\leq 1 \text{ MHz}$
Responsividad de los fotodetectores	$\approx 0.8 \text{ A/W}$
Ancho de Banda del filtro eléctrico	$\geq 12.5 \text{ GHz}$
Tipo de filtro eléctrico	<i>Bessel</i>
Orden del filtro eléctrico	<i>4to orden</i>

Tabla IX Especificaciones finales del sistema

En la Tabla IX se muestran un conjunto de valores que pueden ser implementados sin que esto afecte a los demás o baje el $BER = 10^{-13}$. Los montos acotados entre paréntesis son los recomendados para que los láseres tengan una potencia balanceada y que el espaciamiento intercanal se ajuste a la recomendación de la ITU.

5.1 TRABAJO FUTURO

Esta propuesta de un sistema es sólo el principio de un largo trayecto de desarrollo de los formatos avanzados de modulación y detección coherente. En el presente diseño se encontraron algunas principales limitaciones que pudieran dar paso a futuros trabajos de investigación.

- I. La principal limitación en cuanto al formato de modulación no es la capacidad de modular la señal luminosa y transmitirla por la fibra, sino el poder recibirla e interpretarla de manera correcta. Específicamente por el procesado que se encarga de compensar y corregir algunos efectos nocivos que le ocurren por su travesía a lo largo del sistema. De esta manera, es un reto muy interesante el adaptar los algoritmos para que trabajen para formatos de modulación con cantidades más grandes que 2 bits por símbolo, por ejemplo 16QAM, 64QAM, etc.
- II. Una vez que los métodos de procesamiento para 16QAM se encuentren en una etapa aceptable se podría realizar el siguiente estándar de Ethernet utilizando la misma tasa de símbolos para conseguir elevarlo a 3.2 Tbps haciendo en análisis para demostrar su factibilidad.
- III. Un factor que limita terminantemente la tasa de símbolos por segundo es que en la etapa de recepción se sitúa un convertidor analógico-digital (ADC, por sus siglas en inglés), el cuál trabaja a una tasa de conversión máxima de 50 Giga-muestras por segundo. El hecho que cada símbolo requiera de dos muestras hace que la tasa de símbolos por segundo se encuentre en los 25 GSím/seg. El desarrollo de nuevas técnicas para los convertidores ADC más rápidos abriría la posibilidad de aumentar el número de símbolos por segundo de un modulador, consecuentemente elevar el número de bit por segundo de un canal y finalmente dando como desenlace el incremento sustancial de la tasa total transmitida por el sistema.

Capítulo 6: ANEXO

A partir de este trabajo de investigación, un artículo fue elaborado para presentarse en la conferencia del CCE 2015. . La referencia es M. A. García-Yáñez, R. Gutiérrez-Castrejón; *Technical feasibility of a 400 Gb/s unamplified WDM coherent transmission system for Ethernet over 40 km of single-mode fiber*. IEEE 12th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE 2015), Mexico City, Mexico, 28-30 Octubre 2015, p. 290-295. ISBN: 978-1-4673-7839-0.

Technical Feasibility of a 400 Gb/s Unamplified WDM Coherent Transmission System for Ethernet over 40 km of Single-Mode Fiber

M. A. García-Yáñez, R. Gutiérrez-Castrejón

Instituto de Ingeniería, Universidad Nacional Autónoma de México, UNAM,
Cd. Universitaria, Coyoacán, 04510 Mexico City, Mexico.
{MGarciaY,RGutierrezC}@ii.unam.mx

Abstract— The proposal, analysis and technical feasibility of a 4 x 100 Gb/s 40-km coherent optical system over single-mode fiber for next generation Ethernet data transmission are presented. The link is based on a 100 GHz-spaced channel plan on C-band that employs DP-QPSK as advanced modulation format. Typical coherent transmitters and receivers with state-of-the-art digital signal processing functionalities are considered, avoiding the use of any type of optical amplification or forward error correction. According to the analysis, an optical transmitter power per channel between -5.6 dBm and -1.0 dBm guarantees the error-free operation ($BER < 1 \times 10^{-13}$) of the 40-km transmission link. Further system details are also presented. This simulation work leverages the use of coherent technology at metro network level.

Keywords—Coherent detection; DP-QPSK; DSP; IEEE 802.3 standard; metropolitan network; wavelength division multiplexing.

I. INTRODUCTION

In spite of its complexity and higher cost, coherent optical communication systems (COCSs) exhibit higher sensitivity and more efficient use of the available spectrum than direct-detection systems (DDSs). Moreover, coherent optical receivers can incorporate adaptive electronic equalization of linear transmission impairments and they can even allow for compensation of imperfections of the transmitter and receiver front-ends [1, 2]. Thanks to these characteristics, COCSs are gradually becoming the standard for broadband data transmission in wide-area networks (WANs). However, the popularity of new services such as video-on-demand, server virtualization, cloud computing, grid computing and “the internet of things”, will soon transfer the transmission demand, formerly associated to long-haul networks, to the metro-core network level [3]. To cope with this necessity, a technological upgrade in metro links, most probably based on coherent technology, will be required before the end of the decade [4].

Ethernet is the most widely deployed networking technology in the world [5]. Although originally conceived for computer interconnection in local area networks (LANs), its reach has recently been extended to also embrace metropolitan area networks (MANs). In particular, the most recent update of

the IEEE standard, considering a maximum operational data rate of 100 Gb/s, defines a physical medium dependent (PMD) sublayer designed to reach up to 40 km over single-mode fiber (SMF) [6]. It is termed 100GBaseER4. In the usual architecture, four optical channels, each modulated at 25.78125 Gb/s in non-return-to-zero (NRZ) format, are implemented using wavelength division multiplexing (WDM) and direct detection [7]. A semiconductor optical amplifier is employed to fulfill the power budget of the link. The next generation of the standard is currently under development by the IEEE 400 Gb/s Ethernet Task Force (400 GbE TF) [8]. Unexpectedly, however, the PMDs currently being designed contemplate a maximum reach of only 10 km. Clearly, this fiber length is insufficient for extended-reach applications aimed for MANs. Among the different architectures being investigated, an 8 x 50 Gb/s WDM approach based on 4-level pulse-amplitude modulation (PAM-4) is the most probable configuration to be adopted [9]. Unfortunately, such a design cannot be easily adapted to reach a distance of 40 km over SMF, mainly due to chromatic dispersion and signal power attenuation constraints [10]. An alternative approach to set up the 40-km reach 400 Gb/s Ethernet interface is to use a COCS, which, among other enabling technologies, it is based on the use of advanced modulation formats, such as quadrature phase shift-keying (QPSK), and coherent homodyne detection assisted by digital signal processing [11]. Although less effective in terms of operation cost and initial investment than DDSs, it would represent an actual leapfrog in MAN technology, paving the road for the implementation of higher speed standards in forthcoming years.

Based on the aforementioned argument, in this contribution we propose and numerically demonstrate the technical feasibility of a COCS to set up the extended-reach PMD of next generation Ethernet technology operating at 400 Gb/s. Our design do not rely on any kind of optical amplification or the use of forward error correction techniques, thus reducing costs and latency, respectively. It depends, however, on WDM equipment to deploy four optical channels, each running at 100 Gb/s on C-band. Care has been taken to select model parameters in accordance to specifications of commercial or

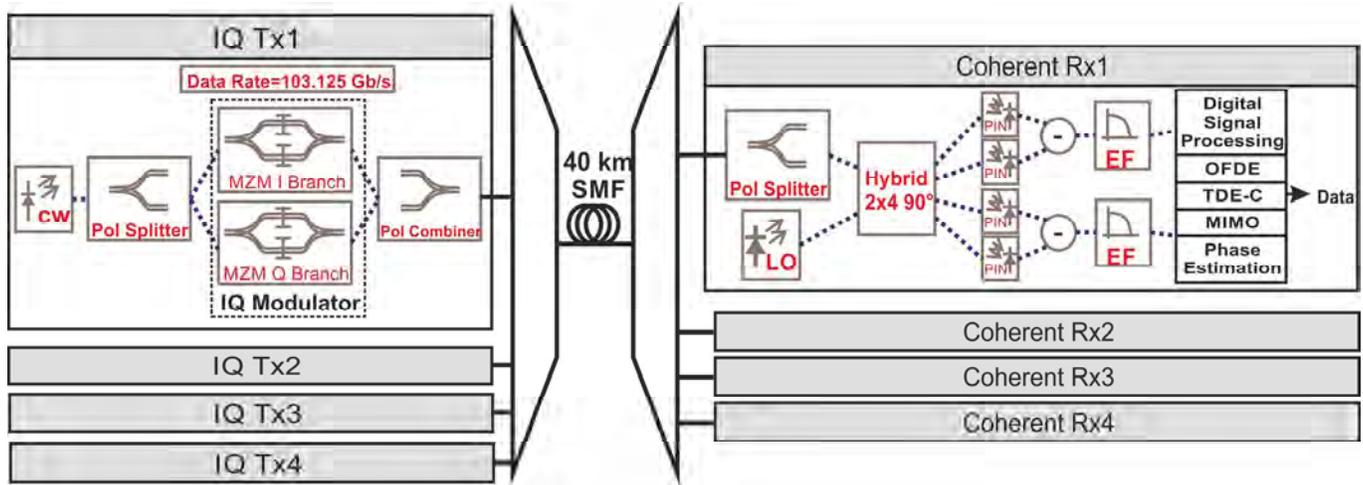


Fig 1. Setup of the proposed WDM 400 Gb/s Ethernet system with coherent detection. Each of the four optical channels runs at 25.78125 Gbaud in DP-QPSK format. Each transmitter (receiver) has two IQ modulators (90° hybrids and balanced photodetectors) for each orthogonal polarization.

close-to-market devices, thus guaranteeing reliable simulation results. Following ITU-T G.709 OTN recommendation to implement the optical transport unit 4 framing (OTU4), running at 112 Gb/s in a single wavelength, we have chosen polarization multiplexed QPSK as the working modulation format. Hence, the transmission symbol rate per lambda has been set to 25 Gbaud. A constellation diagram of the received signal can be observed in Fig. 7.

The proposed architecture and simulation details are presented in the next section, which includes an analysis to find the more adequate choice of optical filter bandwidth and channel spacing values for the system. Section III is devoted to demonstrate, through accurate simulations employing the well-tested VPItransmissionMaker™ simulation suite, the technical feasibility of our design. The demonstration is based on showing that a bit-error-ratio (BER) lower than 1×10^{-13} can be actually achieved using the presented system. The selected error-free threshold agrees with the objectives determined by the 400 GbE TF [12]. Finally, in section IV, our conclusions are summarized.

II. SIMULATION SETUP

The diagram of the proposed COCS is shown in Fig 1. Four WDM channels, each running at a raw data rate of 100 Gb/s, are transmitted through a conventional SMF 40-km long. The transmitter consists of eight IQ modulators, which in turn are composed of two orthogonal single-drive Mach-Zehnder modulators [13]. Since polarization multiplexing is employed, two IQ modulators, one for each polarization state, are needed to generate the optical signal of a WDM channel in dual-polarization (DP-) QPSK format. The insertion loss of each optical channel modulator is found to be 13 dB. That includes the insertion losses of the 50:50 polarization beam splitter and combiner (0.4 dB each) that are placed before and after (respectively) the IQ modulator pair [14]. For each WDM channel, a continuous-wave distributed-feedback (CW DFB) laser acts as light source. An optical signal-to-noise ratio (OSNR) of 38 dB and a linewidth of 1 MHz are assumed,

matching lasers commonly available on the market [15]. The DFB output power, which will be considered the same for the four lasers, will be derived below from a power budget analysis. The laser central frequency of each optical channel was chosen in accordance to the ITU-T G.694.1 standard grid: 193.3, 193.4, 193.5 and 193.6 THz (1550.92, 1550.12, 1549.32 and 1548.51 nm, respectively) matching a $\Omega = 100$ GHz inter-channel spacing. The C-band was preferred over the O-band because it presents lower losses and higher chromatic dispersion (CD) for the fiber of choice. The latter characteristic is important to reduce the impact of inter-channel nonlinear effects in WDM systems, especially considering that in the analyzed case the CD is electronically compensated at the receiver.

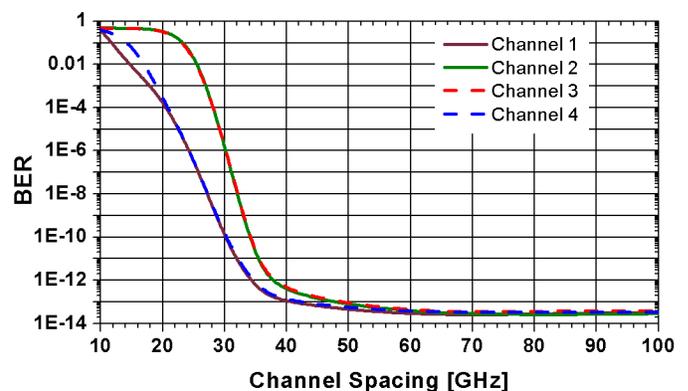


Fig 2. Calculated BER for different channel plans as Ω is varied. The MUX and DEMUX filters bandwidth are set to 50 GHz (see Fig. 4).

The value of Ω was determined from a simulation analysis of the system performance while this parameter is varied. The results are graphically displayed in Fig. 2 for X polarization. The BER is calculated for each of the four launched WDM channels after 40-km transmission. The curves indicate that a tight channel plan, where Ω is smaller than about 60 GHz, should preferably be avoided because under these conditions the value of BER becomes unacceptably large. The growth of

BER is due to an increase of linear cross-talk among the channels. Actually, this effect is more severe on the central channels (Ch2 and Ch3) since both have two neighbor channels, as opposed to the external channels (Ch1 and Ch4) that only have one neighbor channel. An adequate choice of Ω is therefore any value beyond 60 GHz. As mentioned above, $\Omega = 100$ GHz was selected to match the channel plan with the ITU grid, where the commercial lasers choice is wider. In this simulations, the transmitter output power of each channel, P^{Tx} , was set to -5 dBm and the filters bandwidth (BW) was set to 50 GHz, as explained below. It must be remarked as well that the value of Ω also represents an acceptable choice in terms of spectral efficiency since each optical channel runs at a symbol rate of 25.78125 Gbaud in DP-QPSK modulation format. Therefore, the total data transmitted per lambda amounts to 103.125 Gb/s. The increase of 3.125% on the raw data rate is the result of employing the 64B/66B coding scheme formerly adopted as part of the 100GBaseER4 physical coding sublayer. Note that no forward error correction is implied in our system.

For the simulations presented in this work, each optical transmitter makes use of a different seed to produce a distinctive pseudo-random bit sequence (PRBS), thus assuring inter-channel data independence. Each of the four PRBS is 2^{16} bits long. This number was determined by means of simulations. Indeed, as shown in Fig. 3, the use of a reduced number of bits per optical channel might have produced unreliable results due to numerical instability. The figure shows for the four analyzed optical channels and for both polarizations the calculated BER for a typical 40-km transmission simulation. The transmitter output power was set to $P^{Tx} = 0$ dBm. Fig. 3 shows that as the number of bits grows, the BER of the four channels converge to a similar value. The same occurs with the BER of X and Y polarizations for any single channel. The analysis associated to Fig. 3 hence demonstrates that 2^{16} represents a good choice for the number of bits. Although a larger number of bits could have been preferred, it would have also stressed our computational resources beyond an acceptable limit.

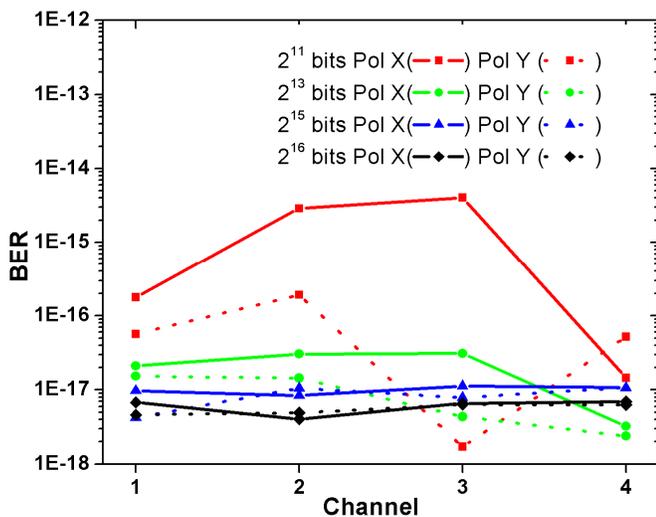


Fig 3. BER of the four 100-Gb/s channels for different sizes (number of bits) of the PRBS. The results for both polarizations are displayed. $P^{Tx} = 0$ dBm.

The optical 4:1 MUX and DEMUX, which are assumed to be arrayed waveguide gratings, were modeled with third-order Gaussian bandpass filters with insertion losses of 3 dB [16]. The central frequencies of these filters were set to match those of the lasers. The filters BW at FWHM was determined from the curve in Fig. 4, which shows the performance of the system for X polarization as a function of this parameter. Single-channel simulations with 40 km of fiber and $P^{Tx} = -5$ dBm were carried out. Different combinations of MUX and DEMUX BWs were tested, but it was found that the best results are obtained when MUX and DEMUX share the same BW value. According to the figure, when BW values below 40 GHz are employed, the system performance deteriorates rapidly. In contrast, for BW values higher than 40 GHz, the system performance becomes steady. A filter BW for MUX and DEMUX of 50 GHz was then chosen since it has become a standard BW, hence the corresponding filters are readily available. After multiplexing, the four optical waveforms were launched onto 40 km of conventional SMF, whose characteristics at $\lambda=1550$ nm are the following: an attenuation of 0.23 dB/km, a CD of 18 ps/(nm·km), a slope of 0.06 ps/(nm²·km), an effective area $A_{eff} = 80 \mu\text{m}^2$, a polarization mode dispersion index of 3.16×10^{-15} s/(km)^{1/2} and a nonlinear index $n_2 = 236.82 \times 10^{-22}$ m²/W.

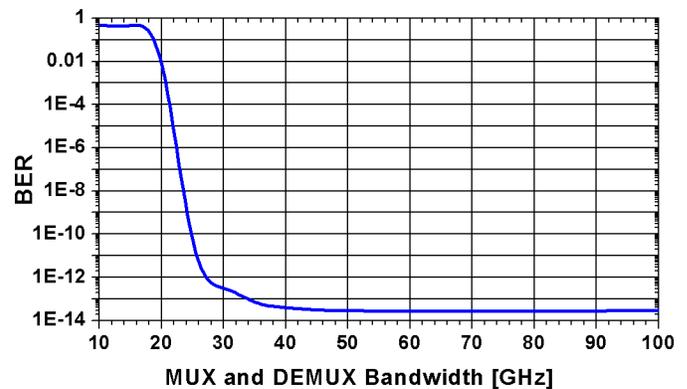


Fig 4. BER as a function of MUX and DEMUX filters bandwidth for single-channel 40-km transmission. $P^{Tx} = -5$ dBm.

At the receiver end, a demultiplexer with similar characteristics such as those of the multiplexer is placed in order to separate the optical channels. Immediately after and for each channel, a 3-dB polarization splitter is inserted to divide the signal into orthogonally polarized components. Both beams are then injected into respective 90° optical hybrids [17, 18]. In the other input port of the 2x4 hybrids, the respective polarization component, derived from a single local oscillator (LO), is simultaneously input. The LO characteristics are chosen as practically the same as those of the DFB lasers found in the transmitters, but delivering a lower output power of +3 dBm. Each 90° optical hybrid generates four optical fields that feed corresponding balanced photodetectors (PDs). Each balanced PD is composed of two commercially available high-speed PIN photodiodes whose responsivity is set to 0.8 A/W and that takes into account a dark current of 100 nA with shot-noise and thermal-noise of 10 pA/√Hz [19]. An electrical filter is placed at the output of the balanced PD to reduce noise. The device is modeled as a fifth-order Bessel filter with a bandwidth of 12.5 GHz. The last step in the receiver stage is to

carry out the digital signal processing (DSP). To this end an analog-to-digital converter (ADC) is placed after each electrical filter. It samples at a rate of 2 samples per symbol or 51.5625 GS/s [20]. Standard DSP algorithms were employed: optical frequency domain equalization (OFDE) for CD compensation with fast-Fourier transform (FFT) blocks of 512 symbols and effective FFT blocks of 32 symbols [21]; time domain equalization with constant modulus algorithm (TDE-C) for polarization mode dispersion cancellation [21]; multiple-input multiple-output (MIMO) of 11 taps and 50 iterations for polarization cross-talk reduction [22]; and a Viterbi-Viterbi-based algorithm for phase estimation and correction with a block size of 2^{10} symbols [23].

Following [24], the evaluation of the system performance is expressed in terms of BER and estimated directly from the Error Vector Magnitude (EVM), which quantifies, for each symbol, the distance between the ideal constellation point and the one actually received. This approach is normally preferred than direct bit counting because of its inherent reduction of computational resources.

III. TECHNICAL FEASIBILITY OF THE PROPOSED ETHERNET SYSTEM

The technical feasibility of the 4 x 100 Gb/s unamplified COCS for up to 40 km of SMF is now numerically demonstrated. Fig. 5 shows curves of the system performance as a function of received optical power (ROP) measured just after the DEMUX. This corresponds to the power per optical channel before the signal becomes divided into orthogonal polarization components. The power of the LO is maintained at +3 dBm throughout all the simulations. The measurements are carried out on the X polarization component of the optical channel centered on 193.4 THz (Ch2). According to our simulations, the difference in BER with respect to the Y polarization component can be considered negligible. The black curve with triangles in Fig. 5 corresponds to the back-to-back situation, where no fiber is considered. The sensitivity at a BER of 1×10^{-13} is found to be -25.6 dBm. Such a low sensitivity value for a channel running at 25 Gbaud can only be attained with a coherent receiver. For comparison, a DDS modulated in NRZ format at 25 Gb/s exhibits a sensitivity of about -13 dBm [7].

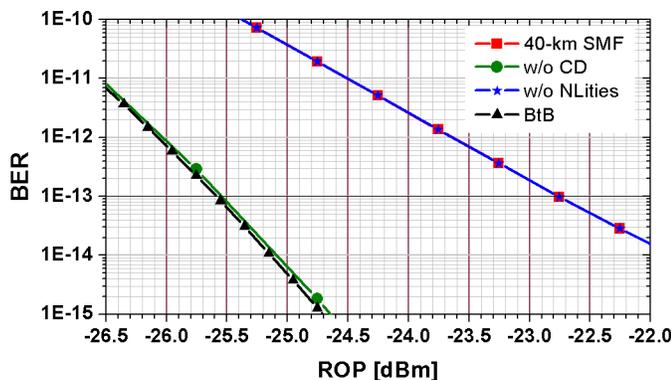


Fig 5. Performance of the system as a function of ROP for Ch2 and the X-polarization component. Two situations are analyzed: the back-to-back case (BtB) and the full system with 40 km of fiber. The latter is also simulated when $n_2 = 0$ (w/o NLities) and when the chromatic dispersion is set to zero (w/o CD).

Table I summarizes the losses of the 40-km system. They correspond to 17.2 dB. This means that the minimum transmitter output power for error-free transmission along the 40-km link should be $-25.6 \text{ dBm} + 17.2 \text{ dB} = -8.4 \text{ dBm}$. If we consider that the modulator exhibits losses of 13 dB, a CW laser having an output power of +4.6 dBm would suffice to satisfy the system power budget requirements. This value is well within the power range attainable with current standard DFB laser technology [15]. Note however, that the losses under consideration exclude other fiber penalties, such as CD and nonlinear penalties, which should also be taken into account within the power budget. To quantify those penalties, simulations that include the 40-km SMF were conducted. The results are shown in Fig. 5 (red curve with squares). In these simulations the variable optical attenuator is placed after the DEMUX, but before the ROP measurement point. A $P^{\text{Tx}} = -3.0 \text{ dBm}$, necessarily greater than the previously calculated value, was set in all four channels. Under these circumstances, the calculated sensitivity at a BER of 1×10^{-13} was -22.8 dBm , leading to a fiber penalty of 2.8 dB. When this penalty is included into the power budget, it turns out that the minimum transmitter power for error-free transmission becomes -5.6 dBm .

TABLE I. ATTENUATION OF THE DEVICES THAT COMPOSE THE SYSTEM

Device	Attenuation [dB]	Accumulated [dB]
Demultiplexer	3	3
SMF loss (40 km)	9.2	12.2
Multiplexer	3	15.2
Connectors & other losses	2	17.2

In order to understand the nature of the fiber penalty, further simulations were accomplished. Fig. 5 shows the resulting BER versus ROP curve (blue curve with stars) for the case when the fiber nonlinearities are artificially turned off in the Schrödinger equation that models the SMF (i.e. $n_2 = 0$). It can be appreciated that there is no BER difference with respect to the curve produced when all nonlinearities are considered (red curve with squares). This indicates that, at least for the minimum power of interest, the nonlinear response of the SMF does not play an appreciable role. If now, the fiber nonlinearities are enabled and the fiber dispersion is drastically reduced (set to zero), the green curve with circles is obtained. Since the black and green curves display almost the same value of BER for a given ROP, it can be concluded that the 2.8 dB power penalty exhibited by the system with respect to the BtB case can be attributed to the effect of CD. Actually, since the CD is fully compensated at the receiver by the OFDE algorithm, the penalty can rather be ascribed to the phase mismatch between the transmitted signal and the light coming from the local oscillator at the coherent receiver. The lack of coherence between both waveforms increases as the accumulated CD becomes larger due to the finite (non-ideal) linewidth of the lasers. A better system performance could have been thus obtained at the expense of higher complexity in the Viterbi-Viterbi-based algorithm of the DSP module.

As already explained, Fig. 5 has been useful to determine the minimum transmitter power value of the system under

analysis for error-free transmission. To set the maximum value for this parameter, simulations were run to calculate the BER performance of the 40-km system as a function of transmitter power. The results are shown in Fig. 6. Two cases are investigated: when $n_2 = 236.82 \times 10^{-22} \text{ m}^2/\text{W}$ (black curve with squares) and when $n_2 = 0$ (blue curve with stars). The numerical analysis shows that as long as the transmission power remains below approximately +8 dBm, the difference between both cases is immaterial. The situation is different for higher values, meaning that for $P^{\text{Tx}} \geq +8 \text{ dBm}$ the fiber nonlinear response rapidly deteriorates the system performance. In other words, the maximum transmitter power is +8 dBm, which corresponds to a DFB output power of +21 dBm, or more than 100 mW. Clearly, this value exceeds by far the common power values found in standard telecommunication laser diodes, therefore a lower maximum transmitter power per channel must be set. We suggest to utilize -1 dBm. If we set -5 dBm as a possible minimum transmitter power per channel (slightly higher than the calculated physical minimum), the suggested value is only 4 dB above. For $P^{\text{Tx}} = -1 \text{ dBm}$, the required output power for the laser in the transmitter should be 12 dBm, which is attainable with current DFB technology [15].

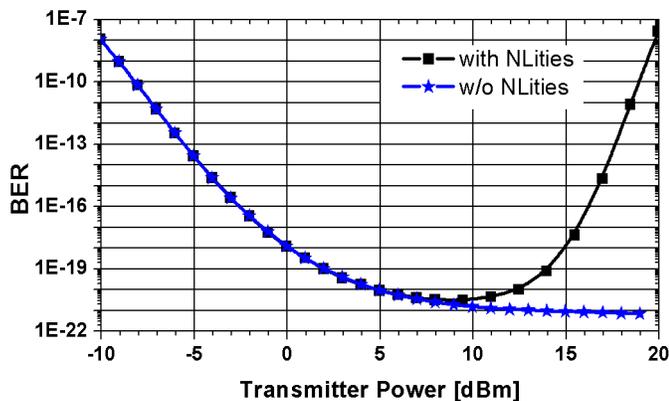


Fig 6. Performance of the 40-km system as a function of the transmitter power when fiber nonlinear effects are taken into account (black curve with squares) and when $n_2=0$ (blue curve with stars).

Table II presents the BER values of the four 100 Gb/s channels and for the two orthogonal polarizations when 40-km reach simulations are carried out with the proposed transceivers and over conventional SMF. As explained above, a transmitter output power of $P^{\text{Tx}} = -5 \text{ dBm}$ (+8 dBm at the DFB laser), slightly higher than the required physical minimum, was employed. The corresponding ROP is -22.2 dBm. It can be observed that in all cases, the system runs error-free, irrespective of the polarization state, thus demonstrating the technical feasibility of the proposed architecture.

For the sake of completeness, Fig. 7 displays the corresponding constellation diagrams of the simulation results that are summarized in table II. Each polarization is displayed with a different color. In all cases the QPSK symbols are clearly distinguishable with high concentration around the ideal positions and only a few scattered points. The diagrams thus validate our results.

TABLE II. BER OF A 40-KM LINK WITH TRANSMISSION POWER OF -5 DBM

Channel	BER of X Pol.	BER of Y Pol.
1 (193.3 THz)	2.921×10^{-14}	3.329×10^{-14}
2 (193.4 THz)	2.759×10^{-14}	2.862×10^{-14}
3 (193.5 THz)	2.987×10^{-14}	3.995×10^{-14}
4 (193.6 THz)	4.163×10^{-14}	3.447×10^{-14}

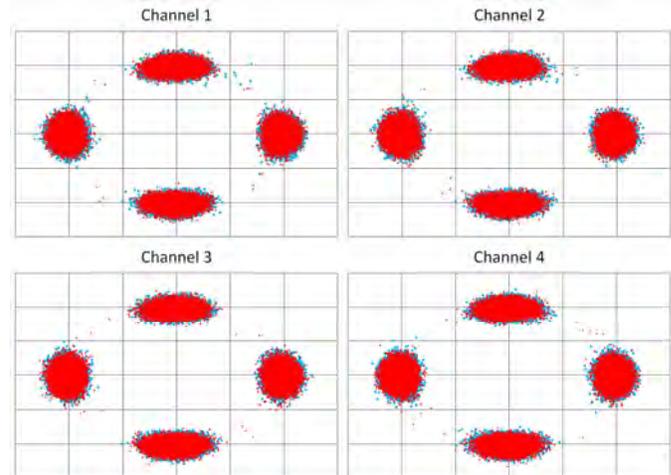


Fig 7. Received constellations of the four 25.78 Gbaud optical channels after 40-km transmission and $P^{\text{Tx}} = -5 \text{ dBm}$. X (red) and Y (blue) polarizations are displayed. The corresponding BER values are found in table II.

IV. CONCLUSIONS

Considering the relevance that coherent optical communication systems will most probably gain in the near future to supply the necessary bandwidth and reach for broadband metropolitan networks, in this work we propose, numerically analyze and demonstrate by means of simulations the technical feasibility of a 4 x 100 Gb/s system aimed to be an addition of the IEEE Ethernet standard currently under development. Since the Task Force in charge of this endeavor has only taken into account fiber distances up to 10 km, our research has focused on what it is known as extended-reach interfaces, ranging from 10 to 40 km. Following ongoing trends, DP-QPSK was selected as modulation format, leading to moderately high speed optical channels running at 25.78125 Gbaud, so readily available electronic devices can cope with it. Our proposal is based on the use of a 100-GHz channel plan on C-band over standard single-mode fiber, leading to a spectral efficiency of about 1b/s/Hz. Typical coherent transmitters and receivers with state-of-the-art DSP functionalities were chosen in the proposal, avoiding the use of any type of costly optical amplification or forward error correction technology. Since a receiver sensitivity of -22.8 dBm is uncovered, the numerical analysis shows that a minimum optical transmitter power of -5.6 dBm is necessary for error-free operation ($\text{BER} < 1 \times 10^{-13}$), and hence fully compensate any channel losses and fiber penalties. A maximum optical transmitter power of -1.0 dBm is suggested since it is low enough to avoid exciting the nonlinear response of the optical fiber. Other system characteristics such as filter properties or OSNR level were also stated. This work represents a step forward in the design of next generation Ethernet transceivers operating at 400 Gb/s. It also stimulates

the use optical coherent technology at metro-core network level.

ACKNOWLEDGMENT

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

REFERENCES

- [1] I. Roudas, "Coherent Optical Communication Systems", in *WDM Systems and Networks, Modeling, Simulation, Design and Engineering*, N. Antoniadis, G. Ellinas and I. Roudas, Eds. New York: Springer, 2012.
- [2] K. Kikuchi, "Coherent Optical Communications: Historical Perspectives and Future Directions", in *High Spectral Density Optical Communication Technologies*, M. Nakazawa, K. Kikuchi and T. Miyazaki, Eds. New York: Springer, 2010.
- [3] G. Hankings, "Evolution of Ethernet speeds, what's new and what's next," presented at APRICOT 2014, Feb. 2014. Petaling Jaya, Malaysia. [Online] Available: https://conference.apnic.net/data/37/apricot-2014-ethernet-speed-whats-new-and-next_1393233328.pdf
- [4] S. Gringeri, E. B. Basch, and T. J. Xia, "Technical considerations for supporting data rates beyond 100 Gb/s," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 50, pp. S21-S30, 2012.
- [5] C. E. Spurgeon and Joan Zimmerman; *Ethernet The Definitive Guide*. 2nd ed. Sebastopol, CA: O'Reilly, 2014.
- [6] IEEE 802.3ba, IEEE Standard (2010). [Online] Available: <http://standards.ieee.org/about/get/802/802.3.html>
- [7] M. Duell and R. Gutierrez-Castrejon, "4x25-Gb/s 40-km PHY at 1310 nm for 100 GbE using SOA-based preamplifier," *J. Lightwave Technol.*, vol. 26, pp. 1681-1689, 2008.
- [8] All the IEEE 400 GbE Task Force contributions are publicly available at <http://www.ieee802.org/3/bs/public/>
- [9] J. D'Ambrossia, "Summary of SMF PMD Strawpolls," presented at IEEE P802.3bs 400 GbE Task Force Interim Meeting, May, 2015, Pittsburgh PA, USA. [Online] Available: http://www.ieee802.org/3/bs/public/15_05/optical_straw_polls_3bs_01_0515.pdf
- [10] R. Gutierrez-Castrejon and P. Torres-Ferrera, "Design and technical feasibility of next 400 GbE 40-km PMD based on 16 x 25 Gbps architecture," *J. Lightwave Technol.*, vol. 31, pp. 2386-2393, 2013.
- [11] K. Kikuchi, "Coherent Optical Communication Systems", in *Optical Fiber Telecommunications*, vol. VB, I. P. Kaminow, T. Li and A. E. Willner, Eds. San Diego CA: Academic Press, 2008.
- [12] J. D'Ambrossia, "Closing Report," presented at IEEE P802.3 400 GbE Study Group Plenary Meeting, March, 2014, Beijing, China. [Online] Available: http://www.ieee802.org/3/400GSG/public/14_03/0314_400g_close_report.pdf
- [13] M. Seimetz, *High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission*, Berlin: Springer-Verlag, Berlin, 2009.
- [14] Newport polarization beam combiner/splitter specification sheet. Mod. F-PBC-15-SM-FP. [Online] Available: http://search.newport.com/?q=*&x2=sku&q2=F-PBC-15-SM-FP
- [15] P. Mazurek, H. de Waardt and J. P. Turkiewicz, "Towards 1 Tbit/s SOA-based 1310 nm transmission for local area network/data centre applications," *IET Optoelectronics*, Vol. 9, pp. 1-9, 2015.
- [16] NTT Electronics AWG Multi/Demultiplexer specification sheet. Mod. 0408GPMLS. [Online] Available: http://www.ntt-electronics.com/en/products/photonics/awg_mul_d.html
- [17] M. Seimetz and C.-M. Weinert, "Options, feasibility, and availability of 2x4 90° hybrids for coherent optical systems," *J. of Lightwave Technol.*, vol. 24, pp. 1317-1322, 2006.
- [18] Kyliia 90° Optical hybrids specification sheet. Mod COH24-X, XOH28-X. [Online] Available: <http://kylia.com/wp-content/uploads/2015/02/datasheet-COH-V1.2.pdf>
- [19] Finisar 70 GHz Balanced Photodetector specification sheet. Mod. BPDV3120R. [Online] Available: https://www.finisar.com/sites/default/files/downloads/bpdv3120r_70ghz_balanced_photodetector_product_brief_rev1_0.pdf
- [20] 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.
- [21] R. Kudo, T. Kobayashi, Y. Takatori, A. Sano and Y. Miyamoto, "Coherent optical single carrier transmission using overlap frequency domain equalization for long-haul optical systems," *J. Lightwave Technol.*, vol. 27, pp. 3721-3728, 2009.
- [22] Y. Han and G. Li, "Coherent optical communication using polarization multiple-input multiple-output," *Optics Express*, vol. 13, pp. 7527-7534, 2005.
- [23] A. J. Viterbi and A. M. Viterbi, "Nonlinear estimation of PSK-modulated carrier phase with application to burst digital transmission," *IEEE Trans. of Information Theory*, vol. 1, pp. 543-551, 1983.
- [24] R. Schmogrow, B. Nebendahl, M. Winter et al., "Error vector magnitude as a performance measure for advanced modulation formats," *IEEE Photonics Technol. Letters*, vol. 24, pp. 61-63, 2012.

ABREVIATURAS Y ACRÓNIMOS

ASK	Amplitude Shift Keying (Modulación por Cambio en Amplitud)
BD	Balanced Detector (Detector Balanceado)
BM	Beam Splitter (Divisor de Haz)
BER	Bit Error Rate (Tasa de Error de Bit)
CD	Chromatic Dispersion (Dispersión Cromática)
DGD	Differential Group Delay (Retraso Diferencial de Grupo)
DLI	Delay Line Interferometer (Interferómetro de Línea de Retraso)
DPSK	Differential Phase Shift Keying (Modulación por Cambio de Fase Diferencial)
DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying (Modulación por Cambio de Fase Diferencial en Cuadratura)
DSP	Digital Signal Processor (Procesador Digital de Señales)
EAM	Electro-Absorption Modulator (Modulador por Electroabsorción)
EVM	Error Vector Magnitude (Magnitud del Vector de Error)
FEC	Forward Error Correction (Código de Corrección de Errores)
FFT	Fast Fourier Transform (Transformada Rápida de Fourier)
FSK	Frequency Shift Keying (Modulación por Cambio de Fase)
FTTH	Fibre to the Home (Fibra Óptica hasta la Casa)
IF	Intermediate Frequency (Frecuencia Intermedia)
IP	Internet Protocol (Protocolo de Internet)
LMS	Least Mean Square (Mínimo Cuadrado (de los coeficientes una señal))
LO	Local Oscillator (Oscilador Local)
MZM	Mach Zehnder Modulator (Modulador Mach-Zehnder)
NRZ	Non Return-to-Zero (Formato de Modulación: No Retorno a Cero)
OADM	Optical Add-Drop Multiplexer (Multiplexor Óptico de Adición y Extracción (de canales))
OFDE	Optical Frequency Domain Equalization (Ecuación Óptica en el Dominio de la Frecuencia)
OOK	On-Off Keying (Modulación Óptica Encendido-Apagado)
OPLL	Optical Phase Lock Loop (Lazo de Seguimiento de Fase Óptico)

OSNR	Optical Signal-to-Noise Ratio (Índice de Señal a Ruido Óptico)
PAM	Pulse Amplitude Modulation (Modulación por Amplitud de Pulso)
PAM-4	Modulación PAM de 4 niveles para obtener 2 b/Hz/seg.
PDM	Polarization Division Multiplexing (Multiplexado por División de Polarización)
PM	Phase Modulator (Modulador de Fase)
PMD	Polarization Mode Dispersion (Dispersión por Modo de Polarización)
PRBS	Pseudo Random Bit Sequence (Secuencia de Bits Pseudo Aleatoria)
QAM	Quadrature Amplitude Modulation (Modulación por Amplitud en Cuadratura)
SNR	Signal to Noise Ratio (Tasa Señal a Ruido)
TDE	Time Domain Equalization (Ecuación en el Dominio del Tiempo)
VCO	Voltage-Controlled Oscillator (Oscilador Controlado por Voltaje)
VoIP	Voice over IP (Voz sobre IP)
VSA	Vector Signal Analyzer (Analizador Vectorial de Señales)
WDM	Wavelength Division Multiplexing (Multiplexaje por División de Longitud de Onda)

BIBLIOGRAFÍA

- [1] K. Fukuchi, D. Ogasahara, J. Hu, T. Takamichi, T. Koga, M. Sato, E. de Gabory, Y. Hashimoto, T. Yoshihara, W. Maeda, J. Abe, T. Kwok, Y. Huang, K. Hosokawa, Y. Yano, M. Shigihara, Y. Ueki y Y. e. a. Saito, «112Gb/s optical transponder with PM-QPSK and coherent detection employing parallel FPGA-based real-time digital signal processing, FEC and 100GbE Ethernet interface,» *Optical Communication (ECOC), 2010 36th European Conference and Exhibition on*, pp. 1-3, 23 Septiembre 2010.
- [2] T. Miyazaki, I. Popescuy, M. Chino, X. Wang, K. Ashizawa, S. Okamotoz, M. Veeraraghavan y N. Yamanaka, «High speed 100GE adaptive link rate switching for energy consumption reduction,» *Optical Network Design and Modeling (ONDM), 2015 International Conference on*, pp. 227 - 232, 14 Mayo 2015.
- [3] P. Winzer, A. Gnauck, C. Doerr, M. Magarini y L. Buhl, «Spectrally Efficient Long-Haul Optical Networking Using 112-Gb/s Polarization-Multiplexed 16-QAM,» *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 28, nº 4, pp. 547 - 556, 09 septiembre 2009.
- [4] A. Gnauck, P. Winzer, S. Chandrasekhar, X. Liu, B. Zhu y D. Peckham, «Spectrally Efficient Long-Haul WDM Transmission Using 224-Gb/s Polarization-Multiplexed 16-QAM,» *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 29, nº 4, pp. 373 - 377, 30 septiembre 2010.
- [5] A. Gnauck, P. Winzer, A. Konczykowska, F. Jorge, J. Dupuy, M. Riet, G. Charlet, B. Zhu y D. Peckham, «Generation and Transmission of 21.4-Gbaud PDM 64-QAM Using a Novel High-Power DAC Driving a Single I/Q Modulator,» *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 30, nº 4, pp. 532-536, 05 diciembre 2011.
- [6] T. Rahman, A. Lobato, D. Rafique, A. Napoli, M. Bohn, C. Okonkwo, A. Koonen y H. de Waardt, «Long-haul WDM transmission of 1 Tb/s superchannel,» *Transparent Optical Networks (ICTON), 2015 17th International Conference on*, pp. 1-4, 9 Julio 2015.
- [7] Y. Miyamoto y S. Suzuki., «Advanced Optical Modulation and Multiplexing Technologies for High-Capacity OTN Based on 100 Gb/s Channel and Beyond,» *IEEE Communication Magazine, NTT Corporation*, 2010.
- [8] M. Nakasawa, S. Okamoto, T. Omiya, K. Kasai y M. Yoshida, «256 QAM (64Gbit/s) Coherent Optical Transmission over 160 km with an Optical Bandwidth of 5.4 GHz,» *IEEE*, 2010.
- [9] H. Ohtsuka, O. Kagami, S. Komaki, K. Kohiyama y M. Kavehrad, «256-QAM Subcarrier Transmission Using Coding and Optical Intensity Modulation in Distribution Networks,» *IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS*, vol. 3, APRIL 1991.

- [10] S. Okamoto, K. Toyoda, T. Omiya, K. Kasai, M. Yoshida y M. Nakazawa, «512 QAM (54 Gbit/s) coherent optical transmission over 150 km with an optical bandwidth of 4.1 GHz,» *Optical Communication (ECOC)*, pp. 1-3, 2010.
- [11] T. N. Huynh, A. T. Nguyen, W.-C. Ng, L. Nguyen, L. A. Rusch y L. P. Barry, «BER Performance of Coherent Optical Communications Systems Employing Monolithic Tunable Laser with Excess Phase Noise,» *JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY*, vol. 32, nº 10, pp. 1973-1980, May, 2014.
- [12] «Linear Optical Modulator for DAC-Based Coherent Fiber Communications Systems,» de *Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICs)*, La Jolla, CA, Oct. 2014.
- [13] T. Duthel, P. Hermann, T. W. v. Mohrenfels, J. Whiteaway y T. Kupfer, «Challenges with Pluggable Optical Modules for Coherent Optical Communication Systems,» de *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, San Francisco, CA, 2014.
- [14] Z. Xu, P.-Y. Kam y C. Yu, «Adaptive Maximum Likelihood Sequence Detection for QPSK Coherent Optical Communication Systems,» *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 26, nº 6, pp. 583-586, 2014.
- [15] A. J. Viterbi y A. M. Viterbi, «Nonlinear Estimation of PSK-Modulated Carrier Phase with Application to Burst Digital Transmission,» *IEEE TRANSACTIONS OF INFORMATION THEORY*, Vols. %1 de %2IT-29, nº 4, pp. 543-551, July 1983.
- [16] C. Yu, P.-Y. Kam y S. Cao, «Decision-aided phase estimation in single carrier and OFDM coherent optical communication systems,» de *Communications and Photonics Conference (ACP)*, Guangzhou, Nov. 2012.
- [17] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*, John Wiley & Sons, Inc., 2002.
- [18] A. Leven, N. Kaneda y S. Corteselli, «Real-time implementation of digital signal processing for coherent optical digital communication systems,» *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 16, nº 5, pp. 1227 - 1234, Oct. 2010.
- [19] J. Pan y C.-H. Cheng, «Nonlinear Electrical Predistortion and Equalization for the Coherent Optical Communication System,» *Lightwave Technology*, vol. 29, nº 18, pp. 2785 - 2789, Agosto 2011.
- [20] J. Fickers, A. Ghazisaeidi, M. Salsi, F. Horlin, P. Emplit y G. Charlet, «Multicarrier offset-QAM modulations for coherent optical communication systems,» *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, pp. 1-3, Marzo, 2014.
- [21] K. Sato, S. Kuwahara, Y. Miyamoto y N. Shimizu, «40Gbit/s direct modulation of distributed feedback laser for very-short-reach optical links,» *ELECTRONICS LETTERS*, vol. 38, nº 15, p. 816, July 2002.

- [22] Matthias y Seimetz, «Multi-format Transmitters for Coherent Optical M-PSK and M-QAM Transmission,» *ICTON 2005, paper Th.B1.5.*, vol. 2, pp. 225-229, 2005.
- [23] M. Seimetz y C.-M. Weinert, «Options, feasibility and Availability of 2x4 90° Hybrids for Coherent Optical Systems,» *IEEE, Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, nº 3, March 2006.
- [24] R. C. Alferness, «Titanium-diffused lithium niobate waveguide devices,» *Applications of Ferroelectrics. Sixth IEEE International Symposium.*, 1986.
- [25] M. Seimetz, High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission, Berlin: Springer-Verlag, Berlin, 2009.
- [26] K.-P. Ho y H.-W. Cuei, «Generation of Arbitrary Quadrature Signals Using One Dual-Drive Modulator,» *IEEE, Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, nº 2, February 2005.
- [27] L. N. Binh, «Digital Processing: Optical Transmission and Coherent Receiving Techniques,» *CRC Press, Taylor & Francis Group.*, 2014.
- [28] A. Arvizu, F. J. Mendieta y R. Chávez., «Balanced Photo receiver for Coherent Optical Communications,» *Instrumentation and Development*, vol. 3, nº 10, 1998.
- [29] M. Nakazawa, K. Kikuchi y T. Miyazaki, High Spectral Density Optical Communication Technologies, Springer Science & Business Media, 2010.
- [30] C. Yu, P.-Y. Kam, S. Zhang y J. Chen, «Phase Estimation in Coherent Optical Fiber Communication Systems with Advanced Modulation Formats,» *OFC/NFOEC Technical Digest*, January 2012.
- [31] R. Kudo, T. Kobayashi, Y. Takatori, A. Sano y Y. Miyamoto, «Coherent Optical Single Carrier Transmission Using Overlap Frequency Domain Equalization for Long-Haul Optical Systems,» *Journal of Lightwave Techonology*, vol. 27, nº 16, pp. 3721-3728, 2009.
- [32] G. Keiser, Optical Fiber Communications, International: McGraw-Hill, 1991.
- [33] G. P. Agrawal, Nonlinear Fiber Optics, San Diego, CA: Academic, 1995.
- [34] Y. Han y G. Li, «Coherent Optical Communication Using Polarization Multiple-Input Multiple-Output,» *Optics Express*, vol. 13, nº 19, 2005.
- [35] R. A. Shafik, M. S. Rahman y A. R. Islam, «On The Extended Relationships Among EVM, BER and SNR as Performance Metrics,» de *4th International Conference on Electrical and Computer Engineering*, Dhaka, Bangladesh, 2006.
- [36] R. Schmogrow, B. Nebendahl, M. Winter, A. Josten, D. Hillerkuss, S. Koenig, J. Meyer, M. Dreschmann, M. Huebner, C. Koos, J. Becker, W. Freude y J. Leuthold, «Error Vector Magnitude as Performance Measure for Advanced Modulation Formats,» *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 24, nº 1, pp. 61-63, 2012.

- [37] R. Schmogrow, B. Nebendahl, M. Winter, A. Josten, D. Hillerkuss, S. Koenig, J. Meyer, M. Dreschmann, M. Huebner, C. Koos, J. Becker, W. Freude y J. Leuthold, «Quality Metrics for Optical Signals: Eye Diagram, Q-factor, OSNR, EVM and BER,» *ICTON*, pp. 1-4, 2012.
- [38] K. Cho y D. Yoon, «On the Genral BER Expression of One- and Two-Dimensional Amplitude Modulations,» *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, nº 7, pp. 1074-1080, July 2002.
- [39] «NewPort Corporation,» [En línea]. Available: <http://www.nxtbook.com/nxtbooks/newportcorp/resource2011/#/397>. [Último acceso: 12 Junio 2015].
- [40] «NewPort Corporation,» [En línea]. Available: https://www.newport.com/Polarization-Beam-Combiner-Splitter/849534/1033/info.aspx#tab_Specifications. [Último acceso: 13 Junio 2015].
- [41] A. Tehnologies, «KeySight,» 17 Julio 2008. [En línea]. Available: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5988-1570EN.pdf?id=121501>. [Último acceso: 10 Junio 2015].
- [42] A. Technologies, «Keysight Technologies,» 2 Agosto 2014. [En línea]. Available: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5988-8518EN.pdf?id=234441>. [Último acceso: 10 Junio 2015].
- [43] «Funea Broadband Services,» 5 Agosto 2005. [En línea]. Available: <http://www.funea.com/pdf/Optisch/BK/BOT-specs.pdf>. [Último acceso: 10 Junio 2015].
- [44] «ITU-T G.694.1,» 4 Febrero 1999. [En línea]. Available: <https://www.itu.int/rec/T-REC-G.694.1-201202-l/es>. [Último acceso: 10 Junio 2015].
- [45] Fujitsu, «Fujitsu Optical Components Limited,» Fujitsu Optical Components Limited, 7 Marzo 2014. [En línea]. Available: <http://www.fujitsu.com/jp/group/foc/en/resources/news/press-releases/2014/0307-2.html>. [Último acceso: 11 Junio 2015].
- [46] «Flyin Optronics,» [En línea]. Available: <http://www.flyinoptronics.com/100g-dwdm-module-dense-wavelength-division-multiplexer.html>. [Último acceso: 11 Junio 2015].
- [47] OEMarket. [En línea]. Available: http://www.oemarket.com/catalog/product_info.php/fiber-optical-mux-demux-module-dwdm-100ghz-p-37. [Último acceso: 12 Junio 2015].
- [48] «NTT Electronics,» 2013. [En línea]. Available: http://www.ntt-electronics.com/en/products/photonics/awg_mul_d.html. [Último acceso: 11 Junio 2015].
- [49] «Cube Optics,» [En línea]. Available: http://www.cubeoptics.com/uploads/tx_cuboproducts/CUBO-DWDM100__COLOR_CUBE_DWDM_N_channel.pdf. [Último acceso: 11 Junio 2015].

- [50] «NewPort,» [En línea]. Available: <http://search.newport.com/?x2=sku&q2=F-SMF-28>. [Último acceso: 12 Junio 2015].
- [51] Draka, «Prysmian Group,» Agosto 2010. [En línea]. Available: http://prysmiangroup.com/it/business_markets/markets/fibre/downloads/datasheets/SMF---Single-Mode-Optical-Fiber-SSMF.pdf. [Último acceso: 12 Junio 2015].
- [52] «Corning Incorporated,» Julio 2014. [En línea]. Available: http://www.corning.com/media/worldwide/coc/documents/PI1463_07-14_English.pdf. [Último acceso: 12 Junio 2015].
- [53] V. M. Dolores Calzadilla, *Estudio de la propagación de solitones ópticos mediante la ecuación no lineal de Schrödinger*, Ciudad de México: Instituto de Ingeniería, 2009.
- [54] «Thoe Labs,» [En línea]. Available: http://www.thorlabs.de/newgrouppage9.cfm?objectgroup_id=1299. [Último acceso: 13 Junio 2015].
- [55] «EOTech,» 17 Marzo 2014. [En línea]. Available: <http://www.eotech.com/content/userfiles/InGaAs%20Photodetectors.pdf>. [Último acceso: 13 Junio 2015].
- [56] «Finisar,» Febrero 2014. [En línea]. Available: https://www.finisar.com/sites/default/files/downloads/bpdv3120r_70ghz_balanced_photo_detector_product_brief_reva1_0.pdf. [Último acceso: 13 Junio 2015].
- [57] Y. Han, C. Kim y G. Li, «Simplified receiver implementation for optical differential 8-level phase-shift keying,» *ELECTRONICS LETTERS*, vol. 40, nº 21, October 2004.