



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

---

FACULTAD DE INGENIERÍA

TESIS

**COMPARACIÓN DE ARQUITECTURAS WDM PARA  
IMPLEMENTAR EL TRANSEPTOR ÓPTICO DE ETHERNET  
A 400 Gb/s.**

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:

**INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES**

PRESENTA:

**OSVALDO FERNÁNDEZ SEGURA**

DIRECTOR DE TESIS:

**M. EN I. PABLO TORRES FERRERA**



CIUDAD UNIVERSITARIA, ENERO 2015



Universidad Nacional  
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

**Biblioteca Central**



**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.

## **Agradecimientos:**

A mi madre, a mi padre y a mi hermana por todo su cariño, porque me han enseñado todo lo que sé y han estado conmigo desde antes del principio.

A mi abuelita, a mis primas, primos, tías y tíos por todas las experiencias que hemos compartido juntos y que son tan importantes en mi vida.

A mis amigas y amigos de todos los lugares porque se han convertido en hermanas y hermanos para mí.

A Pablo Torres Ferrera por su guía, su paciencia y su amistad a través de la realización de esta tesis.

Al doctor Ramón Gutiérrez Castrejón por darme la oportunidad de desarrollar este proyecto bajo su tutela.

A Marcus Duell por la licencia para utilizar el simulador óptico sin el cual este trabajo hubiera sido mucho más difícil.

Al jurado calificador por aceptar formar parte de este momento tan importante en mi vida.

A la Facultad de Ingeniería y la UNAM por brindarme todos los conocimientos necesarios para mi desarrollo profesional y por la oportunidad de ser parte de esta gran institución.

A todas las personas que han formado parte de mi vida, les agradezco con mucho cariño todos los momentos compartidos, sin ustedes nada sería igual.

## Índice:

I. Objetivo.	1
II. Problemática y justificación.	1
III. Resumen.	2
IV. <i>Abstract</i> .	3
1. Introducción.	4
1.1 Sistemas ópticos para comunicaciones.	4
1.2 Enlace WDM punto a punto básico.	5
1.3 Tipos de WDM.	7
1.3.1 Coarse Wavelength Division Multiplexing (CWDM).	7
1.3.2 Dense Wavelength Division Multiplexing (DWDM).	8
1.3.3 Local Area Network Division Multiplexing (LAN-WDM).	9
1.4 Algunos factores que restringen a un sistema WDM.	9
1.5 Ethernet transmitido por fibra óptica.	14
1.5.1 Ethernet en contención: 10/100/1000 Mbps.	15
1.5.2 10 Gigabit Ethernet (10 GbE).	16
1.5.3 40 y 100 Gigabit Ethernet (GbE).	18
1.6 Motivación: Siguiendo actualización de Ethernet.	20
1.7 Justificación.	22
2. Transceptores ópticos WDM para Ethernet.	25
2.1 Transceptor de 10 GbE.	25
2.2 Transceptores WDM de 40 GbE.	26
2.3 Transceptores WDM de 100 GbE.	27
2.4 Estado del arte en transceptores de 100 GbE.	27
2.5 Arquitecturas propuestas para el transceptor de 400 GbE.	29
2.5.1 Transmisor óptico.	30
2.5.2 Multiplexor/Demultiplexor.	31
2.5.3 Amplificador óptico.	32
2.5.4 Receptor óptico.	33
2.6 Estado del arte en componentes ópticos para 400 GbE.	34
3. Sistemas bajo prueba.	36
3.1 Simulador de sistemas ópticos.	36
3.2 Parámetros de los componentes.	37
3.2.1 Transmisor EML y Multiplexor.	38
3.2.2 Fibra óptica.	38
3.2.3 Preamplificador SOA.	39
3.2.4 Demultiplexor, receptor óptico y electrónico.	39
3.3 Medidas de desempeño (Q, BER, OSNR, ER).	40

4.	Análisis de resultados.	43
4.1	Elección del plan de frecuencias.	43
4.1.1	Elección de la frecuencia central.	44
4.1.2	Elección del espacio intercanal.	45
4.2	Presupuesto de potencia.	55
4.2.1	Ecuaciones para el cálculo del presupuesto de potencia lineal.	55
4.2.2	Cálculo del presupuesto de potencia estimado.	57
4.2.3	Análisis numérico.	62
4.3	Optimización y viabilidad.	63
4.3.1	Optimización de arquitectura 16x25.	63
4.3.2	Optimización de arquitectura 10x40.	65
4.3.3	Optimización de arquitectura 8x50.	67
4.4	Viabilidad para diferentes longitudes de enlace.	69
4.5	Comparación de arquitecturas.	71
5.	Conclusiones.	73
a.	Acrónimos en inglés.	77
b.	Referencias.	79

## **I. Objetivo.**

Comparar mediante análisis numérico tres arquitecturas basadas en sistemas de multiplexión por división de longitud de onda (WDM): 16x25 [Gbps], 10x40 [Gbps] y 8x50 [Gbps], para implementar el transceptor óptico, o subcapa dependiente del medio (PMD), de la siguiente generación de Ethernet a 400 [Gbps] con un alcance máximo de 10 kilómetros, en términos de sus figuras de mérito. Demostrar la viabilidad técnica de estas tres arquitecturas empleando dispositivos disponibles con el estado del arte comercial, y con base en los parámetros obtenidos para cada una, enunciar las ventajas y desventajas de cada una de ellas.

## **II. Problemática y justificación.**

La demanda de ancho de banda y alcance que debe ser satisfecha mediante la infraestructura de las redes de telecomunicaciones crece a un ritmo exponencial. Con el fin de resolver los problemas técnicos inherentes a estos requerimientos, es necesario investigar sistemas y dispositivos que puedan operar a tasas de información cada vez mayores. Los sistemas ópticos de telecomunicaciones se han empleado para solventar estas necesidades en las redes en las últimas décadas, gracias a la gran capacidad de portar información por medio de la luz confinada en la fibra óptica y a los adelantos en la tecnología optoelectrónica y fotónica para implementar estos sistemas. Los sistemas ópticos de telecomunicaciones respecto a su alcance puede dividirse en tres: local, metropolitano y larga distancia; los cuales deben desarrollarse a la par para evitar cuellos de botella en estas redes.

La tecnología Ethernet, la más empleada en redes locales a nivel mundial, ha extendido su alcance y velocidad en las últimas décadas, gracias a la incorporación de transceptores ópticos en su capa física. Esto ha permitido una fusión entre redes locales y metropolitanas en una sola red óptica, y con mayor interconexión e interoperabilidad con las redes de largo alcance. La evolución de Ethernet es entonces un paso obligado en el desarrollo de sistemas globales con mayor capacidad. La última versión de Ethernet es capaz de transmitir datos a una velocidad de 100 [Gbps] con un alcance máximo de 40 kilómetros. Sin embargo, con base en las predicciones sobre el incremento de tráfico en las redes para los siguientes años, en mayo de este año el Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE) formó la fuerza de trabajo para dirigir los esfuerzos de investigación para desarrollar una versión de Ethernet cuatro veces más rápida que la actual, operando a 400 [Gbps] sobre fibra óptica convencional con un alcance máximo de 10 kilómetros.

Diversas opciones han sido propuestas por diversos grupos de investigación alrededor del mundo para implementar este transceptor, entre ellas las comparadas en la presente propuesta de tesis. Con el fin de desarrollar la mejor propuesta, se deben realizar detallados análisis de viabilidad técnica, lo cual requiere de un elaborado trabajo ingenieril dada la complejidad de los dispositivos y sistemas ópticos trabajando a velocidades de este orden. El objetivo del presente proyecto de tesis está encaminado a aportar información valiosa en este sentido, para contribuir con el desarrollo de los sistemas de comunicaciones capaces de garantizar el acceso a la información por el mayor número de usuarios.

### III. Resumen.

En la presente tesis se analizan y comparan tres arquitecturas basadas en sistemas de multiplexión por división de longitud de onda (WDM), 16 x 25 Gbps, 10 x 40 Gbps y 8 x 50 Gbps, potenciales para la implementación del transceptor óptico de la siguiente actualización de Ethernet a 400 [Gbps] con un alcance máximo de 10 [km]. Buena parte del análisis realizado se sustenta en el uso de un sofisticado simulador numérico de sistemas ópticos de comunicaciones cuyos modelos toman en consideración la dinámica no lineal de sus elementos. Además se demuestra la viabilidad técnica de las arquitecturas propuestas empleando dispositivos disponibles con el estado del arte comercial.

En mayo del presente año el Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE) formó la fuerza de trabajo responsable de la creación la nueva versión de Ethernet, la tecnología dominante en redes locales, a una tasa de 400 [Gbps]. Desde tiempo atrás los grupos de investigación alrededor del mundo han estado trabajando en esta problemática para acompañar el desarrollo de los sistemas ópticos de distinto alcance. Las arquitecturas analizadas en la presente tesis están consideradas dentro de las alternativas de la fuerza de trabajo de 400 GbE, por lo que este trabajo representa una aportación a la solución de un problema ingenieril de interés internacional.

En el primer capítulo de esta obra se hace una breve introducción a la historia y evolución de las comunicaciones ópticas para después explicar un enlace óptico con tecnología de multiplexión por división de longitud de onda (WDM). Posteriormente, se da una explicación del estándar Ethernet y su evolución hasta llegar al tema de estudio y motivación de la presente tesis: 400 Gigabit Ethernet (400 GbE). Los distintos transceptores ópticos fabricados para el estándar Ethernet a lo largo de su evolución se muestran en el segundo capítulo de este documento, así como el estado del arte de los dispositivos ópticos empleados en las arquitecturas estudiadas. En el tercer capítulo de esta obra se explica brevemente el simulador numérico de sistemas ópticos empleado para el análisis de las arquitecturas propuestas, y se esbozan las medidas de desempeño, figuras de mérito, tomadas en cuenta para la evaluación de las arquitecturas WDM comparadas. El cuarto capítulo contiene el desarrollo, análisis de resultados, optimización y comparación de las tres distintas arquitecturas WDM propuestas para el transceptor de 400 GbE.

Las conclusiones se presentan en el quinto capítulo de esta obra. La única arquitectura del transceptor propuesta que cumple con los objetivos designados por la fuerza de trabajo de 400 GbE para enlaces de 0 a 10 [km] es la arquitectura 16x25 con espacio intercanal de 400 [GHz] sin el uso de amplificadores ópticos. La arquitectura 10x40 con espacio intercanal de 800 [GHz] no cumple con el desempeño requerido para las distintas longitudes de enlace, por lo que ésta se descartó. Por último la arquitectura pre-amplificada 8x50 con espacio intercanal de 800 [GHz] podría estandarizarse para un alcance de 2 hasta 10 [km] y tiene las ventajas de representar un menor consumo de potencia y de espacio para el transceptor óptico de 400 GbE, por lo que es la opción más atractiva comparada con las otras dos analizadas.

## **IV. Abstract.**

In this work three architectures based on wavelength division multiplexing (WDM) systems, 16 x 25 Gbps, 10 x 40 Gbps and 8 x 50 Gbps, proposed for the implementation of the next generation Ethernet transceiver running at 400 [Gbps] with a maximum reach of 10 [km] are analyzed and compared in terms of figures of merit. The numerical analysis was carried out using a sophisticated and well-tested optical communication systems simulator that interconnect numerical models that take into account the nonlinear dynamics of its elements. In addition, the technical feasibility of the proposed architectures is demonstrated using state-of-the-art commercial optical devices.

In May 2014 the Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) set up the task force responsible for creating the new version of Ethernet, the most widely deployed technology in local area networks, running at a bit rate of 400 [Gbps]. Since long ago, research groups around the world have been working on this problem to encompass the development of optical systems with different reach. The architectures discussed in this thesis are considered among the alternatives of the 400 GbE Task Force. Therefore, this work represents a contribution to the solution of an engineering problem of international concern.

In chapter one a brief introduction to the history and evolution of optical communications is made and then the wavelength division multiplexing (WDM) technology is explained. Afterwards, an explanation of Ethernet technology and its evolution into its latest version, 400 Gigabit Ethernet (400 GbE), is presented. The various optical transceivers manufactured for the Ethernet standard along its evolution are shown in the second chapter of this document so as the state-of-the-art optical devices used in the analyzed architectures. In the third chapter the optical systems numerical simulator used in the analysis of the proposed architectures is briefly described, as well as the figures of merit used for the evaluation of the WDM architectures. The fourth chapter contains the development, analysis of results, optimization and comparison of the three proposed WDM architectures for the 400 GbE transceiver.

The conclusions are presented in the fifth chapter of this work. The only proposed architecture that meets the objectives designated by the 400 GbE task force for links from 0 to 10 [km] is the 16x25 architecture with 400 [GHz] channel spacing without using any optical amplifier. The 10x40 architecture with 800 [GHz] channel spacing does not meet the performance required for the various lengths of link, so it was discarded. Finally the pre-amplified 8x50 architecture with 800 [GHz] channel spacing could be standardized in a range from 2 to 10 [km] and has the advantages of representing a lower power consumption and footprint of the optical transceiver, thus it is the most attractive option among the analyzed ones.

## 1. Introducción.

**Objetivos del capítulo:** *Explicar de manera sencilla el funcionamiento de un sistema óptico de telecomunicaciones con tecnología de multiplexión por división de longitud de onda (WDM), empleada ampliamente en los sistemas ópticos actuales. Esbozar los distintos tipos de tecnología WDM que existen y algunos de los factores y fenómenos físicos que repercuten en el desempeño de un sistema de este tipo. Finalmente se trata sobre la tecnología Ethernet, con énfasis en la evolución y desarrollo de las versiones que emplean tecnología óptica WDM. Presentar la frontera en el desarrollo de Ethernet con transceptores WDM, las diferentes alternativas propuestas para la implementación de su siguiente versión y explicar el porqué del presente trabajo de investigación.*

En la actualidad, los sistemas de telecomunicaciones tienen una presencia importante en casi todas las áreas de la vida humana. Es difícil imaginar el presente sin correo electrónico en el trabajo, sin acceso a Internet en casa, sin mensajería instantánea o sin servicio de llamadas en cualquiera de las diferentes actividades humanas.

Todo servicio de telecomunicaciones actual es posible gracias a la invención y evolución de una gran cantidad de sistemas de comunicaciones a distancia que sentaron las bases para el desarrollo de sistemas cada vez más rápidos y efectivos. La transmisión de información por medio de señales ópticas es resultado de este desarrollo y gracias a ella se pueden alcanzar mayores tasas de transmisión que con cualquier otro sistema de comunicaciones y con un mayor alcance.

### 1.1 Sistemas ópticos para comunicaciones.

En 1960 se demostró el funcionamiento del láser, fuente de luz con una frecuencia de operación alrededor de  $5 \times 10^{14}$  [Hz] que podía utilizarse como portadora para transmitir señales por medios ópticos. Las guías de onda dieléctricas en ese entonces tenían pérdidas de transmisión cercanas a los 1000 [dB/km], lo que era muy alto para considerarlas como un medio de transmisión viable [1]. Fue hasta 1970 en que se lograron disminuir las pérdidas en la fibra óptica a valores cercanos a 20 [dB/km] para longitudes de onda alrededor de 850 [nm] por lo que se comenzó a considerar a la fibra óptica como un medio de transmisión apto para las comunicaciones por medio de luz [2]. Hoy en día, gracias a las mejoras en los métodos de fabricación y en la obtención de los materiales, se tienen fibras ópticas con pérdidas que se aproximan a los 0.2 [dB/km] [3].

Los primeros sistemas ópticos se introdujeron en 1977, funcionaban con longitudes de onda alrededor de 850 [nm] (ventana de menor atenuación en ese tiempo), llamada por ello primera ventana óptica de transmisión, transmitiendo a tasas de 34 a 45 [Mbps] y con un alcance de hasta 10 [km] sin utilizar repetidores, lo que era mucho mayor a la distancia de 1 [km] a la que podía transmitir el cable coaxial para tasas similares [1]. Con el desarrollo de las fibras ópticas se obtuvieron menores valores de atenuación en dos distintos intervalos de longitudes de onda centrados en 1310 y 1550 [nm] (segunda y tercera ventanas de transmisión). La gran mayoría de los sistemas ópticos actuales transmiten con longitudes de onda que se encuentran en alguna de estas dos ventanas.

Las comunicaciones ópticas han evolucionado para soportar tasas cada vez mayores y distancias más grandes. Uno de los factores que impulsaron este desarrollo fue la invención de los amplificadores de fibra dopada con Erblio (EDFA's) en 1990 [1], que permitieron amplificar las señales ópticas sin la necesidad de convertir las señales a eléctricas para amplificarlas y después de nuevo convertirlas a señales ópticas. Este invento permitió la introducción de la tecnología de multiplexión por división de longitud de onda (WDM) con la cual fue posible transmitir varias señales ópticas en una sola fibra para su transmisión a largas distancias [4].

Los sistemas ópticos comerciales actuales pueden operar a tasas de transmisión del orden 100 [Gbps] ( $1 \times 10^{11}$  [bps]) en el caso de sistemas locales (client side), y a tasas superiores a los 10 [Tbps] en el caso de sistemas de largo alcance (line side) [2]. En los sistemas de largo alcance es posible que cada longitud de onda opere a una tasa de transmisión de 100 [Gbps] empleando formatos avanzados de modulación, por lo que al multiplexarlas con WDM se logran transmitir varios [Tbps] en una sola fibra óptica. En los sistemas locales y metropolitanos, esta tasa de 100 [Gbps] total por enlace se obtiene multiplexando varios canales con menores tasas de transmisión, por ejemplo cuatro canales a 25 [Gbps] en la última versión de la tecnología Ethernet. Para la siguiente actualización de esta tecnología se tiene como objetivo alcanzar una tasa de transmisión de 400 [Gbps] con un alcance máximo de 10 [km]. El desarrollo del transceptor óptico para esta actualización es la motivación principal y el punto central de la presente tesis.

## 1.2 Enlace WDM punto a punto básico.

El sistema óptico más simple consiste en un transmisor óptico que convierte una señal eléctrica en óptica, la fibra óptica por la cual se transmite esta señal y el receptor óptico, que convierte la señal óptica a eléctrica. Esta configuración es denominada punto a punto mono-canal y su diagrama se muestra en la figura 1.1.

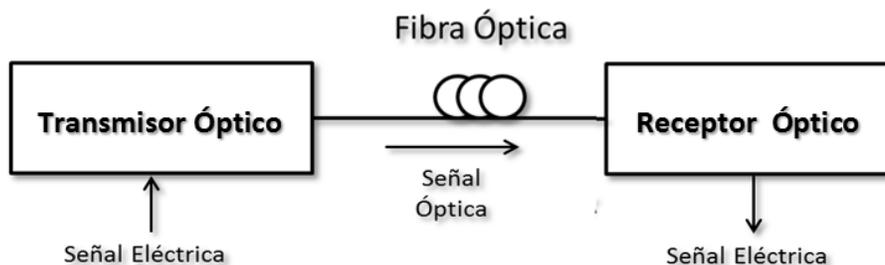


Figura 1.1 Enlace óptico mono-canal punto a punto básico.

En un sistema WDM se tiene una arquitectura parecida a la de un enlace punto a punto, pero en vez de tener sólo un transmisor y un receptor se tienen varios, los cuales operan en distintas longitudes de onda. Las señales provenientes de todos los transmisores se unen por medio de un multiplexor y se transmiten juntas en una sola fibra óptica. Un demultiplexor realiza el proceso opuesto, separa las señales multiplexadas y las distribuye a su respectivo receptor. Para compensar las pérdidas por atenuación se puede incorporar un elemento llamado amplificador, el cual multiplica la potencia de la señal que recibe. Cuando un amplificador óptico se sitúa justo antes del receptor, el sistema se

denomina pre-amplificado, configuración que se empleará en las arquitecturas comparadas en la presente tesis. Al factor de aumento de potencia que proporciona el amplificador se la llama ganancia y generalmente se expresa en decibeles [dB]. En la figura 1.2 se muestra un sistema WDM con “n” canales pre-amplificado.

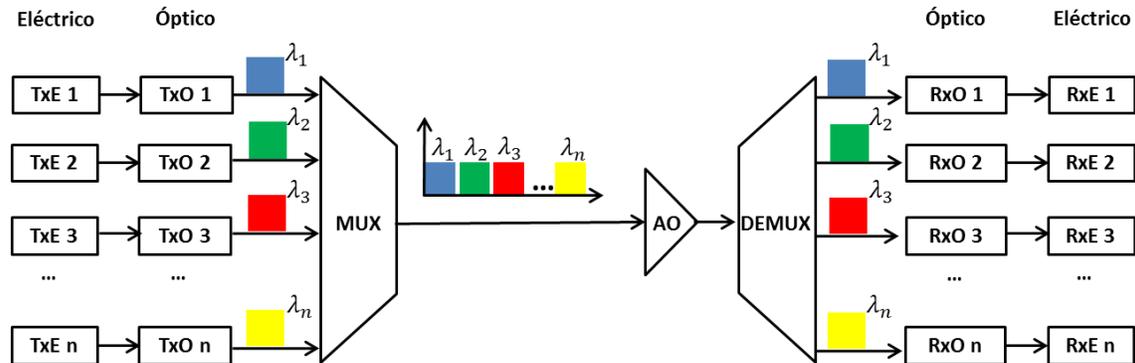


Figura 1.2 Enlace WDM punto a punto pre-amplificado [5].

La longitud de onda es la distancia que hay entre dos puntos consecutivos y con la misma fase de una señal electromagnética. La longitud de onda es inversamente proporcional a la frecuencia y en comunicaciones ópticas se expresa generalmente en nanómetros [nm]. Al enlace de un transmisor que tiene asignada cierta longitud de onda con su respectivo receptor se le llama canal de comunicación, en el caso de la figura 1.2 se puede decir que existen “n” canales ópticos.

Gracias a la tecnología WDM se puede utilizar una sola fibra óptica para transmitir muchos canales en los enlaces largos en vez de utilizar una fibra por cada canal, lo que representaría un costo más elevado. Además, la tecnología WDM tiene la ventaja de que si se requieren más canales de los que se tenían pensados en un principio, se puede añadir otro proceso de multiplexión-demultiplexión para aumentar el número de canales que se pueden transmitir en lugar de añadir fibras ópticas. Esto significa que WDM es una tecnología escalable y que se puede adaptar fácilmente a los cambios que haya en el número de canales, lo que es muy atractivo si se piensa en una red de datos que crece constantemente, como sucede prácticamente con todas las redes en la actualidad.

Como se explicó anteriormente, la tasa de transmisión que puede soportar un enlace óptico puede sobrepasar los terabits por segundo [Tbps], utilizando técnicas de multiplexión. Es clara la comparación si se toma en cuenta que cuando se comenzó a usar la fibra óptica en Ethernet, por ejemplo, sin emplear técnicas de multiplexión, sólo se alcanzaban tasas de transmisión de 10 [Mbps] [6], con lo que se desperdiciaba gran parte de la capacidad que ofrece la fibra óptica.

Otra de las ventajas que tiene la tecnología WDM es que las señales que viajan en portadoras con distintas longitudes de onda (o canales) son independientes entre sí y por lo tanto pueden tener distintas tasas de transmisión, protocolos y estándares [2], lo cual permite añadir grados de transparencia y flexibilidad a la red.

La capacidad de un enlace WDM depende mayormente de la cercanía que haya entre los canales, es decir del espacio intercanal. Es común que en los sistemas WDM se utilice un parámetro llamado eficiencia espectral que se determina por la ecuación 1.1 [1]:

$$\eta_S = \frac{B}{\Delta\lambda_{WDM}} \quad (1.1)$$

Donde B es la tasa de transmisión de la señal y  $\Delta\lambda_{WDM}$  es el ancho de banda que ocupa en total la señal WDM. Se busca que  $\eta_S$  sea lo más grande posible. Un  $\eta_S$  alto significa que se envía una señal con una tasa de transmisión alta en un ancho de banda pequeño. Lograr una eficiencia espectral grande resulta un reto tecnológico muy interesante.

La Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU) ha designado bandas de frecuencias para las telecomunicaciones ópticas. Las bandas en que opera WDM son, generalmente, las bandas O, E, S, C y L [7], mostradas en la tabla 1.1.

Banda	Descripción	Intervalo [nm]
Banda O	Original	1260 a 1360
Banda E	Ampliada	1360 a 1460
Banda S	Onda Corta	1460 a 1530
Banda C	Convencional	1530 a 1565
Banda L	Onda Larga	1565 a 1625
Banda U	Onda ultralarga	1625 a 1675

*Tabla 1.1 Bandas de frecuencia en el espectro óptico.*

### 1.3 Tipos de WDM.

Para diversificar la capacidad que ofrecen los sistemas WDM existen tres diferentes tipos de tecnologías basadas en WDM. Estos se explican en los sub-incisos siguientes.

#### 1.3.1 Coarse Wavelength Division Multiplexing (CWDM).

La tecnología WDM gruesa (CWDM) se caracteriza por tener un espaciamiento entre canales relativamente grande (alrededor de 20 [nm]), lo que hace que los dispositivos para implementar CWDM no sean tan precisos y por lo tanto sean más baratos que los empleados en tecnología DWDM. Se emplean láseres con mayor ancho espectral y sin estabilización en frecuencia.

CWDM es una tecnología más sencilla que se adapta a los requerimientos que presentan algunas redes empresariales y metropolitanas de corta distancia que no necesitan tasas de transmisión tan altas como las que ofrece la tecnología DWDM y que, como se mencionó, son más económicas [8].

Otra ventaja que tiene CWDM sobre DWDM es una menor susceptibilidad a efectos no-lineales debido al menor número de canales y a la mayor separación que hay entre éstos. Algunos de los efectos no-lineales que se presentan en los sistemas ópticos se explicarán en el inciso 1.4.

En la figura 1.3 se pueden observar las longitudes de onda empleadas para CWDM, así como la diferencia en la atenuación que hay para las bandas O, E, S, C y L, lo que se traduce en diferente atenuación para cada canal CWDM.

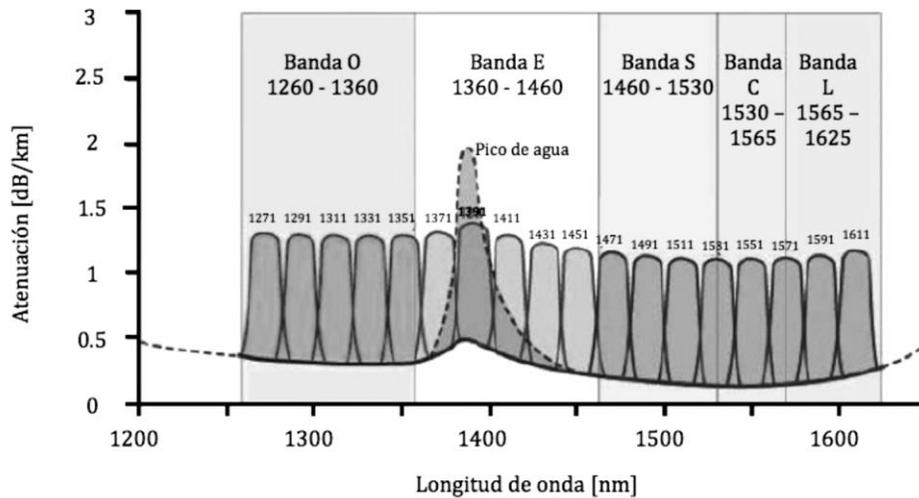


Figura 1.3 Atenuación en bandas de frecuencia CWDM [2].

### 1.3.2 Dense Wavelength Division Multiplexing (DWDM).

Otro tipo de tecnología WDM es WDM denso (DWDM). Para esta tecnología se emplea un espacio intercanal menor que en CWDM; para lograr esto se requieren transmisores con mecanismos de control que permitan cierta estabilidad de frecuencia necesaria. DWDM puede soportar distintos espaciamentos entre los canales que van desde 12.5 [GHz] hasta 100 [GHz] y múltiplos mayores. Espaciamentos de 12.5 [GHz] equivalen a 0.1 [nm] en términos de longitud de onda, lo que es mucho menor a los 20 [nm] de separación empleados en CWDM [9].

En la figura 1.4 se muestra una comparación entre la separación de los canales CWDM y DWDM.

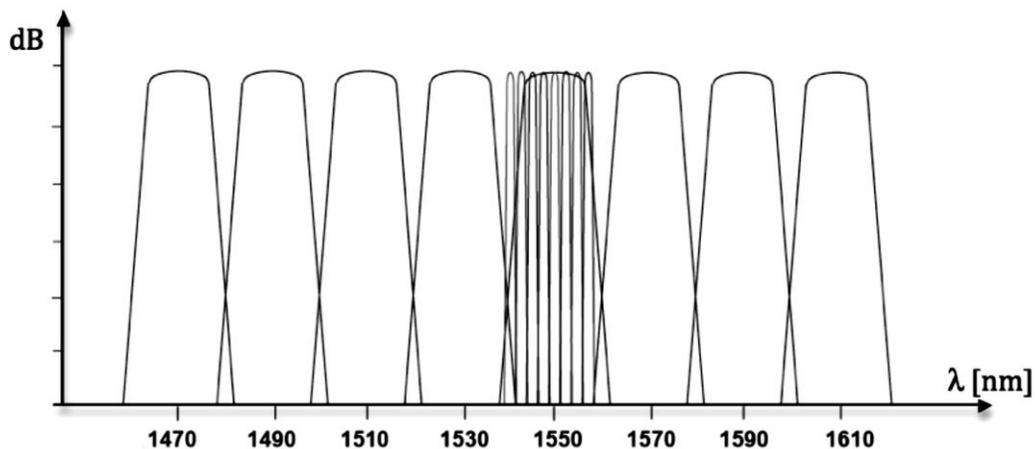


Figura 1.4 Separación entre canales CWDM y DWDM [2].

DWDM incrementa en gran escala la capacidad que tiene un sistema respecto a la que podría tener mediante el uso de CWDM. Además de lo anterior, DWDM permite transmitir a mayor distancia gracias a que trabaja en la ventana con menor coeficiente de atenuación y en la que los EDFA's son empleados. La desventaja de esto es que existen más requerimientos para la implementación de sistemas DWDM y es más costoso.

### **1.3.3 Local Area Network Wavelength Division Multiplexing (LAN-WDM).**

Esta tecnología, intermedia entre CWDM y DWDM se creó para optimizar los sistemas WDM locales, como el caso de Ethernet, mediante el empleo de componentes que tienen un menor costo y que trabajan con menor potencia, lo que resulta en un presupuesto de potencia también menor.

LAN WDM emplea un espaciamiento inter-canal de entre 2 y 4 [nm], lo que permite un mejor aprovechamiento del espectro óptico que la tecnología CWDM. Además el costo y el tamaño de algunos dispositivos empleados en LAN WDM como los multiplexores es prácticamente el mismo. Otra ventaja que ofrece LAN WDM es que no tiene requerimientos de estabilidad de frecuencia tan precisos como los que tiene DWDM [10]. Estas características hacen que LAN WDM sea una alternativa muy atractiva para el crecimiento de las redes de área local, basadas generalmente en tecnología CWDM. Los sistemas LAN WDM operan generalmente alrededor de los 1300 [nm] para evitar el uso de elementos compensadores de dispersión, lo cual, sin embargo, tiene la desventaja de que la atenuación convencional en esta ventana es de 0.5 [dB/km], mientras que alrededor de 1550 [nm] la atenuación es más baja, alrededor de 0.2 [dB/km]. Estas características son convenientes para redes con un alcance de algunas decenas de kilómetros, en los que para cubrir el presupuesto de potencia se pueden utilizar amplificadores ópticos de semiconductor (SOA), los cuales son pequeños, integrables y pueden operar alrededor de 1300 [nm].

### **1.4 Algunos factores que restringen a un sistema WDM.**

En un sistema óptico de telecomunicaciones existen distintos factores que pueden afectar el funcionamiento del mismo. Entre los principales están la atenuación, la dispersión y los efectos no lineales.

La atenuación puede ser provocada por distintos factores, existen factores intrínsecos y extrínsecos. Los factores intrínsecos en el caso de la fibra óptica son [1, 11]:

- Curvatura: se debe a que la fibra óptica no es totalmente cilíndrica, es decir, presenta imperfecciones.
- Absorción: provocada por las pequeñas impurezas que presenta la fibra como Fe, Cu, Ni e iones OH que ocasionan resonancia vibratoria.
- Esparcimiento: se produce por las fluctuaciones de densidad en la propia fibra óptica.

La combinación del impacto de estos factores resulta en curvas de atenuación en función de la longitud de onda. En la figura 1.5 se muestra una curva típica de atenuación para el caso de fibra

óptica monomodo estándar [2]. En esta figura se pueden distinguir las dos ventanas de menor atenuación (centradas alrededor de 1300 y 1550 [nm]).

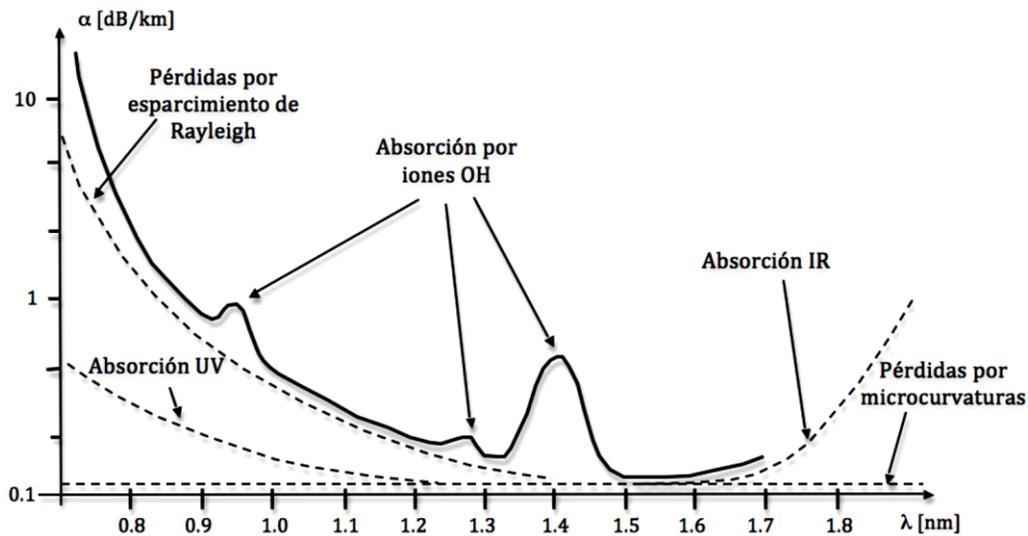


Figura 1.5 Gráfica Atenuación vs. Longitud de Onda [2].

En una fibra óptica existen tres principales tipos de dispersión: la dispersión modal, la dispersión cromática y la dispersión por modo de polarización. En una fibra óptica monomodo no existe dispersión modal. La dispersión cromática (CD) es la que sucede dentro de un solo modo de propagación. Se debe a que la velocidad de grupo es función de la longitud de onda, por lo que si se tiene un ancho espectral de la fuente amplio, las componentes espectrales de los pulsos ópticos viajarán a velocidades distintas, lo que puede provocar degradación de la señal. Esto representa una limitante en el diseño de enlaces de larga distancia y altas tasas de transmisión [11]. La dispersión cromática puede combatirse empleando fibras ópticas con diferentes índices de dispersión, de esta manera la dispersión producida por una fibra óptica puede contrarrestarse con la dispersión producida por la otra. Estos módulos compensadores de la dispersión, sin embargo, son voluminosos y costosos, por lo que su uso en redes ópticas locales o metropolitanas de corto alcance, se desea evitar.

La dispersión por modo de polarización (PMD) aparece debido a la diferencia en los índices de refracción de los modos de polarización ortogonales en los pulsos ópticos. A esta diferencia en los índices de refracción se le conoce como birrefringencia. Al igual que en la dispersión cromática, la birrefringencia provoca un retardo en ciertas componentes espectrales de los pulsos ópticos [1]. Debido a que el estudio del impacto de este fenómeno requiere modelos vectoriales complejos y largos tiempos de cómputo para su simulación, dicho estudio no se incluye en el análisis que se presenta en esta tesis.

Cualquier tipo de dispersión provoca un ensanchamiento de los pulsos ópticos, lo que puede producir interferencia entre dos pulsos que se encuentren juntos, a esto se le conoce como

interferencia inter-símbolo (ISI). En la figura 1.6 se muestra el efecto que tiene la dispersión sobre dos pulsos transmitidos a través de la fibra óptica. En un sistema WDM la dispersión también produce que los distintos canales, cada uno centrado en diferente longitud de onda, experimente una diferencia de velocidad, lo cual puede afectar el grado de correlación entre las señales de cada canal, o la distribución temporal de estas, efecto que combinado con algunos efectos no-lineales puede afectar el desempeño del sistema.

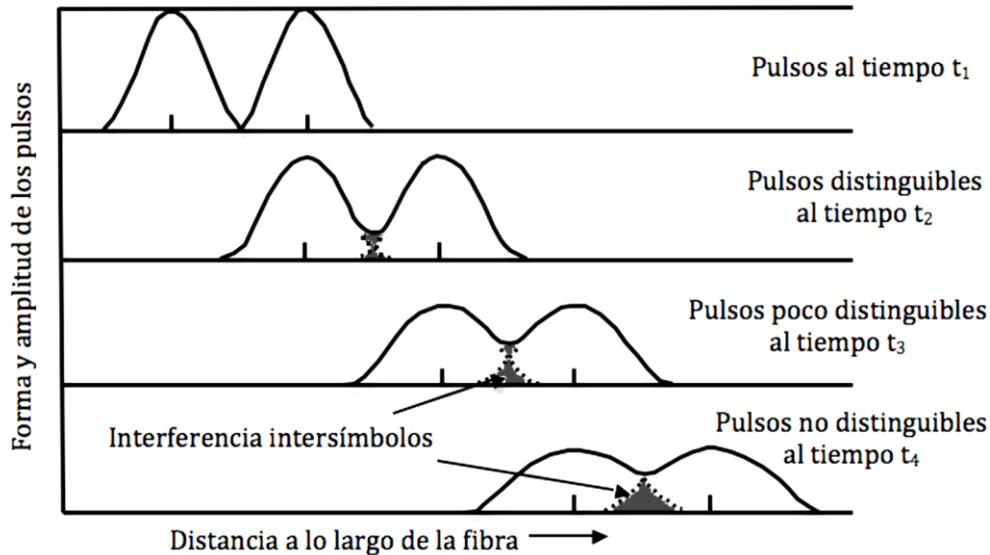


Figura 1.6 Propagación de dos pulsos ópticos afectados por la dispersión y la atenuación a través de la fibra óptica [2].

Otro tipo de fenómenos que pueden restringir a un sistema WDM son los efectos no-lineales. Una exposición formal de estos fenómenos excede los objetivos de la presente tesis, por lo que sólo se esbozarán estos. Una aproximación lineal se puede considerar adecuada por simplicidad en los cálculos cuando se opera a niveles de potencia de unos pocos [mW] y a tasas de transmisión inferiores a 2.5 [Gbps], sin embargo a tasas de transmisión superiores o potencias mayores se deben considerar los efectos no-lineales en el sistema óptico [12].

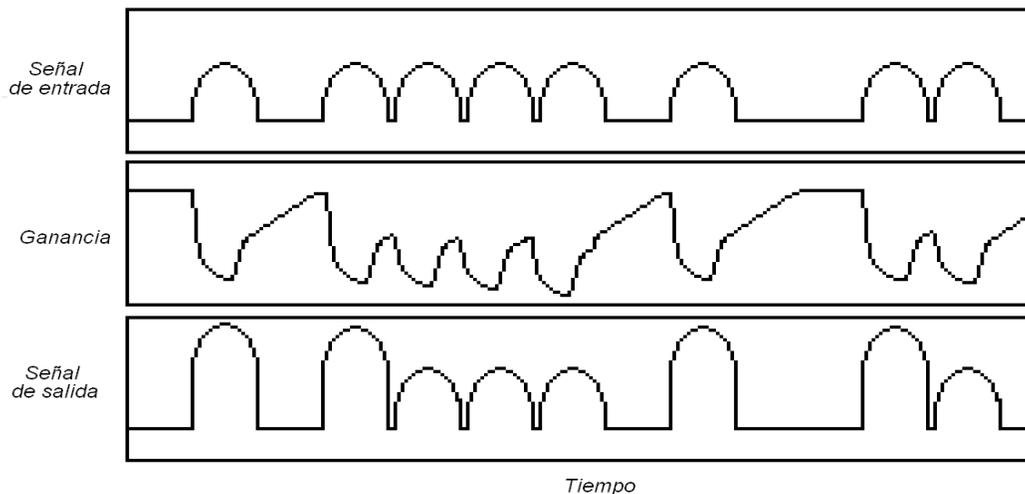
Existen dos tipos de efectos no-lineales: los que se producen por la interacción de las ondas ópticas con los fonones (vibraciones moleculares) en el sílice, como lo son el esparcimiento de Raman y el esparcimiento de Brillouin; y los que se producen debido a la dependencia del índice de refracción complejo con la intensidad del campo eléctrico aplicado, como lo son la automodulación de fase (SPM), la modulación de fase cruzada (XPM), la mezcla de cuatro ondas (FWM), la modulación de ganancia cruzada (XGM) y la auto-modulación de ganancia (SGM).

El primer tipo de efectos no lineales se puede explicar como el esparcimiento de un fotón hacia un fotón de menor energía de manera que la diferencia de energía entre ambos aparece en forma de un fonón. La diferencia principal entre el esparcimiento de Raman y el esparcimiento de Brillouin es que en el primero participan fonones ópticos que son irradiados en todas direcciones, mientras que

en el segundo participan fonones acústicos que se propagan en dirección opuesta a la de la onda original. Ambos fenómenos resultan en la pérdida de potencia de la señal óptica. Una explicación detallada de dichos fenómenos puede encontrarse en [1].

La modulación de ganancia cruzada y la auto-modulación de ganancia suceden principalmente en los amplificadores ópticos de semiconductor (SOA). La automodulación de fase, la modulación de fase cruzada y la mezcla de cuatro ondas aparecen tanto en la fibra óptica como en el SOA.

Cuando un pulso corto de potencia alta entra a un SOA, éste lo amplifica y se satura su ganancia, produciéndose una compresión de ésta en el amplificador seguida de una recuperación que dura determinado tiempo. Si antes de que se recupere por completo la ganancia se inyecta otro pulso, éste tendrá una amplificación menor al primero y volverá a comprimir la ganancia. Este proceso se repetirá si se siguen inyectando pulsos consecutivos (bits 1) que saturen la ganancia de menor duración que el tiempo de recuperación con lo que a la salida del amplificador se obtendría el primer pulso amplificado y los siguientes de la misma amplitud. Pero si el siguiente bit es un 0, la ganancia se recuperará y cuando entre de nuevo un bit 1 tendrá una mayor amplificación. De esta forma, la señal de entrada modula la ganancia del SOA y ésta a su vez repercute en la señal de salida. A este proceso se le conoce como auto-modulación de ganancia y el efecto que tiene es llamado 'patterning' mostrado esquemáticamente en la figura 1.7 [13].



*Figura 1.7 Esquema del efecto patterning.*

Si una señal de entrada produce una modulación de la ganancia del SOA operando en saturación, que a su vez se afecta a sí misma como se explicó en el párrafo anterior, se puede extrapolar este principio al caso en que se introducen varias señales. Cada señal de entrada causa una variación temporal de la densidad de portadores en el SOA, lo que produce una variación temporal de la ganancia, que modula a las demás señales. A este efecto se le denomina modulación cruzada de la ganancia [13].

Ante el efecto de XGM, la variación de cada señal produce variaciones en las demás señales, fenómeno conocido como cruzamiento intercanal no lineal y es completamente indeseable en los sistemas de comunicaciones.

FWM es un fenómeno no lineal que ocurre debido a la modulación de la densidad de portadores, la cual crea rejillas de ganancia y de índice de refracción. Cuando dos pulsos de alta potencia y diferente frecuencia,  $f_1$  y  $f_2 = f_1 + \Delta f$ , son inyectados al SOA, interactúan produciendo una modulación de la densidad de portadores o de su distribución, a la frecuencia de batimiento  $\Delta f = |f_2 - f_1|$ . Esta modulación forma una rejilla dinámica tanto de ganancia como del índice de refracción. Las dos señales de entrada tienen un esparcimiento debido a las rejillas inducidas, produciendo bandas laterales de frecuencia mayor ( $f_s = f_2 + \Delta f$ ) y menor ( $f_i = f_1 - \Delta f$ ) que la de las señales de entrada [13]. En un sistema WDM  $\Delta f$  correspondería al espacio intercanal. Este proceso se muestra esquemáticamente en la figura 1.8.

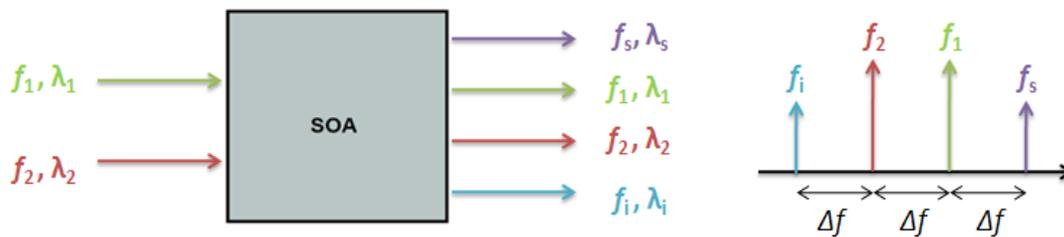


Figura 1.8 Esquema del efecto FWM y sus productos espectrales.

Para una señal WDM compuesta de varias señales temporales de alta tasa de datos, incluso en régimen de señal pequeña los efectos de la modulación de la densidad de portadores afectan al sistema, y se convierten en la principal limitante para el espaciado intercanal.

SPM surge debido a que el índice de refracción tiene una componente que depende del cuadrado de la intensidad del campo eléctrico. Este índice dependiente induce un desplazamiento de fase proporcional a la intensidad del pulso óptico, de forma que las distintas componentes espectrales del pulso óptico sufren distintos desplazamientos de fase, lo que provoca que el pulso se vea afectado por el chirp y se modifiquen los efectos de la dispersión sobre el pulso [11].

En sistemas WDM, en los cuales se tienen varios canales ópticos, el chirp que se induce en un canal depende también de la variación del índice de refracción con la intensidad del campo de otros canales. De esta forma se produce la modulación de fase cruzada, donde la potencia de un canal óptico puede afectar la fase de otro [11].

Debido a que los foto-detectores empleados en el presente proyecto de investigación son de ley cuadrada, es decir, convierten la potencia óptica en corriente eléctrica como se mencionó anteriormente, los efectos no lineales que afectan al sistema son principalmente los que deterioran la amplitud de la señal óptica: XGM, SGM y FWM. Los efectos no-lineales que degradan la fase (SPM y XPM) tienen un impacto muy pequeño ya que al usar modulación en amplitud OOK, la información de fase no es importante al demodular la señal. Por esta razón, se anticipa que el impacto de los

efectos no lineales en la fibra se podría reducir sólo al impacto de FWM, pero al ser pequeña la potencia de entrada a la fibra para producir un efecto de FWM considerable, se espera que el impacto del comportamiento no lineal de la fibra óptica sea despreciable. Por otra parte el SOA es un dispositivo altamente no lineal, y se espera que los fenómenos asociados a este comportamiento sean evidentes.

### 1.5 Ethernet transmitido por fibra óptica.

Ethernet es un estándar internacional para redes de datos que se ha consolidado como el más utilizado a nivel global para redes locales y actualmente ha tenido una fuerte incursión en las redes metropolitanas. En este estándar se definen especificaciones de las primeras dos capas del modelo OSI, que son la capa de enlace de datos y la capa física [14]. En la figura 1.9 se puede apreciar la correspondencia entre las primeras capas del Modelo OSI y las del estándar IEEE 802.3, el cual es comúnmente llamado Ethernet. En adelante se usarán indistintamente los términos Ethernet y estándar IEEE 802.3.

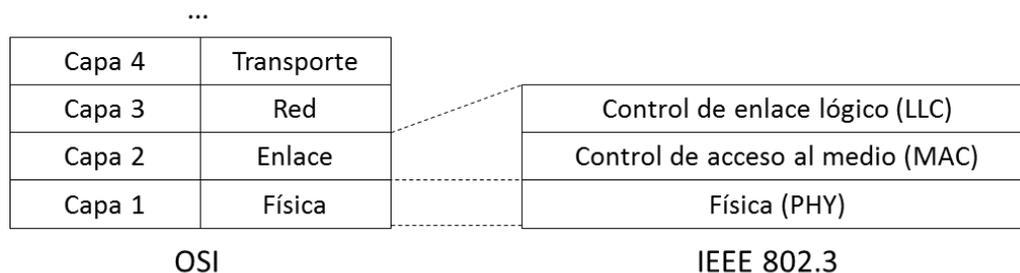


Figura 1.9 Equivalencia entre capas del modelo OSI y Ethernet [5].

Originalmente Ethernet fue desarrollado para redes de área local (LAN) en las que se transmitía empleando cableado de cobre, principalmente. Una de las primeras versiones de Ethernet fue utilizada como base para el desarrollo del estándar internacional IEEE 802.3 del Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE) en 1985. A partir de entonces se han desarrollado actualizaciones de este estándar buscando aumentar las tasas de transmisión y la cobertura de los enlaces [15].

Gracias al uso de tecnología óptica en Ethernet se logran enlaces más largos. Por ejemplo en las redes de Ethernet a 10 [Mbps] o a 1 [Gbps], si se transmite sobre cable coaxial o pares de cobre trenzados se logra un alcance aproximado de 100 [m], mientras que con la implementación sobre fibra óptica se pueden alcanzar distancias de miles de metros. Así también, la implementación de transceptores ópticos en Ethernet ha posibilitado el incremento en las tasas de transmisión de redes Ethernet, con velocidades de hasta 10, 40 y 100 [Gbps] empleando tecnología WDM para sus versiones de mayor alcance [5].

### 1.5.1 Ethernet en contención: 10/100/1000 Mbps.

El protocolo de acceso al medio empleado en redes Ethernet en contención es el llamado acceso múltiple por escucha de portadora con detección de colisiones (CSMA/CD). Se dice que una red está en contención cuando ésta comprende distintos dispositivos o estaciones que comparten el medio de transmisión en su totalidad, es decir, sin tener una parte de este asignada con exclusividad; también se puede decir que estos dispositivos compiten por el medio, cuando esto sucede puede haber colisiones entre las señales que envía cada dispositivo, lo cual resulta en la necesidad de retransmitir, lo que se traduce en una disminución de la capacidad del sistema. Las primeras versiones de Ethernet operaban principalmente bajo este esquema de contención.

El protocolo CSMA/CD es utilizado para evitaren lo posible las colisiones y en caso de que estas ocurran se puedan detectar. Este protocolo define que cada estación que tiene datos para enviar debe detectar si hay una portadora en el medio antes de transmitir los datos. Si existe una portadora en el medio significa que éste está siendo ocupado por otro dispositivo, por lo que el primer dispositivo debe esperar y escuchar el canal, cuando se detecta que el medio está libre se transmite la información y se sigue escuchando el canal en busca de colisiones. Si se detecta una colisión se espera cierto tiempo aleatorio para re-transmitir la información y esto se repite hasta que no se detecten colisiones en el medio [16].

El IEEE ha ido formando sucesivamente fuerzas de trabajo para guiar la investigación y el desarrollo de tecnología Ethernet para satisfacer las demandas crecientes de ancho de banda y alcance, cuando la versión del estándar comienza a ser insuficiente para satisfacerlas. El fruto de la actividad de estas fuerzas es una versión actualizada del estándar Ethernet. Las primeras versiones del estándar para redes de área local en contención con tasas de transmisión de 10, 100 y 1000 [Mbps], son denominadas Ethernet (E), Fast-Ethernet (FE) y Gigabit-Ethernet (GbE), respectivamente.

El medio físico utilizado principalmente en estos estándares era el cable coaxial y los pares de cobre trenzados, aunque también se empleara la fibra óptica para enlaces con mayor alcance. En la tabla 1.2 se pueden observar los diferentes medios físicos que se pueden emplear en los estándares Ethernet (E), Fast-Ethernet (FE) y Gigabit-Ethernet (GbE) [5].

	Tasa	Medio físico	Codificación	Conector	Alcance [m]
<b>10Base5</b>	10 Mbps	Cable coaxial grueso RG-11	Manchester	AUI	500
<b>10Base2</b>		Cable coaxial delgado RG-58		BNC	185
<b>10BaseT</b>		Cable UTP categoría 3, 4 y 5		RJ-45	100
<b>10BaseFP</b>		2 pares de fibra MMF (850 nm)		ST (Straight tip)	500
<b>10BaseFL</b>					2000
<b>10BaseFB</b>					2000

<b>100BaseT4</b>	100 Mbps	4 pares UTP categoría 3	8B/6T	RJ-45	100
<b>100BaseTx</b>		2 pares UTP categoría 5 o dos pares STP	4B/5B		100
<b>100BaseFx</b>		2 pares de fibra MMF	4B/5T NRZI	SC dúplex	2000
<b>1000BaseLx</b>	1 Gbps	4 pares UTP categoría 5	8B/10B	RJ-45	100
<b>1000BaseCx</b>		2 pares de alambre de cobre STP		HSSDC	100
<b>1000BaseSx</b>		2 pares de fibra MMF (850 nm)		SC dúplex	550
<b>1000BaseLx</b>		2 pares de fibra SMF/MMF (1310 nm)			5000/550

*Tabla 1.2 Especificaciones Ethernet para 10, 100 y 1000 [Mbps] [5].*

En un inicio, el uso de sistemas ópticos en las redes de área local en contención fue solo para aprovechar el mayor alcance que la fibra óptica ofrecía. Así, cuando era necesario, se empleaba fibra óptica para unir los nodos de la red que se encontraran más alejados. Sin embargo, al transmitir tasas de transmisión de máximo 1 [Gbps], se desaprovechaba la capacidad de la fibra óptica.

### **1.5.2 10 Gigabit Ethernet (10 GbE).**

Con la actualización de Ethernet a 10 [Gbps], estudiada y desarrollada por la fuerza de trabajo designada por el IEEE como P802.3ae Task Force [17], se incorporó por primera vez un sistema WDM para transmitir múltiples canales por una sola fibra óptica. En 10 GbE se logró ampliar el alcance de los enlaces hasta 40 [km], lo que aumentó considerablemente la cobertura de la red, además de que se incrementó la tasa de transmisión en un factor de diez. Todo lo anterior llevó a que se considerara a la tecnología Ethernet como un fuerte candidato para su empleo en redes MAN [5].

En el estándar 10 GbE se definen especificaciones para redes LAN y MAN, así como para el transporte de tramas Ethernet en redes WAN mediante la tecnología digital síncrona para redes ópticas (SONET/SDH). SONET/SDH permite transportar muchas señales de diferentes capacidades a través de una jerarquía óptica síncrona y flexible, lo que facilita el manejo de las redes [18]. En la actualidad la tecnología de red de transporte óptico (OTN) está sustituyendo a la tecnología SONET/SDH, y las nuevas versiones de Ethernet, operando a 40 y 100 [Gbps] que se tratarán en el siguiente apartado, contemplan la interoperabilidad con esta tecnología. En la figura 1.10, se muestra un diagrama de un ecosistema Ethernet en la actualidad, fruto de la tendencia que comenzó con el desarrollo de 10 GbE.

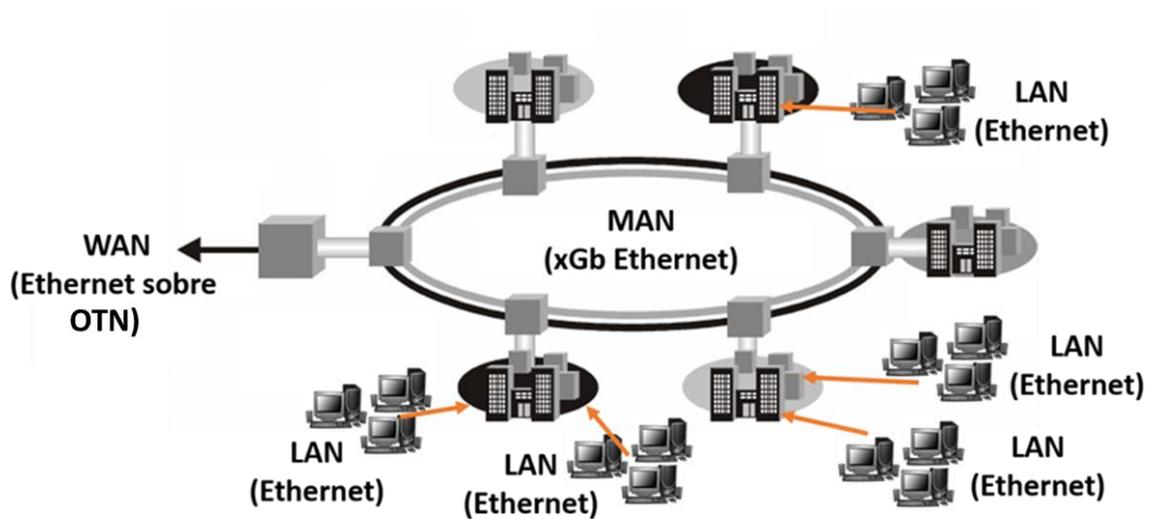


Figura 1.10 Esquema de Red Ethernet [5].

Existen dos tipos de arquitecturas para la capa física en el estándar 10 GbE, la primera es llamada WAN PHY y está definida para transmitir tramas sobre SONET o SDH a una tasa de 9.2857 [Gbps]. La segunda arquitectura se llama LAN PHY y transmite tramas directamente sobre el medio físico a una velocidad de 10 [Gbps] como se puede ver en la figura 1.11.

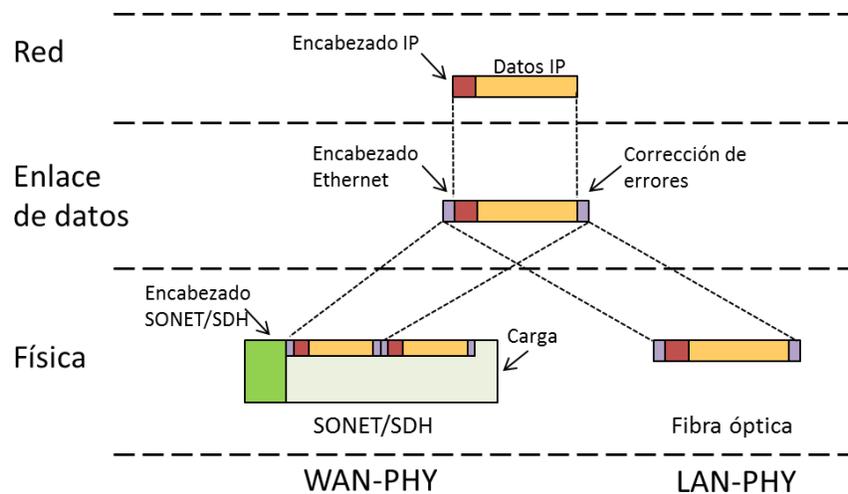


Figura 1.11 Subcapas LAN y WAN Físicas para 10 GbE [5].

En el estándar 10 GbE se emplea principalmente fibra óptica pero también existen especificaciones para cable coaxial y pares de cobre trenzados. Además del uso de tecnología WDM, el estándar IEEE P802.3ae, es decir 10 GbE, define especificaciones para el uso de fibra óptica en enlaces punto a punto sin la implementación de WDM, muy similar al caso de la actualización anterior de Ethernet,

explicada en el inciso precedente. En la tabla 1.3 se muestran únicamente las especificaciones de 10 GbE para medios de transmisión ópticos.

PHY	PMD	Longitud de onda [nm]	Fibra	Láser	Distancia máxima [m]
LAN	10GBaseSR	850	MMF	VCSEL modulado directamente	300
	10GBaseLX4	1310 (WDM)	MMF/SMF	DFB o VCSEL modulado directamente	10 000
	10GBaseLR	1310	MMF	DFB modulado directamente	10 000
	10GBaseER	1550	SMF	Láser modulado DFB	40 000
WAN	10GBaseSW	850	MMF	VCSEL modulado directamente	300
	10GBaseLW	1310	SMF	DFB modulado directamente	10 000
	10GBaseEW	1550	SMF	Láser modulado DFB	40 000

*Tabla 1.3 Especificaciones 10 GbE con medios de transmisión ópticos [5].*

En la mayoría de los casos los transceptores de 10 GbE no emplean tecnología WDM, sólo en el caso de la especificación 10GBaseLX4 se emplea ésta para la transmisión de 4 canales de 3.125 [Gbps] (2.5 [Gbps] de datos y el resto debido a codificación) sobre una fibra óptica que trabaja en la segunda ventana de transmisión (1310 [nm]). Sin embargo, esta especificación sentó las bases para las futuras actualizaciones de Ethernet de largo alcance.

### 1.5.3 40 y 100 Gigabit Ethernet (GbE).

Al evaluar las necesidades de ancho de banda de las redes Ethernet se concluyó que la capacidad de 10 GbE sería insuficiente en el futuro cercano debido a que cada vez los usuarios de la red requerían mayores tasas de transmisión. Como resultado, en 2008 el IEEE designó una fuerza de trabajo (IEEE P802.3ba Task Force) para el desarrollo de una nueva actualización del estándar Ethernet ahora con tasas de 40 y 100 [Gbps] que cumpliera con los siguientes objetivos [19]:

- Soportar únicamente el modo de operación full dúplex.
- Conservar formato de trama MAC IEEE 802.3.
- Conservar tamaño máximo y mínimo de trama MAC.
- Soportar BER máxima de  $10^{-12}$  en interfaz MAC.
- Compatibilidad con las especificaciones de la Red de Transporte Óptico (OTN).
- Soportar tasa de transmisión de 40 [Gbps] en la capa MAC en una distancia mínima de: 10 [km] utilizando fibra óptica mono-modo (SMF), 100 [m] utilizando fibra óptica multi-modo (MMF), 7 [m] utilizando cable de cobre y 1 [m] utilizando placas de circuito (backplane).
- Soportar tasa de transmisión de 100 [Gbps] en la capa MAC en una distancia mínima de: 40 [km] utilizando fibra óptica mono-modo (SMF), 10 [km] utilizando fibra óptica mono-modo (SMF), 100 [m] utilizando fibra óptica multi-modo (MMF) y 7 [m] utilizando cables de cobre.

En junio del año 2010, tras extensa investigación y pruebas se publicó la actualización IEEE P802.3ba con las especificaciones para la implementación de 40 y 100 GbE. Para esta actualización se contemplaron dos tasas de transmisión distintas porque las áreas de aplicaciones de las redes crecen de manera distinta.

La capa física del Ethernet en este estándar se divide en tres subcapas [20]:

- PCS (Physical Coding Sublayer): realiza la codificación de la información.
- PMA (Physical Medium Attachment Sublayer): serializa la información en paralelo proveniente de la capa PCS para ser entregada a la capa PMD, y viceversa. Implementa recuperación de reloj y sincronización.
- PMD (Physical Medium Dependent Sublayer): es el transceptor de Ethernet para el medio físico.

Esta tesis se centra en el estudio de la subcapa PMD, llamada por simplicidad transceptor óptico, ya que es donde se requiere un análisis ingenieril rico de los sistemas ópticos necesarios para implementar el transceptor y receptor pre-amplificado, lo que constituye una aplicación de los conocimientos en el área para resolver una problemática de actualidad.

Algunas especificaciones importantes de los PMD's estandarizados en la última versión de Ethernet se muestran en la tabla 1.4.

PMD	Tasa	Codificación	Medio físico	Alcance [m]
40GBaseKR4	40 Gbps	66/68B	Cuatro canales de backplane eléctrico	1
40GBaseCR4			Cuatro canales de cable de cobre shielded balanced	7
40GBaseSR4			Cuatro canales de fibra multimodo MMF	100
40GBaseLR4			Cuatro canales WDM en fibra monomodo SMF	10 000
100GBaseCR10	100 Gbps	66/68B	Diez canales de cable de cobre	7
100GBaseSR10			Diez canales de fibra monomodo MMF	100
100GBaseLR4			Cuatro canales WDM en fibra monomodo SMF	10 000
100GBaseER4			Cuatro canales WDM en fibra monomodo SMF	40 000

*Tabla 1.4 PMDs para 40 y 100 GbE [5].*

De los ocho distintos PMD's definidos en la tabla anterior, tres utilizan tecnología WDM. ER4 es la nomenclatura para designar el uso de 4 canales y rango extendido (1360 to 1460 [nm]), LR4 especifica cuatro canales y rango amplio (1565 a 1625 [nm]). Los sistemas que utilizan 100GBaseLR4 o 40GBaseLR4 tienen un alcance máximo de 10 [km] y no requieren pre-amplificación, mientras que el PMD 100GBaseER4 requiere pre-amplificación para lograr un alcance de 40 [km] debido a la atenuación que sufre la señal [5]. En el capítulo 2 se detallarán los transceptores ópticos de estas versiones, antecedentes directos de las arquitecturas estudiadas en el presente proyecto.

## 1.6 Motivación: Siguiendo actualización de Ethernet.

En Marzo del año 2013, considerando el aumento en la demanda de ancho de banda en los sistemas de telecomunicaciones a nivel mundial, el IEEE designó la creación del grupo de estudio para desarrollar la actualización del estándar de Ethernet a 400 Gbps (400GbE Study Group). Éste se encargó de analizar los desafíos técnicos y la conveniencia de desarrollar una actualización del estándar. Las conclusiones sobre la urgencia de incrementar la tasa de transmisión a corto plazo de las redes ópticas, entre ellas las locales basadas en Ethernet, llevó al establecimiento de la fuerza de trabajo correspondiente en Marzo del año 2014 (400 Gb/s Ethernet Task Force) que eventualmente resultará en la creación del estándar 400 GbE.

El IEEE determinó los siguientes objetivos para la creación del nuevo estándar [21]:

- Soportar una tasa de transmisión de 400 [Gbps] para la subcapa MAC.
- Soportar BER máxima de  $10^{-13}$  en interfaz MAC.
- Soportar únicamente el modo de operación full dúplex.
- Conservar formato de trama MAC IEEE 802.3.
- Conservar tamaño de trama máximo y mínimo del actual estándar Ethernet.
- Proveer el soporte apropiado para la Red de Transporte Óptico (OTN).
- Especificar capacidad opcional para Ethernet de Energía Eficiente (EEE) para la capa física.
- Soportar Interfaces Adjuntas de Unión a 400 [Gbps] opcionales para aplicaciones chip-chip y chip-módulo.
- Proveer especificaciones de capa física para distancias de: 100 [m] en MMF, 500 [m] en SMF, 2 [km] en SMF y 10 [km] en SMF.

El establecimiento de esta actualización de Ethernet supone distintos problemas técnicos y existen distintas soluciones para implementar el transceptor óptico de 400 GbE. El aumento en la tasa de transmisión para estos sistemas puede lograrse en general siguiendo tres distintas alternativas: 1) conservar cuatro canales ópticos WDM como en 100GbE pero incrementando la tasa por canal utilizando formatos avanzados de modulación para incrementar el número de bits por símbolo transmitido, 2) transmitiendo un solo canal óptico a 400 [Gbps], o 3) añadiendo más canales ópticos WDM que su antecesor [22].

La primera alternativa se podría lograr mediante un sistema WDM compuesto por cuatro láseres modulados externamente con formato de corrimiento de fase en cuadratura con doble polarización (DP-QPSK) que transmitieran a 112 [Gbps] cada uno, por ejemplo. También se ha contemplado el empleo de modulación en amplitud de pulsos (PAM), en la cual se codifica el mensaje variando los niveles de amplitud de una serie de pulsos. Ambas alternativas significarían una gran inversión en la investigación y desarrollo de un sistema que tuviera tales características, lo cual no es factible si se desea una solución a corto plazo.

La segunda propuesta tampoco parece viable debido a la menor tolerancia que se tiene a la dispersión cromática a una tasa de transmisión tan alta, a que no se dispone de tecnología

electrónica que opere a tales velocidades y a los requerimientos de potencia óptica recibida que se necesitan en el sistema.

La tercera propuesta parece más factible a corto plazo, ya que es la más inmediata y sencilla en términos de implementación, y la tecnología necesaria está disponible con el estado del arte comercial, sobre lo que se detallará en apartados siguientes. La arquitectura de estos transceptores Ethernet es una extensión de la arquitectura utilizada para 100 GbE de rango extendido. La alternativa más simple y además compatible con la tecnología actual es emplear 16 canales ópticos, cada uno transmitiendo a una tasa de 25 [Gbps] (16x25), misma tasa de transmisión de los transceptores actuales de 100 GbE, lo que resulta en el total de 400 [Gbps]. Sin embargo, esta solución requeriría 12 transceptores ópticos más que el estándar precedente, con el incremento en el costo de implementación y consumo de potencia que esto implicaría. Alternativamente, la tasa total de 400 [Gbps] podría lograrse mediante el empleo de 8 canales ópticos trabajando a 50 [Gbps] (8x50) o 10 canales ópticos transmitiendo a 40 [Gbps] (10x40). Estas dos últimas arquitecturas, cómo se detallará posteriormente, emplean dispositivos ópticos factibles con el estado del arte actual, aunque aún deben desarrollarse componentes electrónicos que puedan trabajar a estas tasas de transmisión [22, 23].

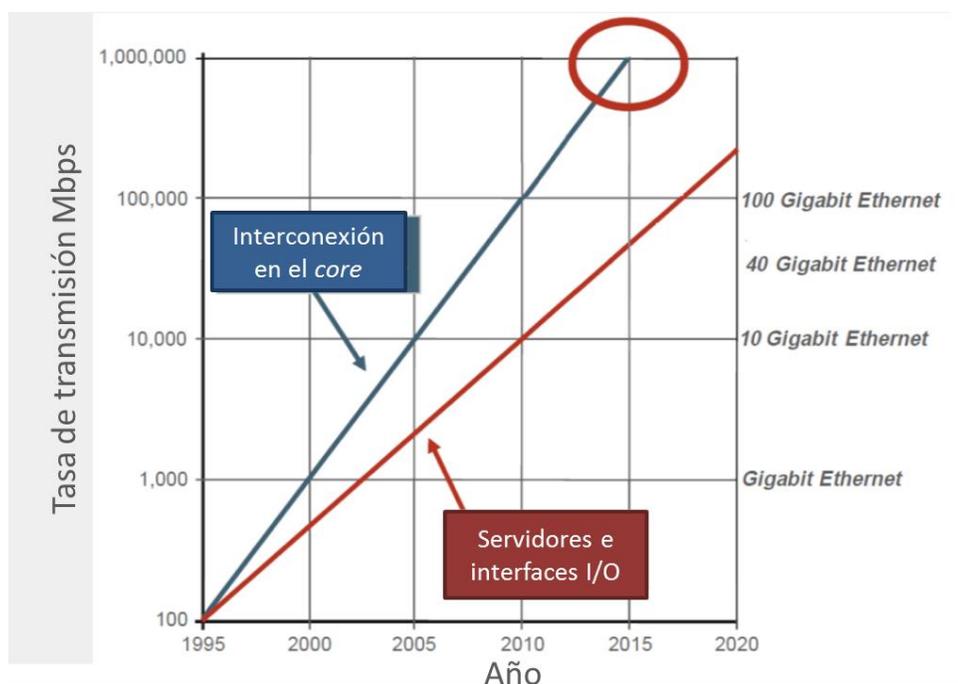


Figura 1.12 Proyección de aumento en tasas de transmisión para redes Ethernet [5].

Los sistemas ópticos basados en WDM funcionando a tasas de 400 [Gbps] podrían satisfacer la demanda de ancho de banda en el futuro próximo, como puede apreciarse en la figura 1.12, la cual muestra proyecciones del aumento de tasa de transmisión en servidores, interfaces y redes dorsales [5]. De acuerdo con la misma figura, se observa que a largo plazo serán necesarios enlaces con tasas de transmisión de 1 [Tbps] o superiores. Para que la actualización de Ethernet posterior a 400 [Gbps] sea factible económicamente, deberá soportar tasas superiores a terabits por segundo, lo cual

significará una gran inversión en investigación y desarrollo de sistemas tanto electrónicos como ópticos que soporten tales tasas de transmisión. Los adelantos que requiere dicha actualización podrán lograrse mediante el empleo de formatos avanzados de modulación, nuevas tecnologías ópticas y de nuevos esquemas de multiplexión, por ejemplo multiplexión por división de frecuencias ortogonales (OFDM) o Nyquist WDM, que permitirán la implementación de redes con mayor alcance, capacidad y fiabilidad.

### 1.7 Justificación.

En el presente capítulo se explicaron las características básicas de los sistemas de comunicaciones ópticas, así como la tecnología Ethernet y su importancia en la actualidad. Como se mencionó anteriormente, Ethernet es la tecnología más utilizada en redes de datos y esto es gracias a su simplicidad y a la compatibilidad que tiene con el protocolo de transmisión de datos digitales llamado Protocolo de Internet (IP), que es conocido y usado por miles de millones de personas en todo el mundo [14].

Las últimas versiones de Ethernet con interfaz óptica también son compatibles con la tecnología óptica de transporte OTN debido a la facilidad y a la transparencia que ésta ofrece en la transmisión de información digital. Gracias al empleo de tecnología óptica WDM se ha logrado la transmisión de tasas muy altas a distancias mucho más grandes que las que se podrían alcanzar con otros sistemas de telecomunicaciones.

Distintos estudios indican que la necesidad de aumentar el ancho de banda de las redes de telecomunicaciones actuales es cada vez más imperativa. Esto se debe al incremento masivo del tráfico en Internet y a las nuevas aplicaciones que surgen cada día y que aumentan la demanda de ancho de banda, como se puede ver la figura 1.13. Todo indica que el crecimiento del tráfico en Internet no se detendrá en el futuro cercano, lo que impone gran presión a la estructura actual de las redes de datos.

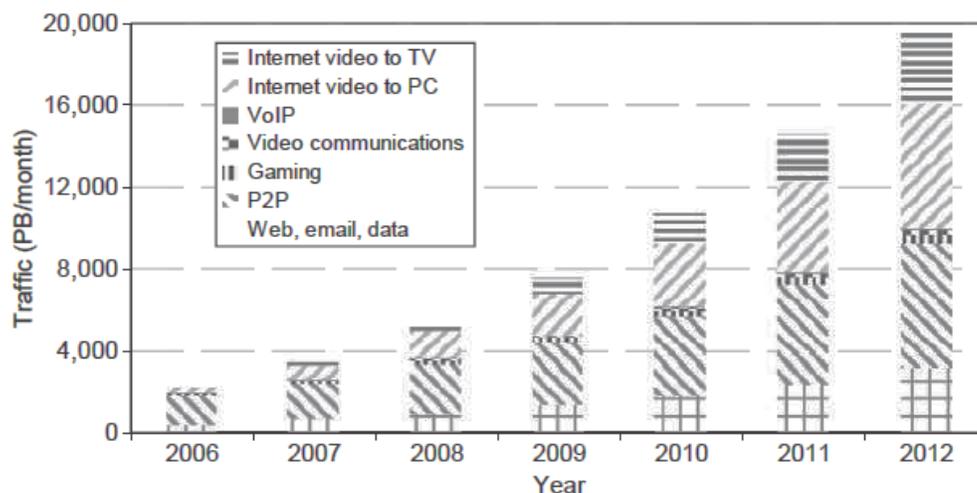


Figura 1.13 Aumento del tráfico en Internet para distintas aplicaciones [24].

Existe actualmente una fuerza de trabajo del IEEE dedicada al análisis de la actualización del estándar Ethernet a 400 [Gbps]. Eventualmente será una realidad la implementación de este estándar en las redes de comunicaciones a través del mundo, lo que tendrá un gran impacto en el alcance y capacidad que tienen las mismas. El estudio de las distintas arquitecturas para los transceptores ópticos que podrían emplearse en la nueva actualización de Ethernet es muy importante porque con base en éste se elegirán los dispositivos ópticos que hagan posible esta evolución en las redes de datos y se mostrará la tendencia que habrá en los futuros sistemas ópticos.

En esta tesis se proponen, analizan y comparan tres distintas arquitecturas de transceptores ópticos (PMD) para 400 GbE: 16x25, 10x40 y 8x50 [Gbps]. Para lograr esto se deberán estudiar sistemas ópticos basados en tecnología de punta que permitan trabajar con altas tasas de transmisión, presenten las menores pérdidas y penalidades de potencia debidas a los distintos fenómenos que ocurren en los sistemas ópticos. Dicho estudio se presenta en los capítulos siguientes, así como una explicación de las arquitecturas analizadas con ayuda de un simulador numérico de sistemas ópticos para determinar su factibilidad técnica. La importancia de este trabajo consiste en que las arquitecturas del transceptor elegidas son implementaciones bajo consideración por la fuerza de trabajo de 400 GbE para crear el estándar correspondiente con una especificación en el alcance de 10 [km] [21, 23].

## Conclusiones del capítulo.

- La demanda de ancho de banda en las redes de telecomunicaciones se está incrementando a un ritmo cada vez más acelerado. De acuerdo a diversas predicciones los sistemas comerciales actuales ya no serán suficientes para satisfacer dicha demanda en los próximos años.
- Los sistemas ópticos de comunicaciones han soportado la creciente demanda de ancho de banda en los últimos años. La tecnología clave para aprovechar la capacidad de la fibra es la multiplexión por división de longitud de onda (WDM) con la cual se pueden transmitir muchos canales empleando una sola fibra óptica.
- Existen distintos factores que pueden afectar el funcionamiento de un sistema óptico de comunicaciones, como pueden ser las pérdidas de potencia en cada uno de los componentes ópticos, la dispersión que se produce en la fibra óptica y los efectos no-lineales que afectan el sistema. El estudio de estos factores y las interacciones entre ellos es necesario para analizar y comparar los sistemas ópticos que se analizan en la presente tesis.
- Los sistemas ópticos de comunicaciones respecto a su alcance puede dividirse en tres: local, metropolitano y larga distancia; los cuales deben desarrollarse a la par para evitar cuellos de botella en las redes. Los sistemas ópticos comerciales actuales pueden operar a tasas de transmisión del orden 100 [Gbps] en el caso de sistemas locales y metropolitanos y a tasas superiores a los 10 [Tbps] en el caso de sistemas de larga distancia.
- Ethernet es el estándar internacional más utilizado a nivel global para redes locales. La evolución de Ethernet es entonces un paso obligado en el desarrollo de sistemas globales con mayor capacidad.
- En las primeras versiones de Ethernet que incluyeron fibra óptica como PMD, ésta se empleaba como una alternativa para aumentar el alcance en los enlaces pero se desperdiciaba el gran ancho de banda que la misma ofrecía. Las actualizaciones más recientes del estándar Ethernet emplean la tecnología WDM para enlaces en los que se requieren altas tasas de transmisión y gran alcance, como en el caso de redes de área metropolitana. La última versión de Ethernet es capaz de transmitir datos a una velocidad de 100 [Gbps] con un alcance máximo de 40 kilómetros.
- En consecuencia a todo lo anterior el IEEE formó una fuerza de trabajo para la creación de la tecnología para la siguiente generación de Ethernet a 400 [Gbps], se pretende que el presente trabajo de investigación contribuya al desarrollo de esta tecnología y por ende de los sistemas de comunicaciones globales, capaces de garantizar el acceso a la información por el mayor número de usuarios.

## 2. Transceptores ópticos WDM para Ethernet.

**Objetivos del capítulo:** *Presentar la evolución que han tenido los transceptores ópticos basados en la tecnología WDM desarrollados para las últimas actualizaciones de Ethernet. Mostrar el estado del arte en dispositivos ópticos para implementar las distintas arquitecturas propuestas para el transceptor óptico de 400 GbE.*

En los capítulos anteriores se explicaron los conceptos necesarios para comprender un enlace óptico WDM así como la tecnología Ethernet. En el presente capítulo se presenta la evolución de los transceptores ópticos de Ethernet, que deriva en la propuesta de las arquitecturas analizadas, las cuales a su vez son detalladas. Además se presenta una investigación sobre los dispositivos disponibles con el estado del arte comercial para implementar estas arquitecturas. Cabe mencionar que la información presentada en el presente capítulo respecto a 40, 100 y el futuro 400 GbE, al ser tecnologías de aparición bastante reciente, está basada en artículos especializados publicados en fechas recientes y representa una aportación de esta tesis a la literatura de habla hispana sobre el tema, y a la vez una invitación a profundizar en las referencias ofrecidas.

### 2.1 Transceptor de 10 GbE.

En el año 2002 se presentó la actualización del estándar Ethernet a 10 [Gbps] (10 GbE), ésta fue la primera actualización que incorporó un sistema WDM con la finalidad de transmitir múltiples canales en paralelo en una sola fibra óptica. Esto permitió incrementar la tasa de transmisión del anterior estándar en un factor de 10 y ampliar considerablemente la cobertura de la red gracias a la mínima atenuación que presenta la fibra óptica [1].

En 10 GbE se definen especificaciones para redes de área local (LAN) y de área metropolitana (MAN) y para el transporte de tramas Ethernet en redes de área amplia (WAN) mediante el uso de tecnología digital síncrona SONET/SDH, como se mencionó en el capítulo 1 de la presente obra. El estándar mencionado está diseñado para operar en modo de no-contención ‘full duplex’, por lo que ya no se emplea un sistema de detección de colisiones CSMA/CD y los límites del enlace sólo dependen de las características del medio físico. Los enlaces 10 GbE deben garantizar una tasa de bit erróneo (BER) de  $10^{-12}$  [2].

En la tabla 1.3 (capítulo 1) se muestran las especificaciones para los medios ópticos estandarizados en 10 GbE aunque también existen especificaciones para otros medios físicos como el par trenzado y el cable coaxial. En la tabla mencionada se puede observar que el alcance logrado mediante las especificaciones presentadas va desde 300 [m] para redes de área local hasta 40 [km] para redes de área metropolitana. La especificación para el transceptor óptico (PMD) de 10 GbE que emplea tecnología WDM es la designada 10GBaselX4, donde L significa rango amplio y X especifica el tipo de codificación 8B/10B. Dicho transceptor transmite 4 canales ópticos con una tasa de transmisión de 3.125 [Gbps] (2.5 [Gbps] de datos y el resto debido a la codificación empleada 8B/10B) sobre una fibra óptica multimodo (MMF) o monomodo (SMF), centrados alrededor de la longitud de onda de 1310 [nm]. En el primer caso se puede lograr un alcance de 200 [m] y en el segundo de 10 [km]. Los

láseres empleados pueden ser de tipo DFB o VCSEL modulados directamente y los receptores ópticos son foto-detectores tipo PIN [2]. En la figura 2.1 se muestra un esquema del PMD 10GBaseLX4.

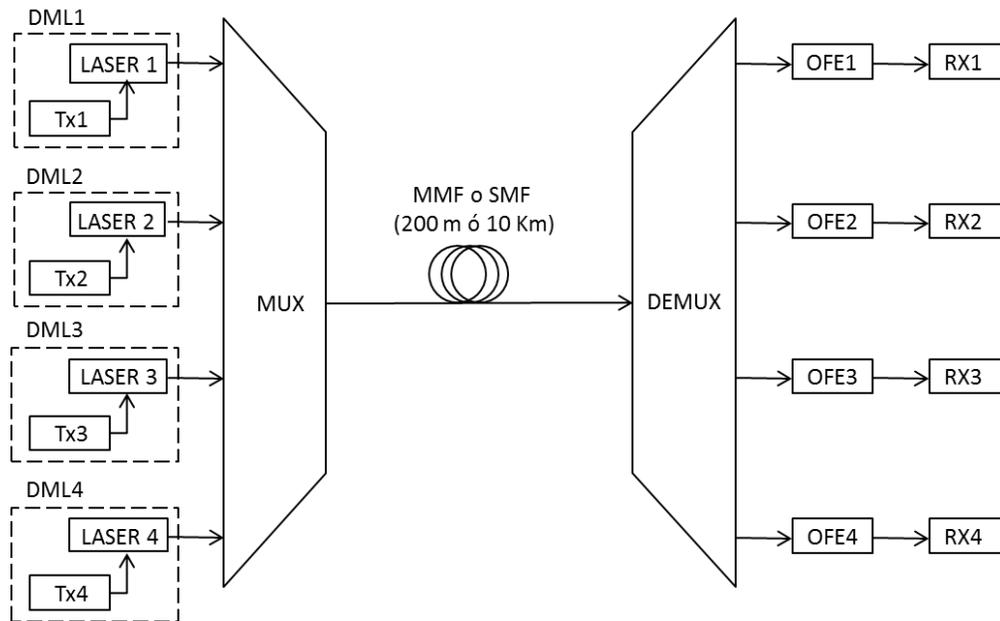


Figura 2.1 Diagrama de PMD 10GBaseLX4. Los láseres pueden ser DFB o VCSEL.

## 2.2 Transceptores WDM de 40 GbE.

Como se mencionó en el inciso 1.5.3 (capítulo 1) en el año 2010 se publicó la actualización del estándar Ethernet a 40 y 100 [Gbps]. En este mismo apartado se presentó la tabla 1.4 en donde se muestran algunas especificaciones del mismo estándar. En el caso de 40 GbE sólo existe un PMD que designa el uso de tecnología WDM y es denominado 40GBaseLR4, donde L significa rango amplio y R hace referencia al tipo de codificación 64B/66B. Esta PMD se basa en la tecnología CWDM y define el empleo de 4 canales ópticos a 1270, 1290, 1310 y 1330 [nm] cada uno con una tasa de transmisión de 10.3125 [Gbps] (10 [Gbps] de datos y el resto debido a la codificación 64B/66B) transmitidos en una sola fibra óptica monomodo y con un alcance de 10 [km]. Los láseres empleados en este PMD son de tipo DFB modulados directamente y los receptores ópticos que se utilizan son foto-detectores tipo PIN [3]. En la figura 2.2 se muestra un diagrama del PMD 40GBaseLR4.

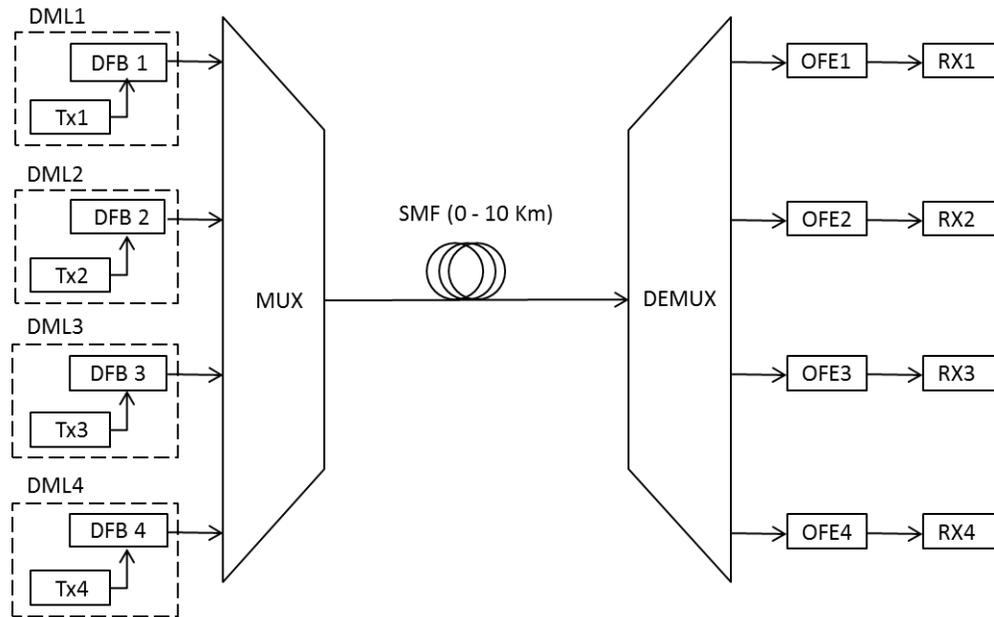


Figura 2.2 Diagrama de PMD 40GBaseLR4.

### 2.3 Transceptores WDM de 100 GbE.

La actualización del estándar Ethernet a 100 [Gbps] define dos distintos PMD's para fibra SMF. El primero es llamado 100GBaseLR4 y se basa en la tecnología WDM, tiene un alcance de 10 [km] sobre fibra óptica monomodo empleando 4 canales ópticos con longitudes de onda de 1295, 1300, 1305 y 13010 [nm]. El formato de modulación empleado es On-Off Keying (OOK). Cada canal transmite a una tasa de 28.78125 [Gbps] (25 [Gbps] de datos y el resto debido a la codificación 64B/66B) con lo que se alcanza una tasa de transmisión de 100 [Gbps]. Los receptores ópticos empleados son fotodetectores tipo PIN y los transmisores son láseres tipo DFB modulados externamente por electroabsorción (EAM) [3]. La codificación 64B/66B agrega 2 bits por cada octeto de bytes, es decir 64 bits, resultando en bloques de 66 bits seriales, para una detección de errores robusta.

La otra especificación para el transceptor óptico o PMD empleado en 100 GbE es el llamado 100GBaseER4 y es similar a 100GBaseLR4, con la única diferencia de que tiene un alcance de al menos 40 [km] (E significa rango extendido). Este incremento en el alcance se logra mediante el uso de un amplificador óptico de semiconductor (SOA) antes de la demultiplexión (pre-amplificación) [3]. Este transceptor es el antecedente inmediato de las arquitecturas propuestas en la presente tesis, por lo que en los apartados siguientes se tratará con mayor profundidad.

### 2.4 Estado del arte en transceptores de 100 GbE.

A partir de la creación del estándar 100 GbE han surgido distintas versiones de transceptores ópticos que cumplen con el estándar mencionado. Gracias a los avances tecnológicos logrados en los distintos dispositivos ópticos y en los métodos de fabricación de los mismos, se han logrado optimizar estos transceptores.

Como se mencionó en el inciso anterior, el PMD 100GBaseER4 consiste en un sistema WDM de cuatro canales modulados externamente, multiplexados sobre fibra óptica monomodo, pre-amplificados por un SOA antes de la demultiplexión, con un alcance de 40 [km] como se muestra en la figura 2.3.

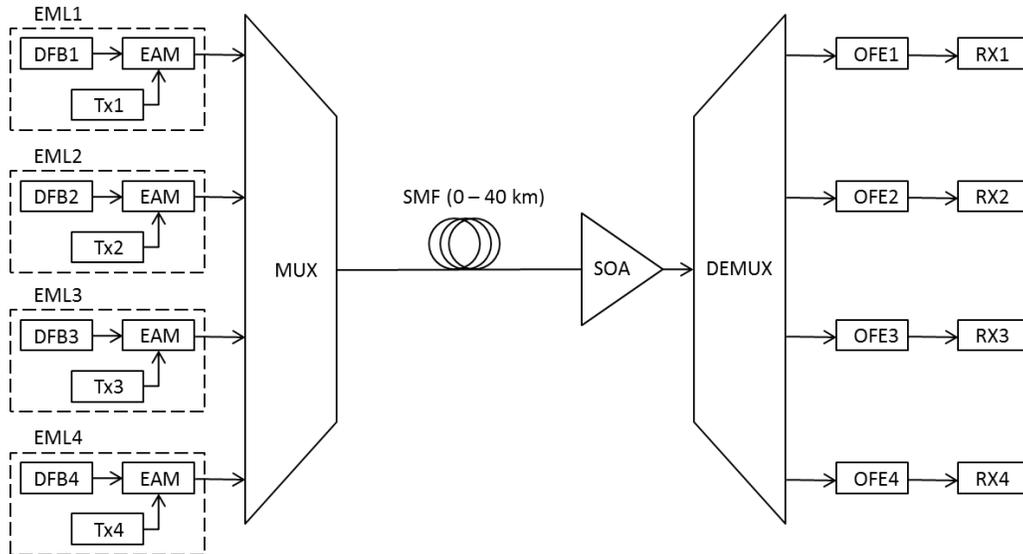
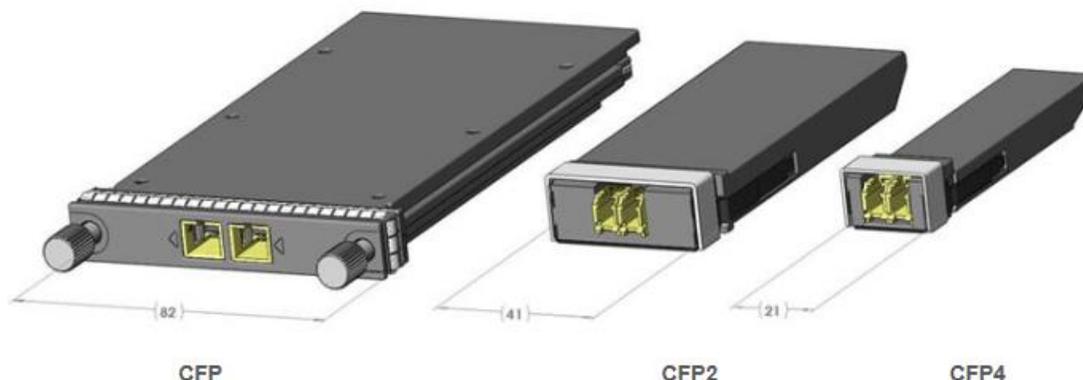


Figura 2.3 Diagrama de PMD 100GBaseER4.

Comercialmente, el PMD de 100 GbE se integra en un bloque llamado transceptor que contiene el transmisor y el receptor óptico empaquetados en un solo dispositivo. Como el estándar especifica, se deben transmitir cuatro canales electrónicos de 25.78125 [Gbps] que se ajusten naturalmente a los cuatro canales ópticos para su transmisión mediante WDM. Sin embargo, debido a las limitantes en los dispositivos electrónicos, la primera generación de transceptores 100 GbE presentada en 2011, se diseñó contemplando 10 bloques electrónicos en paralelo con una tasa de transmisión de 10.3125 [Gbps] agregando un serializador/deserializador de 10 a 4 canales como etapa adicional al transceptor óptico, éste recibió el nombre de módulo CFP (100 form-factor pluggable) [4]. En el mismo año 2011, la empresa japonesa Opnext demostró el funcionamiento de su transceptor óptico basado en 100GBaseER4 [5], y en Febrero del mismo año Fujitsu presentó su transceptor óptico basado en el mismo PMD [6].

Para la segunda generación de transceptores CFP se eliminó la etapa de serialización/deserialización debido al avance obtenido en los dispositivos electrónicos para alcanzar una tasa de transmisión eléctrica de alrededor de 25 [Gbps] por canal. Este nuevo transceptor se denominó CFP2 y tiene como ventaja un menor consumo de potencia y un tamaño menor al de un módulo CFP de primera generación [4]. La empresa estadounidense Finisar tiene a la venta módulos CFP2 para tasas de transmisión de 40 y 100 [Gbps] con un alcance de hasta 10 [km] (100GBaseLR4) [7]. Por otra parte, la empresa Fujitsu anunció que para el año 2014 pondrá a la venta un módulo CFP2 con tasa de transmisión de 100 [Gbps] y alcance de 40 [km], por lo que cumplirá por completo con las especificaciones de 100GBaseER4 [8].

En Marzo del año 2012 la empresa Finisar presentó un informe sobre los avances obtenidos en la creación de módulos CFP para el estándar 100 GbE. En este informe se explica que los avances tecnológicos obtenidos para la integración de circuitos ópticos y electrónicos permitirá la elaboración de módulos CFP más pequeños y con un menor consumo de potencia, con lo que se multiplicará la capacidad de los paneles ópticos empleados en las redes Ethernet [9]. Esta nueva generación de transceptores ópticos integrados se designó CFP4 y el proceso mediante el cual se lograrían obtener dispositivos con las características mencionadas es llamado integración monolítica [10]. En la figura 2.4 se muestran las distintas generaciones de módulos CFP y su tamaño.



*Figura 2.4 Distintas generaciones del transceptor 100GBaseER4 y su ancho en [mm].*

## **2.5 Arquitecturas propuestas para el transceptor de 400 GbE.**

Para el desarrollo de la presente tesis se eligieron tres distintas arquitecturas de transceptores ópticos para su análisis y comparación, reportados en el capítulo 3 de este documento. En el presente apartado se describen estos transceptores y los distintos componentes que los conforman.

La diferencia principal entre los tres transceptores es el número de canales ópticos y su tasa de transmisión. Todas las arquitecturas propuestas se desarrollaron para alcanzar la tasa de transmisión total de 400 [Gbps] y cumplir con los objetivos especificados por la fuerza de trabajo de 400 GbE presentados en el capítulo 1 de esta obra. Las tres arquitecturas propuestas son: 16 canales con una tasa de transmisión de 25 [Gbps] cada uno (16x25), 10 canales con tasa de transmisión de 40 [Gbps] (10x40) y 8 canales con tasa de 50 [Gbps] (8x50). Cada canal es transmitido por un láser de realimentación distribuida (DFB) modulado externamente (EML) por un modulador de electro-absorción (EAM). Los canales se multiplexan hacia una fibra monomodo (SMF) estándar y antes de su entrada al receptor óptico son pre-amplificados por un amplificador óptico de semiconductor (SOA). Una vez en el receptor óptico se demultiplexan los canales para su detección por medio de un fotodiodo PIN, el cual transforma la señal óptica en eléctrica. Para las tres arquitecturas del transceptor se emplearon dispositivos ópticos del mismo tipo pero no con las mismas características. Los parámetros particulares para cada arquitectura se muestran en el capítulo 3 de esta obra.

### 2.5.1 Transmisor óptico.

Las características principales de una fuente óptica son: la longitud de onda a la que trabajan, la potencia con que emiten radiación, la forma de onda de salida y el ancho espectral. Este último se refiere al intervalo de frecuencias o longitudes de onda a la que emite radiación dicha fuente óptica.

Las fuentes ópticas más utilizadas en la actualidad para sistemas de comunicaciones son las de semiconductor y existen de dos tipos: los Diodos Emisores de Luz (LED) y los Diodos Láser (LD) [11]. Las fuentes ópticas tipo LED emplean el proceso de emisión espontánea por lo que los fotones generados tienen características distintas unas respecto de otros y se tiene un ancho espectral mayor que el de una fuente óptica de tipo LD. Una fuente LED trabaja con tasas de modulación y potencias menores que con las que trabaja un dispositivo LD. A diferencia de los dispositivos LED, las fuentes ópticas de tipo LD utilizan la emisión estimulada para generar fotones con características iguales, lo que provoca que tengan un ancho espectral mucho menor. Las fuentes LD son más eficientes que una fuente tipo LED y pueden ser moduladas a tasas más altas, además de que son más sencillas de acoplar con la fibra óptica, por lo que son las fuentes ópticas más utilizadas en los sistemas de telecomunicaciones a grandes distancias y altas tasas de transmisión [12].

Uno de los LD más utilizados en los sistemas ópticos WDM son los llamados láseres de realimentación distribuida (DFB), en ellos la realimentación se realiza a lo largo de todo el dispositivo mediante un proceso conocido como difracción de Bragg en el que se acopla una longitud de onda determinada que se propaga en el láser, de esta forma se obtiene un ancho espectral pequeño comparado con el que se obtiene con otros láseres [13]. Otro tipo de láseres ocupado en los sistemas de comunicaciones ópticas actuales son los láseres de emisión superficial y cavidad vertical (VCSEL), los cuales son un tipo relativamente nuevo de láseres que emiten en dirección normal a su superficie superior lo que representa ventajas en cuanto a su fabricación [13].

Los láseres DFB tienen la ventaja de que son dispositivos pequeños fabricados con materiales semiconductores, por lo que pueden ser fácilmente integrados monolíticamente a un modulador o un multiplexor fabricados del mismo material; además presentan mayor potencia óptica de salida que un VCSEL, y un ancho de línea menor, es decir, se acercan a ser monocromáticos [14]. Por estas razones son los empleados en la presente tesis.

La modulación más comúnmente empleada en las comunicaciones ópticas en la actualidad es la conocida como modulación prendido-apagado (OOK) en donde el estado prendido significa un bit con valor de 1 y el estado apagado significa un 0. Existen dos formas en las que se puede realizar OOK, la modulación directa y la modulación externa.

La modulación directa sucede cuando se aplica una corriente a la fuente óptica de semiconductor para que ésta produzca una señal óptica de salida que esté en un nivel de potencia mayor al umbral para un bit 1 y menor a éste para un bit 0. Este tipo de modulación es la más sencilla y barata debido a que no se necesita otro componente además de la fuente de luz [12, 15]. La principal desventaja en este tipo de modulación es que la frecuencia y fase de la señal óptica varía con el tiempo. Esto

produce un ensanchamiento del espectro transmitido y por esto mismo una mayor dispersión en la señal de salida. A este fenómeno se le conoce como chirrido espectral, o 'chirp' [15].

El segundo tipo de modulación es llamado modulación externa y consiste en colocar un dispositivo que module la señal óptica a la salida de la fuente continua. Esto se realiza mediante dispositivos que aprovechan los fenómenos de interferometría o electro-absorción y se encargan de generar 1's y 0's dejando pasar u obstruyendo el haz de luz de la fuente, dependiendo del valor de la señal eléctrica de entrada. La implementación de este tipo de modulación reduce el chirp en la señal.

Los moduladores por electro-absorción (EAM) son moduladores externos que utilizan un efecto denominado "Franz-Keldysh", por el cual se reduce la separación entre las bandas de valencia y de conducción de un semiconductor mediante la aplicación de un campo eléctrico. De esta forma el semiconductor que era transparente para cierto rango del espectro, al aplicarse un campo eléctrico empieza a absorber la luz de dicho rango, es decir, obstruye su paso. Mediante este proceso, se obtiene un 1 cuando no se aplica campo eléctrico en el EAM y la absorción es pequeña, y un 0 cuando se aplica un campo eléctrico y la absorción crece dejando pasar poca luz. La aplicación del campo eléctrico es modulada por la señal eléctrica de datos [13].

Otro tipo de moduladores externos son los llamados moduladores Mach-Zehnder (MZM), que utilizan el fenómeno de interferometría para su funcionamiento. En este tipo de moduladores la señal óptica se divide en dos guías de onda de cierta longitud y después se vuelve a unir en una sola, la aplicación de un campo eléctrico hará que cambie el índice de refracción de una de las guías de onda. Si no existe un campo eléctrico externo, las señales que viajan por ambas guías de onda experimentarán un cambio de fase igual y a la salida se obtendrá una interferencia constructiva. Si, en cambio, existe un campo eléctrico aplicado a una de las dos guías de onda que altere el índice de refracción de dicha guía, se producirá un desfase igual a  $\pi$  para cierto valor del campo, y la señal de salida del interferómetro tendrá una interferencia destructiva por lo que la potencia de la señal resultante será próxima a 0 a la salida del dispositivo [15]. La aplicación del campo eléctrico es modulada por la señal eléctrica de datos.

Las ventajas que tienen los moduladores EAM frente a los MZM es que tienen un menor consumo de potencia, una mejor relación de extinción y un mayor ancho de banda (>50 [GHz]). Otra ventaja importante es que son más baratos [16]. Por estas razones son los empleados en la presente tesis.

### **2.5.2 Multiplexor/Demultiplexor.**

Las operaciones de multiplexión y demultiplexión son llevadas a cabo utilizando filtros ópticos, los mayormente empleados en la actualidad son principalmente de tres tipos: filtros de películas delgadas (TFF), rejillas de Bragg (FBG) y rejillas por arreglos de guías de onda (AWG).

Los filtros de películas delgadas están compuestos, como su nombre lo dice, de películas de un material aislante. El filtro se construye alternando películas con un alto y un bajo índice de refracción, de manera que formen una "pila reflexiva" o cavidad Fabry-Perot. Cuando la señal óptica con distintas longitudes de onda incide en esta pila reflexiva, se llevan a cabo procesos de

interferencia de forma que sólo las señales con longitudes de onda iguales o cercanas a la del filtro podrán pasar a través de la pila y las demás serán reflejadas [17].

Las rejillas de Bragg (FBG) se construyen al hacer interferir en una fibra óptica monomodo dos haces de luz ultravioleta. De esta manera se graba permanentemente en la fibra un patrón de interferencia en el que el valor del índice de refracción varía periódicamente, creando así regiones de bajo y alto índice de refracción que se alternan a lo largo de la fibra. Al hacer incidir una señal WDM en rejilla de Bragg las regiones de alto y bajo índice de refracción producen un proceso de interferencia, similar al que ocurre en la pila reflexiva de un TFF, pero esta vez reflejando una longitud de onda conocida como longitud de onda de Bragg y permitiendo al resto de los canales propagarse a lo largo de la fibra. Una de las ventajas que presenta un filtro basado en FBG's es el fácil acoplamiento del mismo con una fibra óptica (ambas son fibras), además de que estos filtros tienen un ancho de banda angosto por lo que han sido recomendados para sistemas DWDM con espacio inter-canal de 50 [GHz] o más pequeño [17]. Como se trató anteriormente, el tipo de WDM empleado en la presente tesis es LAN WDM cuyo espacio intercanal es mayor a 100 [GHz], por lo que esta última ventaja no representa utilidad para las arquitecturas analizadas.

Las rejillas por arreglos de guías de onda (AWG) están compuestas por arreglos de segmentos de fibra óptica, cada uno de los cuales difiere del siguiente por una longitud fija. Los segmentos están unidos en sus extremos a dos acopladores, al hacer incidir en el acoplador de entrada una señal WDM, ésta se propaga a lo largo de todos los segmentos. Debido a que cada segmento tiene una longitud distinta, la luz que llega al acoplador de salida ha recorrido un camino óptico distinto, lo que produce una diferencia constante entre la fase de las ondas de luz que recorren segmentos adyacentes. Esto resulta en la formación de un patrón de interferencia en el acoplador derecho en el que cada longitud de onda de que se compone la señal WDM ilumina una fibra óptica de salida diferente. De esta manera, el AWG funciona como un demultiplexor aunque también puede funcionar en sentido opuesto por lo que puede emplearse como un multiplexor [17]. La ventaja principal de este tipo de filtros respecto a los anteriormente mencionados es que es sumamente compacto, lo que permite su fácil integración con otros componentes. Esta ventaja es fundamental para los sistemas analizados en este proyecto de investigación, por lo cual los multiplexores y demultiplexores empleados son de tipo AWG.

### **2.5.3 Amplificador Óptico.**

Existen tres diferentes tipos de amplificadores ópticos utilizados comúnmente en los sistemas WDM, estos tipos son: EDFA, amplificadores tipo Raman y amplificadores ópticos de semiconductor (SOA).

Los amplificadores tipo EDFA utilizan una región de fibra dopada con Erblio, la cual es bombeada mediante un láser a una longitud de onda de 980 [nm] o 1480 [nm]. La principal característica de este tipo de amplificadores ópticos es su gran ancho de banda de amplificación, el cual se encuentra en la banda C de 1530 a 1565 [nm] [12].

Los amplificadores tipo Raman se basan en el efecto no lineal conocido como Esparcimiento Estimulado de Raman. La diferencia principal con los EDFA's es que los amplificadores Raman utilizan la misma fibra óptica en la que se transmite como medio de amplificación. Los amplificadores tipo Raman producen una mejor distribución de la potencia a lo largo de la fibra, por lo que se reducen los efectos no lineales en la misma. La desventaja principal de este tipo de amplificadores es la gran cantidad de potencia requerida para operar, sin embargo se utilizan ampliamente en enlaces de ultra-larga distancia [18].

Por último, se tienen los amplificadores ópticos de semiconductor (SOA) que también hacen uso del fenómeno conocido como emisión estimulada. De hecho los SOA's son dispositivos muy similares a los láseres de semiconductor. La diferencia entre ambos es que los SOA's carecen de una cavidad resonante, contando solamente con una región de ganancia que amplifica la radiación electromagnética incidente. Una de las ventajas que tienen los amplificadores ópticos de semiconductor es que, debido a estar fabricados con materiales semiconductores, es mucho más sencillo integrarlos con otros dispositivos ópticos que estén fabricados con los mismos materiales como los láseres o los fotodiodos, lo que significa un ahorro de potencia y simplifica el manejo del sistema [19].

El SOA se eligió como pre-amplificador de la señal óptica debido a que estos dispositivos cuentan con la ventaja de ser pequeños y estar fabricados con materiales semiconductores, por lo que su integración con otros dispositivos ópticos fabricados con el mismo tipo de material como los láseres o los fotodiodos, es sencilla, además de poder operar en la ventana de los 1300 [nm]. Como característica adicional los SOA's no requieren tanta potencia para operar, como un amplificador tipo Raman, y su implementación es más sencilla que la de un amplificador tipo EDFA o Raman debido a que no requieren una señal de bombeo. Su principal desventaja es su comportamiento altamente no lineal para potencias cercanas o mayores a su potencia de saturación.

#### **2.5.4 Receptor óptico.**

La conversión óptica a eléctrica se realiza en el receptor óptico mediante el uso de un foto-detector de ley cuadrada que genera una corriente proporcional a la potencia óptica que es entregada al receptor por la fibra óptica [15], esquema conocido como detección directa.

Los foto-detectores deben tener ciertas propiedades que les permitan obtener una señal sencilla de interpretar para el sistema receptor. Algunas de estas propiedades son una buena sensibilidad, alta velocidad de respuesta, bajo nivel de ruido y que sean poco sensibles a las variaciones de temperatura [12]. Los dos tipos de foto-detectores más utilizados son los de unión PIN y los fotodiodos de avalancha (APD), ambos fabricados con materiales semiconductores.

La ventaja de un fotodiodo PIN es el incremento de la región activa del fotodetector, es decir, la región en la cual se generan pares electrón-hueco, con lo que se aumenta el número de fotones que se pueden absorber y por lo mismo se incrementa la eficiencia del fotodiodo. Una desventaja es que el tiempo de respuesta del fotodetector aumenta debido a que los electrones y huecos generados por la absorción tardan más tiempo en cruzar la región activa [13, 20].

Los APD's incrementan la fotocorriente generada en la unión p-n, por lo que consiguen un aumento de la responsividad (la capacidad del fotodiodo de generar pares electrón-hueco debido a la incidencia de una señal óptica) y sensibilidad con respecto a los fotodiodos PIN. La principal desventaja de este tipo de fotodiodos es que son más sensibles a la temperatura que los de unión PIN y también son más costosos [13].

En los sistemas analizados el costo de los dispositivos juega un rol importante, así como su estabilidad en presencia de variaciones de temperatura, ya que no se incorporan sistemas adicionales para este fin. Por estas razones, y dado que existen fotodiodos PIN con un tiempo de respuesta necesario para soportar las tasas de transmisión de los sistemas analizados en esta tesis, se eligieron estos como receptores ópticos.

## **2.6 Estado del arte en componentes ópticos para 400 GbE.**

En el año 2011 la empresa japonesa NTT Corporation demostró el funcionamiento de un láser modulado externamente con un formato de no regreso a cero (NRZ) y una tasa de transmisión de hasta 50 [Gbps], el cual podría usarse para los transceptores de 400 GbE. Este láser es de tipo DFB integrado con un modulador EAM y se probó a distancias de 10 y 40 [km] en fibra óptica monomodo [21] por lo que puede considerarse como una opción viable para su uso como transmisor óptico en la arquitectura del transceptor 8x50. Otra opción para esta misma arquitectura es el láser DFB integrado a un modulador de electro-absorción mostrado en [22] ambos alcanzan la tasa de transmisión requerida (50 [Gbps]). Transmisores ópticos con tasas de 40 y 25 [Gbps] se presentan en [6, 23, 24, 25]; la mayoría de estos dispositivos emplean diodos láser con moduladores externos de electro-absorción y su tamaño es muy reducido, con lo que se puede aumentar el número de transmisores en una red óptica fácilmente. En cuanto al multiplexor y el demultiplexor, existen ya en el mercado componentes de este tipo empaquetados junto a los respectivos transmisores ópticos para lograr la transmisión de 8 canales con tasa de transmisión de 50 [Gbps] cada uno [26].

En el caso de la fibra óptica, se han reportado fibras comerciales con coeficiente de atenuación de 0.35 [dB/km] en la ventana de transmisión de 1310 [nm] [27]. Por otra parte, la empresa Thorlabs presentó un SOA en el año 2011 con una ganancia de pequeña señal de 30 [dB], una potencia de saturación de 17 [dBm] y una figura de ruido de 7 [dB] [28]. Estos parámetros fueron empleados para realizar la optimización de las arquitecturas explicada en el capítulo 4 de esta tesis.

La empresa Finisar presentó este año un fotodetector basado en un diodo PIN que trabaja a una frecuencia de hasta 50 [GHz] en las ventanas de transmisión de 1310 y 1550 [nm] y acepta una potencia óptica de entrada de hasta 10 [dBm] [29], con lo que se comprueba la posibilidad de implementar canales ópticos con tasas hasta de 50 [Gbps]. Receptores ópticos para las tasas de 40 y 25 [Gbps] han sido mostrados también en [27, 30], estos están compuestos por fotodiodos tipo PIN y amplificadores de trans-impedancia conectados a receptores eléctricos que se encargan de interpretar la señal digital.

## Conclusiones del capítulo:

- El estándar Ethernet a 10 [Gbps] fue la primera actualización del mismo que incorporó tecnología WDM, lo que permitió incrementar la tasa de transmisión del anterior estándar en un factor de 10 y ampliar considerablemente la cobertura de la red gracias a la mínima atenuación que presenta la fibra óptica. La máxima distancia alcanzada en esta versión del estándar Ethernet es 40 [km].
- Las versiones del estándar Ethernet a 40 y 100 [Gbps] siguieron la tendencia de 10 GbE de utilizar tecnología WDM. La máxima distancia alcanzada es 10 y 40 [km], respectivamente.
- La nueva generación de transceptores ópticos integrados para 100 GbE presentará dispositivos más pequeños y con un menor consumo de potencia, con lo que se multiplicará la capacidad de los paneles ópticos empleados en las redes Ethernet.
- Las arquitecturas propuestas en este proyecto para la siguiente actualización de Ethernet a 400 [Gbps] están basadas también en tecnología WDM, siguiendo la tendencia mostrada anteriormente.
- Las arquitecturas propuestas son: 16 canales ópticos a 25 [Gbps] cada uno, 10 canales a 40 [Gbps] y 8 canales a 50 [Gbps].
- Para todas las arquitecturas se decidió emplear:
  - Como transmisor óptico: láseres DFB debido a que pueden ser fácilmente integrados monolíticamente a otro dispositivo fabricado con el mismo material, además presentan mayor potencia óptica de salida que un VCSEL y un ancho de línea menor. Se empleó modulación externa porque reduce el chirp en la señal. Los moduladores EAM tienen un menor consumo de potencia que los MZM, además de una mejor relación de extinción y un mayor ancho de banda, por lo que fueron los elegidos.
  - Como multiplexores y demultiplexores: filtros AWG debido a que son sumamente compactos, lo que permite su fácil integración con otros componentes.
  - Como amplificador óptico: un SOA debido a que estos dispositivos son pequeños y es sencillo integrarlos con otros dispositivos ópticos fabricados con materiales semiconductores. Como característica adicional los SOA's no requieren tanta potencia para operar como un amplificador tipo Raman y su implementación es más sencilla que la de un amplificador tipo EDFA o Raman debido a que no requieren una señal de bombeo. Su principal desventaja es su comportamiento altamente no lineal para potencias cercanas o mayores a su potencia de saturación.
  - Como receptor óptico: un fotodiodo PIN debido a su alta eficiencia y a que no son tan sensibles a la temperatura con los APD's.
- Todos los dispositivos ópticos empleados en el análisis de las arquitecturas propuestas están disponibles con el estado del arte comercial.

### 3. Sistemas bajo prueba.

**Objetivos del capítulo:** Describir brevemente el simulador numérico para sistemas ópticos de comunicaciones empleado para el análisis de las arquitecturas del transceptor propuestas. Especificar los parámetros más relevantes de cada elemento de las arquitecturas WDM comparadas. Esbozar las figuras de mérito empleadas para evaluar el desempeño de los sistemas analizados.

Las simulaciones numéricas que sustentan una parte del análisis presentado en el capítulo 4 de esta obra se realizaron en un paquete de simulación de sistemas ópticos de telecomunicaciones escrito en LabVIEW™ y desarrollado por Bell Labs en colaboración con el Instituto de Ingeniería de la UNAM.

#### 3.1 Simulador de sistemas ópticos.

LabVIEW es un lenguaje de programación gráfico desarrollado por National Instruments empleado comúnmente en adquisición de datos y análisis, o como una herramienta didáctica de laboratorio debido a su uso intuitivo e interfaz gráfica [1]. La unidad básica que emplea un programa en LabVIEW es denominada Instrumento Virtual (VI), el cual puede ser ejecutado como la interfaz principal de usuario o como una subrutina de otro VI, lo cual provee a este lenguaje de gran flexibilidad y modularidad [2].

Por esta flexibilidad y la capacidad de crear, integrar, reutilizar y administrar complejas librerías en un entorno de módulos, LabVIEW es también una opción viable para programar simuladores a nivel sistema para comunicaciones ópticas y electrónicas [3].

El simulador utilizado en el presente proyecto está conformado por varios VI integrados que representan, cada uno, un módulo óptico o electrónico del sistema, el cual procesa la señal transmitida, tales como: generadores de señal, transmisores electrónicos, conectores, transmisores ópticos, moduladores, multiplexores y demultiplexores, fibras ópticas, amplificadores, detectores ópticos y receptores electrónicos. Cada módulo modela las características de propagación y transferencia de la señal de información a través de los dispositivos físicos. Para simulación a nivel sistema, como la realizada en este proyecto, cada componente es descrito por un modelo simple pero eficiente, con el fin de mantener los tiempos de cómputo de simulación de todo el sistema en límites razonables [4].

La interfaz del simulador es gráfica y permite introducir los parámetros de cada dispositivo de forma manual, grabar configuraciones determinadas y leerlas, así como cargar configuraciones preestablecidas para algún dispositivo mediante un archivo. La estructura modular, tanto del programa como de la interfaz, resulta en un simulador de telecomunicaciones bastante completo y fácil de usar. En la figura 3.1 se muestra el diagrama de módulos del simulador empleado.

Los resultados que proporciona el simulador son: Relación señal a ruido óptica (OSNR) en el receptor, parámetro de desempeño Q, razón de bit en error (BER), potencia de cada canal y de la señal total en algunos puntos del sistema, diagramas de ojo, espectro de la señal, parámetros

estadísticos del patrón de bits recibido, patrón temporal de la señal de datos y razón de extinción (ER), principalmente. Uno de los resultados importantes para conocer el desempeño de un sistema es la BER, la cual se calcula experimentalmente como el número de bits erróneos entre el número total de bits transmitidos y se mide con un evaluador de BER, enviando cantidades enormes de bits. En la simulación no es posible realizar este procedimiento, por lo cual se utilizan métodos semianalíticos y estadísticos complejos para proporcionar una aproximación aceptable del valor de BER, sobre lo cual se tratará más adelante.

Por último, cabe mencionar que el simulador utilizado, así como ciertos módulos individuales, han sido validados en trabajos anteriores publicados en la literatura internacional [4].

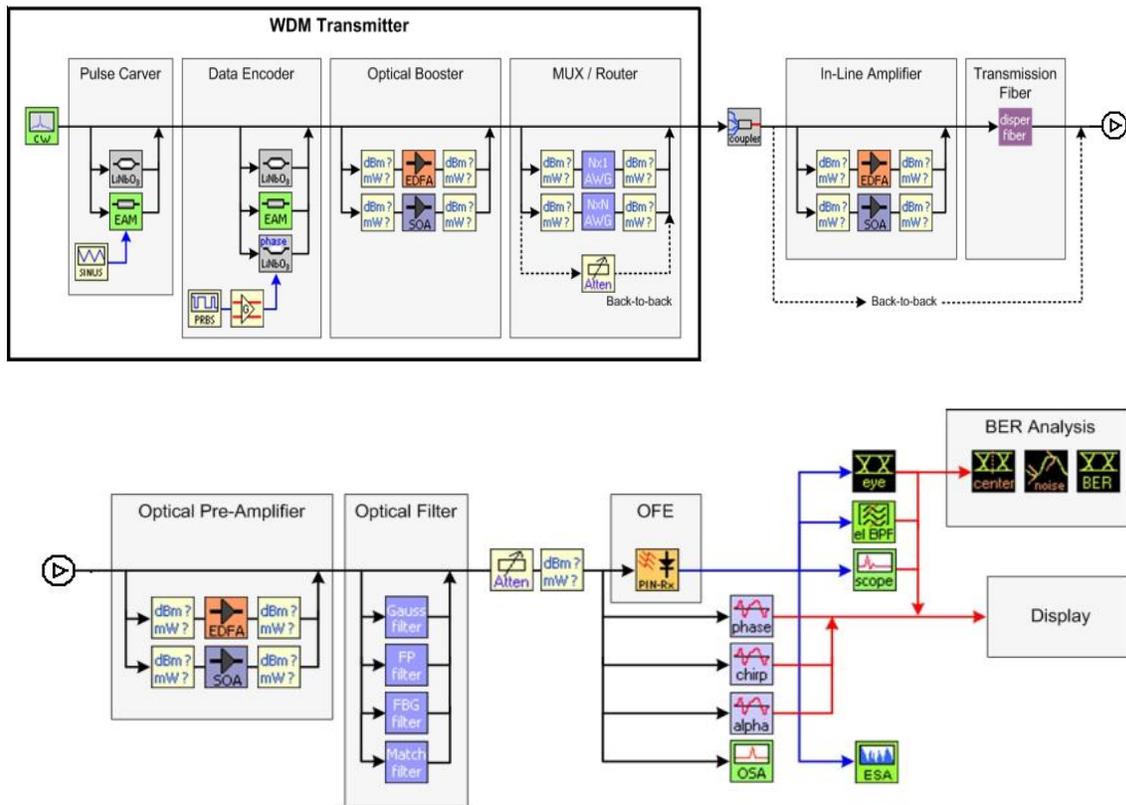


Figura 3.1 Diagrama de módulos del simulador de sistemas ópticos en LabVIEW.

### 3.2 Parámetros de los componentes.

Los sistemas en que se efectúa el análisis son configuraciones físicas para el PMD de 400 Gigabit Ethernet a 10 [km] empleando las arquitecturas del transceptor óptico explicadas en el inciso 2.5 de esta obra (capítulo 2).

Los sistemas bajo prueba constan de los elementos explicados a continuación. Un transmisor WDM compuesto de láseres modulados externamente (EML) multiplexados en una fibra SMF estándar. Cada EML se construye mediante un láser de realimentación distribuida (DFB) modulado

externamente por un modulador de electro-absorción (EAM) controlado por el transmisor electrónico de la señal de datos (Tx). La fibra óptica SMF es el medio de transmisión, con una longitud variable entre 0 y 10 [km]. El receptor se compone por un preamplificador SOA de los canales multiplexados, seguido de un demultiplexor y receptores ópticos (OFE) conectados a su respectivo receptor electrónico (Rx). Las especificaciones de cada componente y su correspondiente módulo en el simulador, con una breve descripción, se detallarán a continuación. Cabe aclarar que los valores de todos los parámetros cumplen con lo fijado por la fuerza de trabajo de 400 GbE (capítulo 1).

### **3.2.1 Transmisor EML y Multiplexor.**

Cada transmisor tiene una OSNR de 38 [dB] y espectro de ASE centrado en la frecuencia del láser con un ancho de 5 [THz]. Cada láser emite una señal continua centrada en determinada frecuencia, dependiendo del canal y el espacio intercanal definido en cada experimento, con un ancho de línea de 30 [MHz]. La potencia promedio de salida modulada ( $P_{out}^{EML}$ ) de cada transmisor óptico se fija de acuerdo con los cálculos presentados en el capítulo 4 de la presente tesis.

El EAM, controlado por la señal de datos del transmisor electrónico, modula la señal continua del láser con un formato de no regreso a cero (NRZ). El EAM es modelado en el simulador mediante una función de transferencia variable en el tiempo, aplicada a la señal continua del láser, que consiste en el producto de términos absorbentes y reactivos en función del voltaje aplicado al modulador, que resultan en un cambio en la absorción y en el índice de refracción del modulador [5]. Como se ha mencionado, está fuera del objetivo de este proyecto la realización del simulador, por lo que se incluyen las referencias para una información detallada sobre el modelado. Mediante el voltaje aplicado al modulador se fija la razón de extinción ER de la señal modulada, en la mayoría de los experimentos, de 8 [dB].

El transmisor electrónico genera una secuencia pseudoaleatoria de bits (PRBS) a la tasa de transmisión requerida con un tamaño de 1024 bits, para cada transmisor se empleó una PRBS distinta. El transmisor tiene un ancho de banda electro-óptico que depende de la tasa de transmisión deseada para cada canal, es decir, 25, 40 y 50 [GHz] con una característica de Bessel de quinto orden.

El multiplexor óptico (MUX) tiene pérdidas de inserción de 3.7 [dB] y el cruzamiento entre canales se fija a los 25 [dB] [6]. El multiplexor se encuentra modelado mediante filtros pasa banda Gaussianos de tercer orden, con un ancho de banda a 3 [dB] de 175 [GHz].

### **3.2.2 Fibra óptica.**

Para la fibra óptica se siguen las especificaciones de la recomendación ITU-T G.652 [7]. Los principales parámetros se muestran en la tabla 3.1. La fibra se modela como un elemento no-lineal caracterizado por la ecuación diferencial escalar de Schrödinger utilizando el método de Fourier de paso dividido simetrizado, el cual consiste en dividir la fibra óptica en segmentos muy pequeños y calcular los efectos dispersivos y no lineales por separado [8]. Para información sobre el modelado,

consultar las referencias. Debe mencionarse que el coeficiente de atenuación de la fibra presentada en la tabla no fue el utilizado en todos los casos puesto que, como se explica en el capítulo 4 de esta obra, en algunos casos fue necesario el empleo de una fibra óptica con menor coeficiente de atenuación. Las pérdidas por empalmes y conectores del enlace de fibra óptica son de 2 [dB].

Parámetros de la fibra @ 1310 [nm]	Valor	Unidades
Coefficiente de dispersión D	-0.20	ps/nm/km
Pendiente de dispersión (slope) S	0.09	ps/nm <sup>2</sup> /km
Pendiente de S	-6.8 x 10 <sup>-5</sup>	ps/nm <sup>3</sup> /km
Coefficiente de atenuación	0.50	dB/km
Área efectiva modal	80	μm <sup>2</sup>
Índice de no-linealidad	2.4 x 10 <sup>-11</sup>	μm <sup>2</sup> /mW

*Tabla 3.1 Parámetros ópticos de la fibra óptica SMF estándar.*

### 3.2.3 Preamplificador SOA.

Los parámetros de los SOA's utilizados se muestran en la tabla 3.2. El modelo temporal del SOA fue concebido para estudiar la propagación no-lineal del pulso y la interacción con una guía de onda activa de material semiconductor. El modelo está basado en la integración analítica de la ecuación de propagación longitudinal de la densidad fotónica y en la integración numérica de las ecuaciones acopladas de razón de cambio que caracterizan al material semiconductor [9]. Para información sobre el modelo, consultar las referencias.

Parámetros del SOA	SOA1	SOA2	Unidades
Ganancia de señal pequeña	23.0	30.0	dB
Potencia de saturación de salida	8.0	17.0	dBm
Longitud de onda de la máxima ganancia	1310	1310	nm
Tiempo de vida de los portadores	200	200	ps
Tiempo de relajación de temperatura	500	500	fs
Factor de compresión de carrier heating CH	0.002	0.002	1/mW
Factor $\alpha$	6.0	6.0	
Factor $\alpha_r$	3.0	3.0	
Figura de ruido del SOA	7.5	7.0	dB

*Tabla 3.2 Parámetros ópticos de los SOA's empleados.*

### 3.2.4 Demultiplexor, receptor óptico y electrónico.

El demultiplexor (DEMUX) tiene pérdidas de inserción de 5.2 [dB] [6], y está modelado mediante filtros Gaussianos de tercer orden con un ancho de banda a 3 [dB] de 175 [GHz]. El OFE consiste en un fotodiodo y un amplificador de trans-impedancia (TIA). El ancho de banda de los fotodiodos

corresponde a la tasa de transmisión empleada en cada arquitectura del transceptor óptico, con una característica de Bessel de quinto orden y responsividad de 0.7 [A/W].

El receptor electrónico consta de un filtro RC de quinto orden con un ancho de banda de 26 [GHz] para la arquitectura del transceptor 16x25, 42 [GHz] para la arquitectura 10x40 y 52 [GHz] para 8x50. La varianza de ruido empleada fue de 2.86 [mV<sub>rms</sub>], correspondiente a una sensibilidad de 40 [mV<sub>pp</sub>]. La sensibilidad de los receptores empleados es calculada en el capítulo 4 como parte del cálculo de presupuestos de potencia.

### 3.3 Medidas de desempeño (Q, BER, OSNR, ER).

Para medir el desempeño de un sistema óptico de comunicaciones existen varios parámetros basados en ciertas características del enlace óptico, llamados también figuras de mérito, los cuales serán brevemente explicados a continuación.

Como se explicó anteriormente, la relación de bits erróneos (o tasa de bits erróneos, BER) se puede definir como la relación que tiene el número de bits erróneos recibidos con el número total de bits transmitidos. Esta relación se muestra en la ecuación 3.1.

$$BER = \frac{E}{n} \quad (3.1)$$

$$n = TR \quad (3.2)$$

Donde E es el número de bits erróneos, n es el número de bits transmitidos, T es el tiempo en que se transmiten n bits y R es la tasa de transmisión. El cálculo de BER es generalmente requerido para la aceptación de un nuevo sistema de telecomunicaciones, en el caso del estándar 400 GbE el BER requerido es de  $10^{-13}$ , lo que significa que sólo un bit erróneo es recibido entre  $10^{13}$  bits transmitidos. Experimentalmente, una forma confiable en que se puede estimar la BER de un sistema es medir el tiempo (T) en que se detectan 100 bits erróneos (E), una vez que se conocen estas variables además de la tasa de transmisión (R), se puede calcular n empleando la ecuación 3.2 y la BER mediante la ecuación 3.1 [10].

El factor de calidad (Q) es un parámetro que puede ser utilizado como una alternativa estadística al cálculo de BER y se define como la relación de la diferencia de las corrientes promedio en los fotodiodos entre un estado de bit uno y un estado de bit cero, a la suma de las desviaciones estándar de las corrientes de ruido para ambos estados. En el modelo se asume que las distribuciones correspondientes son Gaussianas. También puede interpretarse como la relación señal a ruido eléctrica en el circuito receptor [11]. Lo anterior se muestra en la ecuación 3.3 y en la figura 3.2.

$$Q = \frac{|I_1 - I_0|}{\sigma_1 + \sigma_0} = \frac{|V_1 - V_0|}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (3.3)$$

Donde Q es el factor de calidad,  $I_1$  es la corriente promedio en el fotodiodo para el estado de bit uno,  $I_0$  es la corriente promedio en el fotodiodo para el estado de bit cero,  $\sigma_1$  es la desviación estándar para la corriente de ruido en el fotodiodo para el estado de bit uno,  $\sigma_0$  es la desviación

estándar para la corriente de ruido en el fotodiodo para el estado de bit cero,  $V_1$  es el voltaje promedio en la resistencia de carga del fotodiodo para el estado de bit uno y  $V_0$  es el voltaje promedio en la resistencia de carga del fotodiodo para el estado de bit cero. La corriente en el fotodiodo fluctúa entre bits iguales alrededor de una corriente promedio ( $I_1$  para los bits uno e  $I_0$  para los bits cero), lo que puede modelarse como una función de distribución de probabilidad ( $p_r$ ) para ambos niveles de bit donde cada uno tiene su tasa ( $P$ , promedio) y su desviación estándar. En la figura 3.2 se muestra la señal eléctrica entregada por el fotodiodo al circuito de decisión que compara el nivel de la señal con un nivel umbral ( $I_{th}$ ). Si el nivel de la señal del bit recibido es mayor al del umbral entonces el circuito identifica el bit como un uno, en caso contrario lo identifica como un cero [10].

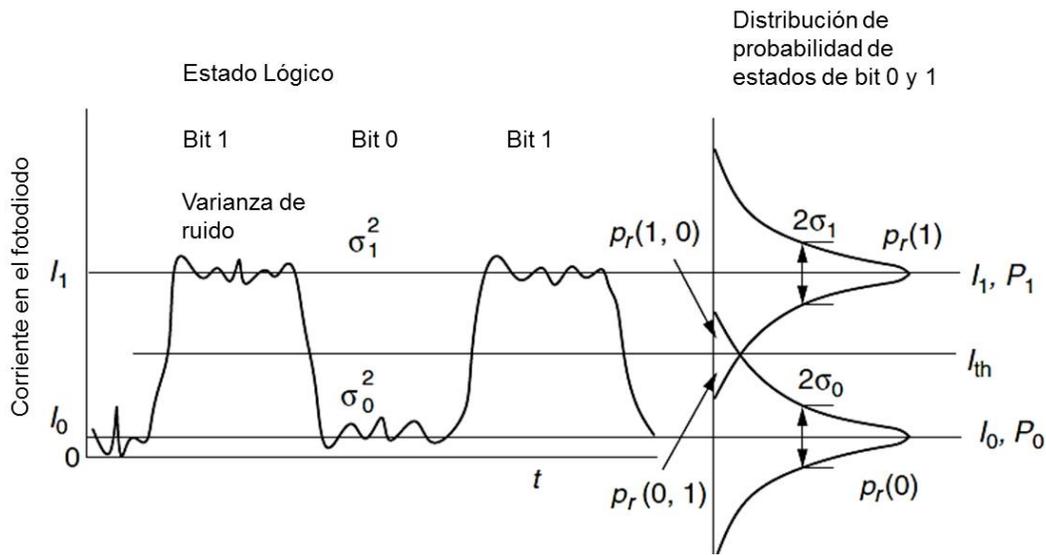


Figura 3.2 Corriente eléctrica en el fotodiodo con ruido y cálculo de factor Q.

La relación entre el factor Q y la BER se muestra en la ecuación 3.4, la cual es una aproximación para un circuito receptor optimizado.

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \quad (3.4)$$

Donde erfc es la función de error complementario [11]. Otra aproximación en el cálculo de BER para cuando Q es mayor que 3 se muestra en la ecuación 3.5.

$$BER \approx \frac{1}{Q\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{Q^2}{2}\right) \quad (3.5)$$

Donde exp es la función exponencial. La obtención de las ecuaciones presentadas queda fuera de los alcances de esta tesis por lo que se orienta al lector a las referencias [10,11].

Otra figura de mérito para caracterizar el desempeño de un sistema de comunicación óptico es la relación de extinción (ER). Ésta es una medida de la modulación digital en la señal portadora y se

define como la potencia óptica promedio de un nivel de bit uno ( $P_1$ ) dividida entre la potencia óptica promedio de un bit cero ( $P_0$ ), por lo que el resultado es siempre mayor a uno. Si la relación de extinción disminuye entonces la diferencia entre la potencia óptica promedio entre los dos niveles de bit también disminuye, esto resulta en la degradación de la sensibilidad y aumenta la probabilidad de que el circuito receptor se equivoque al identificar los bits recibidos, por lo que la BER aumenta [12]. La relación de extinción puede obtenerse mediante la ecuación 3.6.

$$ER = \frac{P_1}{P_0} \quad (3.6)$$

La relación de extinción es comúnmente expresada como un valor positivo en [dB], para obtener este valor se puede emplear la ecuación 3.7.

$$ER_{dB} = 10 \log(ER) \quad (3.7)$$

La relación señal a ruido óptico (OSNR) es otro parámetro importante para medir el desempeño de un sistema. Se define como la relación entre la potencia de la señal y la potencia del ruido en cierto ancho de banda espectral y puede ser calculado en cualquier punto del enlace óptico [12]. La potencia de ruido se puede definir como la potencia de cualquier señal no-deseada que interfiere con la transmisión. Si la potencia de ruido aumenta, el receptor óptico tendrá mayor dificultad al interpretar los bits de información, por lo que puede incurrir en errores, aumentando la BER. Todos los receptores ópticos pueden soportar cierto nivel de ruido si éste se encuentra por debajo de la señal óptica. La OSNR puede definirse también como la relación logarítmica entre la potencia promedio de la señal y la potencia promedio del ruido. Esto se muestra en la ecuación 3.8.

$$OSNR = 10 \log\left(\frac{P_{sig}}{P_{noise}}\right) \quad (3.8)$$

Donde  $P_{sig}$  es la potencia de la señal deseada y  $P_{noise}$  es la potencia del ruido en el ancho de banda determinado. Para medir el OSNR se puede emplear un analizador de espectro óptico (OSA), en el cual se especifica el ancho de banda espectral en el que se encuentra la señal y el OSA mide el promedio de la potencia óptica de la señal en el ancho de banda especificado ( $P_{sig}$ ). Después mide la potencia del ruido a ambos lados de la señal y realiza una interpolación para determinar la potencia de ruido existente en la longitud de onda en que se encuentra la señal ( $P_{noise}$ ) [10]. Una vez que se tienen esos datos, el OSA calcula la OSNR mediante la ecuación 3.8.

## 4. Análisis de resultados.

**Objetivos del capítulo:** *Elegir el plan de frecuencias que asegure el mejor desempeño del sistema. Realizar un presupuesto de potencia convencional, para estimar la potencia promedio que deberá ser entregada por los transmisores ópticos. Realizar simulaciones numéricas para ajustar la potencia de transmisión estimada para cada sistema y analizar las características de cada uno. Optimizar los transceptores ópticos propuestos considerando el uso de dispositivos ópticos de punta disponibles con la tecnología actual y comprobar su viabilidad.*

Las tres arquitecturas WDM propuestas para el transceptor de 400 GbE son: 16 canales con una tasa de transmisión de 25 [Gbps] cada uno (16x25), 10 canales con tasa de transmisión de 40 [Gbps] (10x40) y 8 canales con tasa de 50 [Gbps] (8x50). Estas arquitecturas se eligieron debido a que representan implementaciones reales consideradas por la fuerza de trabajo de 400 GbE para la creación del transceptor óptico correspondiente con un alcance de 10 [km].

Un estudio fundamental en cualquier sistema óptico WDM es la elección del plan de frecuencias que asegure el mejor desempeño del sistema. Una vez elegido el plan de frecuencias se realiza un presupuesto de potencia convencional, por medio de cálculos simples, para determinar la potencia promedio que deberá ser entregada por los transmisores ópticos para garantizar cierto valor de BER en el receptor. Estos cálculos se realizan suponiendo un comportamiento lineal y estático de los dispositivos que componen el sistema.

Una vez hecho el presupuesto de potencia de los sistemas propuestos se deben realizar simulaciones numéricas que tomen en cuenta modelos más complejos de los dispositivos empleados, dinámicos y no-lineales, para ajustar la potencia de transmisión estimada para cada sistema. Estas pruebas se realizaron con ayuda del simulador presentado en el capítulo anterior.

Con los resultados obtenidos con el estudio anterior, se procede a optimizar los transceptores ópticos propuestos considerando el uso de dispositivos ópticos de punta, disponibles con la tecnología actual.

Por último se exponen las ventajas y desventajas que tiene cada sistema para así hacer una comparación cualitativa y cuantitativa de los mismos.

### 4.1 Elección del plan de frecuencias.

El primer paso para desarrollar un sistema óptico multicanal es elegir el conjunto de frecuencias en las cuales operará dicho sistema, mediante la elección de dos parámetros: la frecuencia central del plan y el espaciado intercanal. Como se explicó anteriormente, las bandas de frecuencias ópticas tienen distintas características, una de las principales es la atenuación que introducen a la señal óptica; otra muy importante es el coeficiente de dispersión cromática. La elección de la frecuencia central responde a un balance entre atenuación y dispersión, dependiendo cuál de estas se busque minimizar. Por otra parte, el espaciado intercanal repercute en el impacto en los

efectos no-lineales que afectan a cualquier sistema óptico y que indirectamente generan pérdidas de potencia, así como en el coeficiente de dispersión cromática de cada canal.

#### 4.1.1 Elección de la frecuencia central.

Como se explicó en el capítulo 1, en los sistemas ópticos existen tres ventanas de transmisión que ofrecen los menores valores de atenuación debido a la fibra óptica. Las ventanas con menores coeficientes de atenuación son la segunda (1310 [nm]) y la tercera (1550 [nm]), por lo que la frecuencia central del sistema que se elija debe situarse en una de estas dos ventanas.

Otro aspecto importante a considerar es la longitud de onda de cero dispersión de la fibra óptica SMF la cual está alrededor de los 1310 [nm]. La dispersión en la fibra óptica ocasiona un ensanchamiento de los pulsos ópticos que se transmiten, lo que se traduce en una pérdida de potencia para el receptor y conlleva una penalidad de potencia. Una penalidad de potencia se refiere a la cantidad de potencia adicional que debe suministrar el transmisor óptico en presencia de un fenómeno que degrade el desempeño, para lograr la misma BER (rendimiento o desempeño) obtenida en ausencia de dicho fenómeno. Existen fibras ópticas en las cuales se recorre la longitud de onda de cero dispersión mediante un proceso de dopaje de la sílice para que alcance longitudes de onda dentro la ventana de transmisión de menor atenuación, a 1550 [nm] [1]. Este tipo de fibra óptica es llamada de dispersión desplazada (DSF). En la práctica hay pocos enlaces de este tipo de fibra, mientras que el porcentaje de enlaces implementados con SMF convencional es muy alto. Por esta razón el análisis presentado en este trabajo, así como la mayoría de la literatura internacional, se realiza sobre esta última fibra, teniendo que elegir entre mínima atenuación o mínima dispersión. La elección de la banda óptica alrededor de los 1310 [nm], en la cual los efectos de la dispersión cromática en la fibra óptica son cercanos a cero, previene el uso de técnicas de compensación de dispersión, las cuales generalmente involucran dispositivos voluminosos o costosos que desean evitarse en enlaces locales o metropolitanos, como los analizados en el presente proyecto de investigación.

Debido a lo anterior, la banda de frecuencias elegida es la llamada banda O (Original Band) que va desde 1260 hasta 1360 [nm]. En el análisis aquí presentado se proponen tres alternativas para la frecuencia central. La primera es implementar un plan de frecuencias centrado en  $\lambda_0 = 1310$  [nm], la longitud de onda cercana a la de cero dispersión, plan denominado "simétrico", ya que los canales adyacentes al canal central por ambos lados observan el mismo coeficiente de dispersión cromática. La segunda alternativa es un plan centrado en  $\lambda_0 = 1300$  [nm], denominado "asimétrico" y la última opción es un plan intermedio centrado en  $\lambda_0 = 1305$  [nm].

El plan de frecuencias simétrico conlleva valores de dispersión balanceados para todos los canales del sistema, mientras que el plan asimétrico presenta valores de dispersión distintos para cada canal adyacente, siendo el canal con la mayor frecuencia el más afectado por la dispersión, mucho más que cualquier canal del plan simétrico. Esto podría llevar a concluir precipitadamente que el plan simétrico es la mejor opción pero antes de llegar a esta conclusión se debe tomar en cuenta la respuesta no-lineal del sistema.

La dispersión cromática ayuda a reducir la respuesta no-lineal del amplificador óptico de semiconductor (SOA) debido a que produce una desalineación de los bits, lo que lleva a una descorrelación de las interacciones no-lineales entre las señales temporales de los canales ópticos, cómo se explica en [2]. Este fenómeno ha sido previamente estudiado para un sistema WDM de dieciséis canales a 25 [Gbps] cada uno, por lo que en el presente trabajo no se repetirá dicho estudio, dejando al lector enunciada la referencia [2] para información más detallada.

Como se demuestra en [2] la interacción entre la dispersión cromática y los efectos no-lineales introducidos por el SOA resulta en un mejor desempeño para el plan de frecuencias asimétrico, por lo que se eligió esta opción para el desarrollo de los planes de frecuencias para los distintos transceptores, eligiendo como frecuencia central  $f_0 = 231.4$  [THz], lo que representa una longitud de onda  $\lambda_0 = 1295.56$  [nm].

#### **4.1.2 Elección del espacio intercanal.**

Para completar el plan de frecuencias es necesario elegir un espaciamiento intercanal que garantice un enlace óptico con las mínimas penalidades de potencia posibles.

Los efectos analizados especialmente en esta tesis para observar el rendimiento de los diferentes sistemas propuestos son la dispersión y la mezcla de cuatro ondas (FWM), debido a que son fenómenos con gran impacto en el desempeño del sistema y dependen tanto de la tasa de transmisión como del espaciamiento intercanal, parámetros que se modificarán para hacer una comparación del impacto que tienen en el sistema.

Como se explicó en el capítulo 1, uno de los fenómenos que afectan el rendimiento de un sistema es la dispersión, ésta produce un ensanchamiento de los pulsos ópticos que se transmiten a lo largo de la fibra, lo que a su vez provoca interferencia entre símbolos (ISI) y puede ocasionar que el receptor confunda los bits de información. El coeficiente de dispersión de la fibra aumenta a medida que se emplean longitudes de onda más alejadas de la de cero dispersión (1310 [nm]), por lo que la penalidad por dispersión del sistema también será mayor. Por lo mismo se puede concluir que mientras mayor sea el espaciamiento intercanal mayor será la dispersión que observan los canales que más se alejen de la longitud de onda de cero dispersión.

La penalidad por dispersión también aumenta con la tasa de transmisión. Esto sucede porque mientras mayor sea la tasa de transmisión menor será la duración de los pulsos ópticos (bits), si se considera que el efecto de la dispersión es precisamente un ensanchamiento de los pulsos, entonces habrá una mayor ISI, lo que afectará el desempeño del sistema, de ahí que la penalidad por dispersión aumente.

Para observar cómo se comporta la dispersión conforme se varía el espaciamiento intercanal se propusieron tres distintos espaciamientos y se analizaron para cada una de las tres arquitecturas de los transceptores. El análisis se realizó mediante el cálculo de las penalidades de potencia debidas a la dispersión en la fibra óptica.

Los espaciamentos intercanal elegidos fueron de 400, 600 y 800 [GHz], el primero siguiendo la recomendación ITU-T G.694.1 para sistemas que trabajan en la banda O, el espaciamento de 800 [GHz] se eligió porque, como se demuestra en [3], a pesar de que las penalidades de potencia por dispersión son altas, el efecto que tiene FWM es muy reducido respecto al primer espaciamento. El espaciamento de 600 [GHz] se eligió como una opción intermedia para analizar la relación entre la dispersión y FWM. En las tablas 4.1, 4.2 y 4.3 se muestran los planes de frecuencia para las arquitecturas 8x50, 10x40 y 16x25, respectivamente, con una frecuencia central de 231.4 [THz] y con los tres distintos espaciamentos elegidos. En estas tablas también se muestran las longitudes de onda equivalentes a cada frecuencia.

No. de Canal	$\Delta f=400$ [GHz]		$\Delta f=600$ [GHz]		$\Delta f=800$ [GHz]	
	f [GHz]	$\lambda$ [nm]	f [GHz]	$\lambda$ [nm]	f [GHz]	$\lambda$ [nm]
8	232.6	1288.88	233.2	1285.56	233.8	1282.26
7	232.2	1291.10	232.6	1289.77	233	1286.66
6	231.8	1293.32	232	1293.10	232.2	1291.10
5	231.4	1295.56	231.4	1295.56	231.4	1295.56
4	231	1298.70	230.8	1299.83	230.6	1300.05
3	230.6	1300.05	230.2	1303.21	229.8	1304.58
2	230.2	1302.31	229.6	1306.62	229	1309.14
1	229.8	1304.58	229	1309.14	228.2	1313.73

Tabla 4.1 Plan de frecuencia para la arquitectura 8x50 con distintos espaciamentos intercanal.

No. de Canal	$\Delta f=400$ [GHz]		$\Delta f=600$ [GHz]		$\Delta f=800$ [GHz]	
	f [GHz]	$\lambda$ [nm]	f [GHz]	$\lambda$ [nm]	f [GHz]	$\lambda$ [nm]
10	233	1286.66	233.8	1282.26	234.6	1278.78
9	232.6	1288.88	233.2	1285.56	233.8	1282.26
8	232.2	1291.10	232.6	1289.77	233	1286.66
7	231.8	1293.32	232	1293.10	232.2	1291.10
6	231.4	1295.56	231.4	1296.56	231.4	1295.56
5	231	1298.70	230.8	1299.83	230.6	1300.05
4	230.6	1300.05	230.2	1303.21	229.8	1304.58
3	230.2	1302.31	229.6	1306.62	229	1309.14
2	229.8	1304.58	229	1309.14	228.2	1313.73
1	229.4	1306.86	228.4	1312.58	227.4	1319.265

Tabla 4.2 Plan de frecuencia para la arquitectura 10x40 con distintos espaciamentos intercanal.

No. de Canal	$\Delta f=400$ [GHz]		$\Delta f=600$ [GHz]		$\Delta f=800$ [GHz]	
	f [GHz]	$\lambda$ [nm]	f [GHz]	$\lambda$ [nm]	f [GHz]	$\lambda$ [nm]
16	234.2	1280.07	235.6	1272.46	237	1264.95
15	233.8	1282.26	235	1276.6	236.2	1269.23
14	233.4	1284.46	234.4	1284.46	235.4	1273.54
13	233	1286.66	233.8	1282.26	234.6	1278.78
12	232.6	1288.88	233.2	1285.56	233.8	1282.26

11	232.2	1291.10	232.6	1289.77	233	1286.66
10	231.8	1293.32	232	1293.10	232.2	1291.10
9	231.4	1295.56	231.4	1296.56	231.4	1295.56
8	231	1298.70	230.8	1299.83	230.6	1300.05
7	230.6	1300.05	230.2	1303.21	229.8	1304.58
6	230.2	1302.31	229.6	1306.62	229	1309.14
5	229.8	1304.58	229	1309.14	228.2	1313.73
4	229.4	1306.86	228.4	1312.58	227.4	1319.265
3	229	1309.14	227.8	1316.94	226.6	1323
2	228.6	1311.43	227.2	1319.51	225.8	1327.69
1	228.2	1313.73	226.6	1323	225	1332.41

Tabla 4.3 Plan de frecuencia para la arquitectura 16x25 con distintos espaciamientos intercanal.

Para obtener los valores de la penalidad de potencia por dispersión se realizaron simulaciones de los sistemas ópticos con las arquitecturas y los planes de frecuencia elegidos. La dispersión sucede en la fibra óptica, por lo que las simulaciones se llevaron a cabo con fibra óptica y sin fibra óptica (configuración conocida como 'back-to-back') para observar el comportamiento de la potencia óptica recibida (ROP) en el sistema con dispersión y sin ella y así calcular la penalidad por dispersión a una BER determinada. Con el fin de evaluar sólo el impacto de la dispersión en la fibra en esta prueba, no se consideraron las no-linealidades en el modelo de la misma.

El sistema óptico empleado para calcular la penalidad por dispersión se muestra en la figura 4.1.

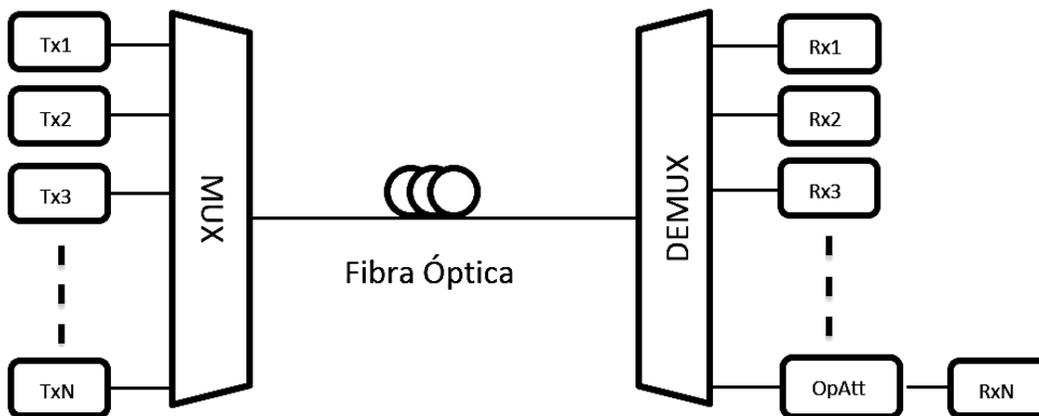


Figura 4.1 Diagrama de sistema empleado para el cálculo de penalidad de potencia por dispersión.

En esta figura se puede observar que el sistema no contempla un amplificador óptico, esto es porque al utilizar un amplificador se añadirían efectos no lineales como FWM mientras que el único efecto que se desea observar es el de la dispersión cromática. La penalidad se calcula en el canal cuya longitud de onda está más alejado de la longitud de onda de cero dispersión (canal 8, 10 y 16, de las distintas arquitecturas). Se agrega un atenuador óptico (OpAtt) antes del receptor del canal analizado, para poder modificar la potencia que es entregada a este último y así observar el

desempeño del sistema con distintos valores de ROP. Con los resultados obtenidos de esta simulación se traza una curva como la mostrada en la figura 4.2 (curva continua), en donde se utilizan los valores de ROP contra  $-\log(\text{BER})$  para mostrar el desempeño del sistema 8x50 con un espaciado intercanal de 800 [GHz] empleando 10 [km] de fibra óptica. El uso de  $-\log(\text{BER})$  para visualizar el desempeño es comúnmente empleado en el análisis de este tipo de sistemas para facilitar el mismo (a mayor valor de  $-\log(\text{BER})$  corresponde un mejor desempeño).

De la misma manera se obtuvo la segunda curva (punteada) mostrada en la figura 4.2, la única diferencia es que para esta curva se eliminó la fibra óptica de las simulaciones para mostrar el comportamiento del sistema sin el efecto de la dispersión. Para obtener los mismos valores de potencia en el receptor óptico y así relacionar ambas curvas, se compensaron en el valor del atenuador óptico las pérdidas debidas a la atenuación en la fibra óptica que fueron de 5 [dB], así como las pérdidas debidas a empalmes y conectores que fueron de 2 [dB] para un total de 7 [dB].

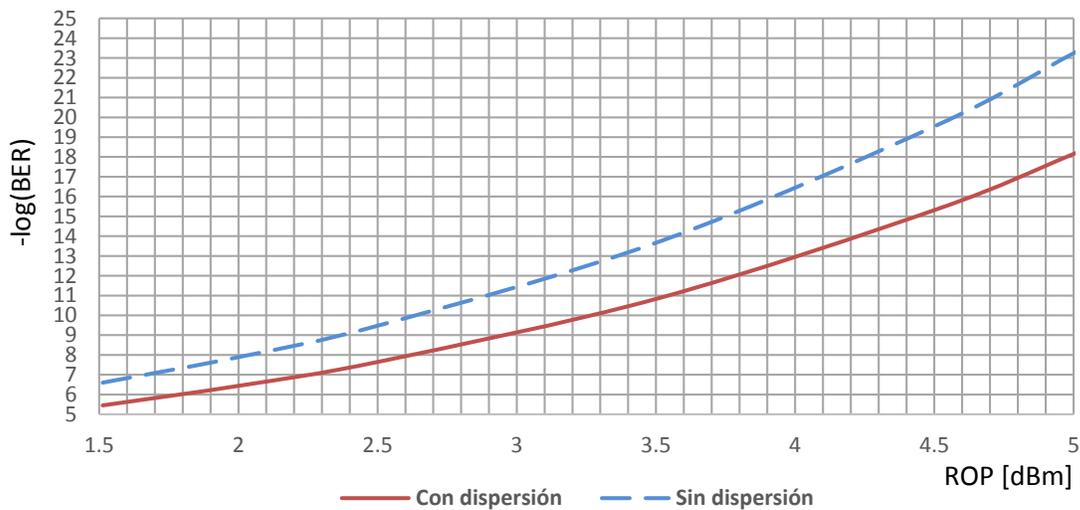


Figura 4.2 Curvas ROP vs.  $-\log(\text{BER})$  con y sin dispersión cromática para el canal N del sistema 8x50 con espaciado intercanal de 800 [GHz].

Una vez obtenidas ambas curvas se mide la diferencia entre ellas para una  $\text{BER} = 10^{-13}$  o, en el caso mostrado, de una  $-\log(\text{BER}) = 13$ , valor considerado “libre de errores” por la fuerza de trabajo de 400 GbE. La diferencia medida es precisamente la penalidad de potencia debida a la dispersión cromática, que en el caso mostrado es de 0.65 [dB].

Se realizó el mismo procedimiento para obtener las curvas de desempeño con dispersión y sin ella de cada uno de los transceptores propuestos con los planes de frecuencia elegidos, para el peor escenario (canal con mayor dispersión acumulada) y de esta forma se obtuvo la tabla 4.4 que se muestra a continuación.

<b>ChSp [GHz]</b>	<b>16x25</b>	<b>10x40</b>	<b>8x50</b>
<b>400</b>	0.10 [dB]	0.26 [dB]	0.36 [dB]
<b>600</b>	0.13 [dB]	0.32 [dB]	0.55 [dB]
<b>800</b>	0.16 [dB]	0.40 [dB]	0.65 [dB]

*Tabla 4.4 Penalidades de potencia por dispersión de cada arquitectura de transceptor con distintos espaciamentos intercanal considerando el peor escenario posible (canal con mayor dispersión).*

En esta tabla se puede observar que la dispersión afecta mayormente a los sistemas con un espacio intercanal (ChSp) mayor, así como a los que tienen canales con mayor tasa de transmisión. Se puede incluso notar que en la transición de la arquitectura 16x25 a 8x50 la tasa de transmisión de cada canal aumenta al doble, mientras que la penalidad de potencia por dispersión es aproximadamente cuatro veces mayor. El sistema con la menor afectación debida a la dispersión es el 16x25 con un espacio de 400 [GHz] por lo que hasta este punto parecería el más viable.

El efecto no-lineal que en principio tiene mayor relación con el espaciamento intercanal es la mezcla de cuatro ondas (FWM), el cuál puede darse en la fibra óptica o en el SOA. Como se explicó en el capítulo 1, FWM produce una transferencia de potencia entre señales ópticas que trabajan a distintas longitudes de onda en un medio no lineal como un SOA. Esto produce diafonía no lineal (NL cross-talk) entre las señales, lo que provoca que el desempeño del sistema disminuya. Conforme se aumenta el espaciamento intercanal, la transferencia de potencia entre las señales disminuye, por lo que la penalidad de potencia debida a FWM disminuye y el desempeño del sistema mejora.

Otra característica de FWM es que su impacto aumenta con el número de canales ópticos que se empleen porque mientras más canales existan, habrá un mayor número de transferencias de potencia entre los mismos, provocando de nuevo un deterioro en el desempeño del sistema.

Para obtener las penalidades de potencia debidas a FWM en la fibra óptica se realizó una comparación entre el desempeño que tiene el sistema con no-linealidades en la fibra óptica y sin ellas, sin usar amplificador óptico de semiconductor. Este procedimiento puede ser realizado de forma artificial en un simulador. Se eligió analizar la arquitectura 8x50 con espaciamento intercanal de 400 [GHz] como primera aproximación porque es la que tiene menor espacio intercanal y la mayor tasa de transmisión por canal, características que incrementan el efecto que tiene FWM, por lo que esta arquitectura representa el caso con mayor impacto debido a FWM. En la figura 4.3 se muestran los resultados obtenidos y se observa que el impacto de las no-linealidades en la fibra, incluido FWM, es despreciable, por lo que no se considera el impacto de este efecto en los estudios posteriores.

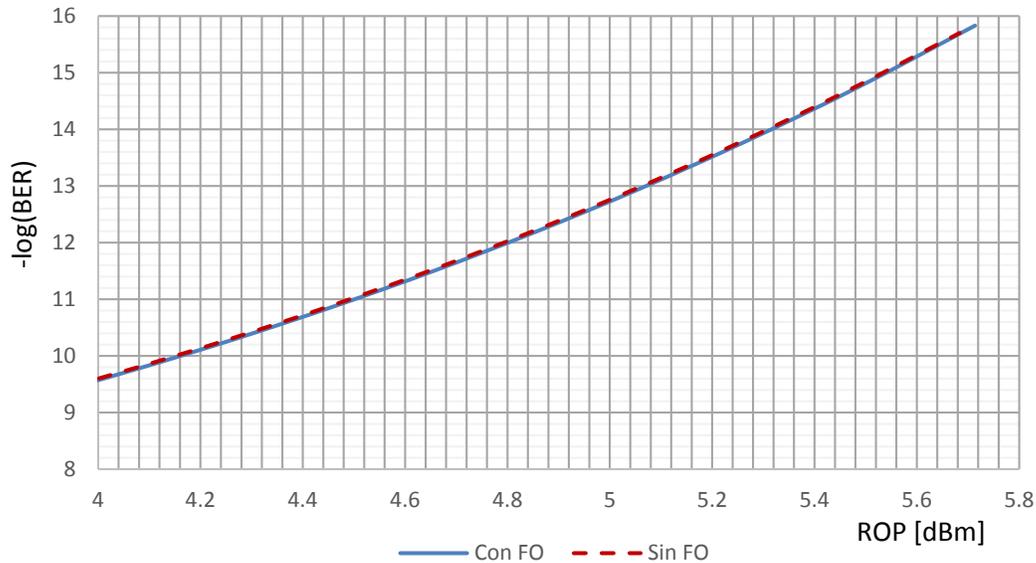
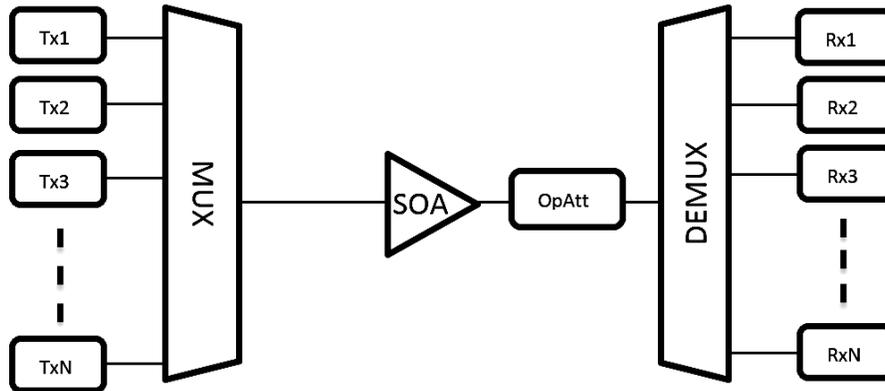


Figura 4.3 Curva ROP vs.  $-\log(\text{BER})$  con y sin FWM debido a la fibra óptica para el canal central del sistema 8x50 con espaciamento intercanal de 400 [GHz].

Para obtener las penalidades de potencia debidas a FWM en el SOA es necesario realizar simulaciones que presenten el efecto de FWM y realizar otras simulaciones que no lo presenten para comparar los resultados. Para eliminar el efecto de FWM en un sistema óptico con un plan uniforme es suficiente mover la frecuencia del canal óptico en el cual se realizan las mediciones en una fracción del espaciamento intercanal, es decir, se puede sumar o restar dicha fracción de la frecuencia del canal. Esto funciona debido a que FWM se caracteriza por generar transferencias de potencia únicamente en las frecuencias múltiplos de las diferencias entre las frecuencias en las cuales se centran los canales ópticos, como se explica en el capítulo 1 de esta obra, por lo que si se mueve el canal el efecto de diafonía causado por FWM sobre el canal en estudio se desvanece considerablemente.

En la figura 4.4 se muestra un diagrama del sistema empleado para calcular la penalidad de potencia por FWM. En esta se puede observar que el atenuador óptico (OpAtt) se coloca después del amplificador óptico de semiconductor (SOA). De la misma forma que para calcular la penalidad de potencia por dispersión, el atenuador se utiliza para modificar la ROP y de esta manera poder trazar las curvas de desempeño del sistema 10x40 con un espaciamento intercanal de 600 [GHz] mostradas en la figura 4.5. En este caso la fibra óptica se elimina del sistema para eliminar también la dispersión y poder tener un cálculo más preciso de la penalidad por FWM que es introducida por el SOA, por lo que este último es necesario en el sistema presentado.



NOTA: No hay fibra óptica en este sistema.

*Figura 4.4 Diagrama de sistema empleado para el cálculo de penalidad de potencia por FWM.*

El canal central es el más afectado por FWM porque es el que tiene más interacciones de potencia con los demás canales, es por esto que las mediciones de potencia para calcular la penalidad de potencia debida a FWM se han realizado en éste. Es necesario mencionar que para calcular la penalidad de potencia por FWM se operó en la misma región de la curva de ganancia empleando el SOA1, cuyos parámetros principales se muestran en la tabla 3.2 (capítulo 3). Los amplificadores ópticos de semiconductor son caracterizados por curvas que muestran la relación entre la ganancia que proveen respecto de la potencia de entrada o de salida del amplificador, así como la relación entre estas dos últimas. En la figura 4.5 se muestran las curvas características del SOA1 empleado en las simulaciones realizadas. Para calcular la penalidad de potencia por FWM se operó con una ganancia del SOA de aproximadamente 8 [dB] para que los resultados pudieran ser comparables, esto se logró modificando la potencia de los transmisores ópticos para que la potencia de entrada al SOA fuera tal que la ganancia fuera siempre la misma. Al trabajar con esta ganancia de 8 [dB] el SOA opera fuertemente saturado, por lo que el impacto de FWM es muy notorio.

También es importante mencionar que los parámetros de los dispositivos ópticos empleados para realizar las simulaciones presentadas en este capítulo, son los mostrados en el capítulo 3 de esta obra a menos que se especifiquen otros en el desarrollo.

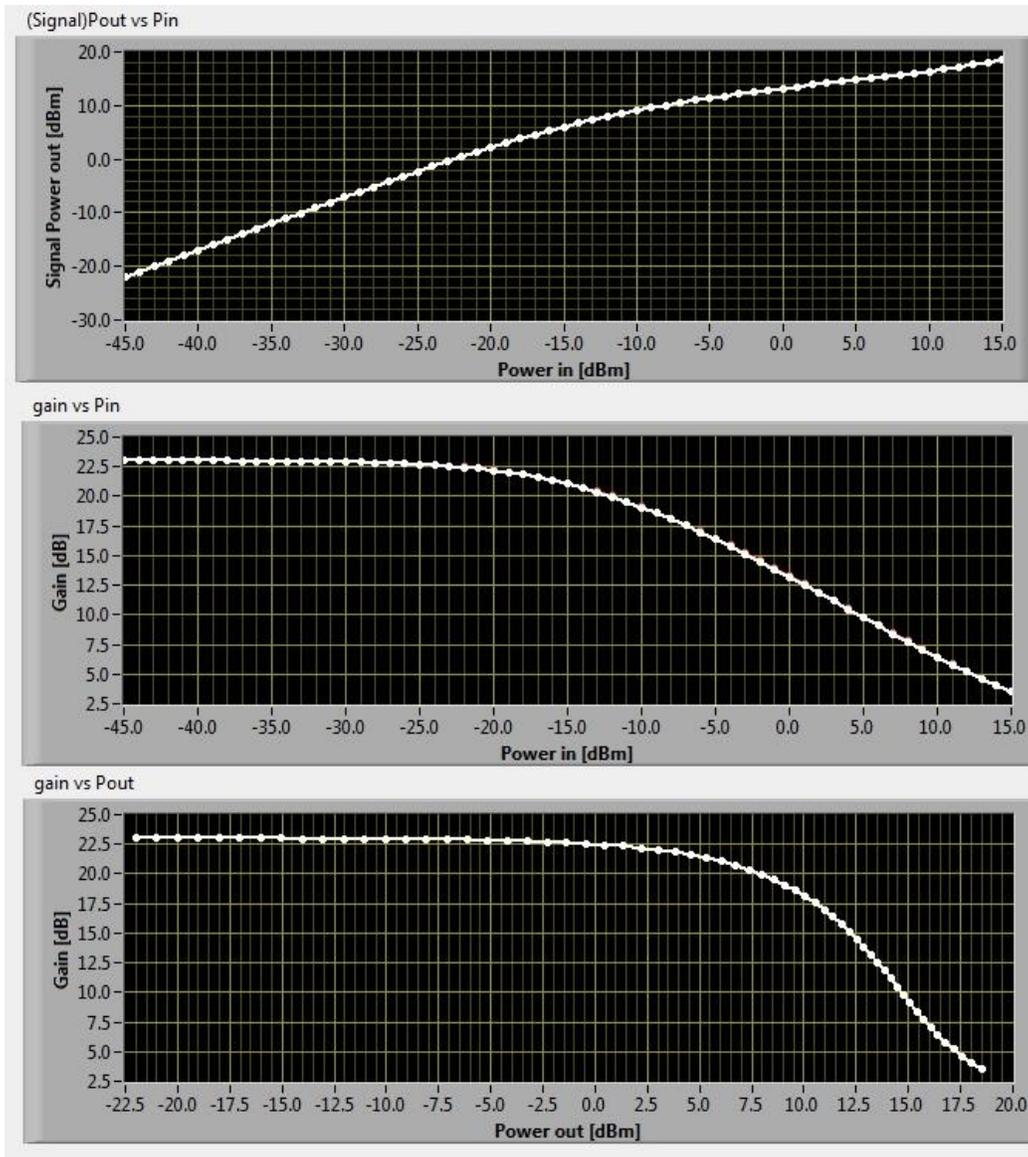


Figura 4.5 Curvas características de SOA1.

En la figura 4.6 se comparan dos curvas de desempeño en función de la potencia recibida, para la curva con el efecto de FWM (curva continua) se utilizaron los planes de frecuencia mostrados anteriormente, mientras que para la curva de desempeño sin el efecto de FWM (curva punteada) se modificó la frecuencia del canal a medir (canal central). En el caso de un espacio intercanal de 400 [GHz] se aumenta el valor de la frecuencia del canal a medir en 150 [GHz] para eliminar el efecto de FWM, pero también evitar interferencia y diafonía lineal con el siguiente canal óptico. Asimismo para un espacio intercanal de 600 [GHz] se aumenta la frecuencia del canal en 225 [GHz] y para un espacio de 800 [GHz] se aumenta la frecuencia en 300 [GHz]. La frecuencia central elegida para los planes de frecuencia es de 231.4 [THz], por lo que para un espaciamiento intercanal de 400 [GHz] se modificó la frecuencia del canal central por una de 231.55 [THz], para el espaciamiento de 600 [GHz] se utilizó una frecuencia de 231.625 [THz] y para el último espaciamiento se empleó una

frecuencia central de 231.7 [THz]. Para obtener las curvas mostradas en la figura 4.6 fue necesario cambiar el valor del atenuador óptico (OpAtt) de manera que variara la potencia óptica recibida y se obtuviera el desempeño correspondiente por medio del simulador.

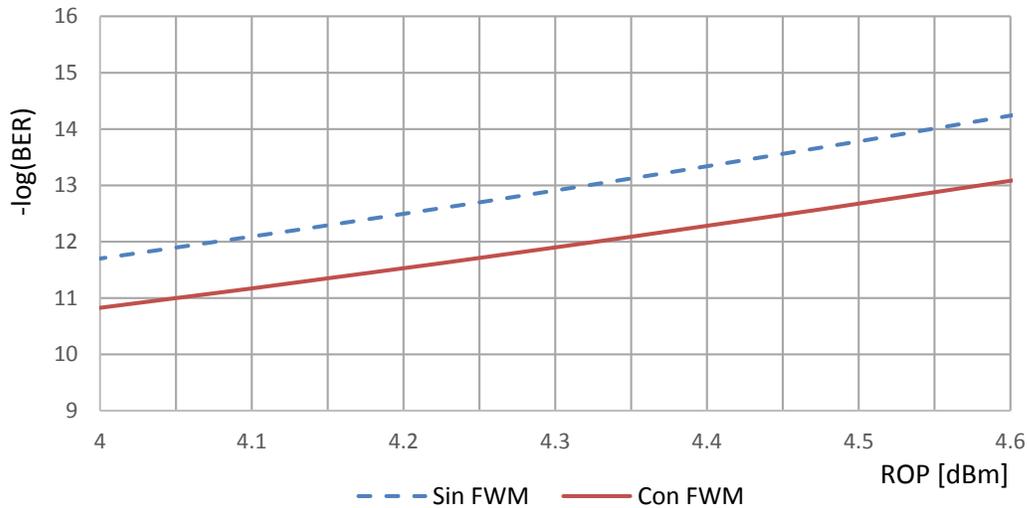


Figura 4.6 Curvas ROP vs.  $-\log(\text{BER})$  con y sin FWM para canal central del sistema 10x40 con espaciamiento intercanal de 600 [GHz].

De la misma manera que para obtener la penalidad de potencia por dispersión, para obtener la penalidad de potencia debida a FWM es necesario medir la diferencia entre ambas curvas para una  $-\log(\text{BER})=13$ , que en el caso de la gráfica presentada es de 0.25 [dB]. Para calcular las penalidades de potencia por FWM de cada arquitectura del transceptor y plan de frecuencias propuesto se realizó el procedimiento explicado en cada caso y el resultado se muestra en la tabla 4.5.

ChSp [GHz]	16x25	10x40	8x50
400	1.2 [dB]	0.95 [dB]	2.25 [dB]
600	0.35 [dB]	0.25 [dB]	0.19 [dB]
800	0.14 [dB]	0.15 [dB]	0.05 [dB]

Tabla 4.5 Penalidades de potencia por FWM de cada arquitectura de transceptor con distintos espaciamientos intercanal para el peor escenario posible (canal central).

De la tabla se puede comprobar que para una misma arquitectura el efecto de FWM crece conforme se reduce el espacio intercanal. El efecto de FWM también aumenta al incrementar la tasa y al incrementar el número de canales. Debido a que en cada arquitectura la tasa es inversamente proporcional al número de canales, se observa un juego entre el impacto de FWM debido a estos dos factores. Por ejemplo, para un espacio intercanal grande de 800 [GHz] la arquitectura de 16x25 tiene mayor penalidad que la de 8x50, es decir, predomina el deterioro debido a un mayor número de canales, mientras que para un espacio intercanal pequeño de 400 [GHz] ocurre lo opuesto, es decir, predomina el deterioro debido a una mayor tasa de transmisión.

En la tabla 4.6 se muestra la suma de las penalidades por dispersión y por FWM calculadas anteriormente. Se puede observar que en todos los casos se obtienen penalidades relativamente bajas si se toma en cuenta que el SOA1 puede proveer una ganancia aproximada de 23 [dB]. Los casos en que se presentan las menores penalidades de potencia para cada arquitectura de transceptor son los que tienen el mayor espaciamento intercanal (800 [GHz]) pero este no es el único criterio que se debe considerar en la elección de los planes de frecuencia, como se explica a continuación.

<b>ChSp [GHz]</b>	<b>16x25</b>	<b>10x40</b>	<b>8x50</b>
400	1.3 [dB]	1.21 [dB]	2.61 [dB]
600	0.48 [dB]	0.57 [dB]	0.74 [dB]
800	0.3 [dB]	0.55 [dB]	0.7 [dB]

*Tabla 4.6 Suma de penalidades de potencia por dispersión y por FWM de cada arquitectura de transceptor con distintos espaciamentos intercanal.*

Otro factor que es de gran importancia en la selección de un plan de frecuencias es el ancho de banda. Un ancho de banda muy grande suele ser problemático porque algunos elementos de los sistemas ópticos tienen límites en el ancho de banda al cual pueden operar correctamente. En el caso de los sistemas que se proponen, el dispositivo que limita el ancho de banda es el SOA, como se explica en [2] el ancho de banda de un SOA convencional, como el SOA1, es de aproximadamente 50 [nm]. En la tabla 4.7 se muestran los anchos de banda de cada uno de los planes de frecuencia analizados.

<b>ChSp [GHz]</b>	<b>16x25</b>		<b>10x40</b>		<b>8x50</b>	
	<b>f [THz]</b>	<b><math>\lambda</math> [nm]</b>	<b>f [THz]</b>	<b><math>\lambda</math> [nm]</b>	<b>f [THz]</b>	<b><math>\lambda</math> [nm]</b>
<b>400</b>	6	33.66	3.6	20.2	2.8	15.7
<b>600</b>	9	50.54	5.4	30.32	4.2	23.58
<b>800</b>	12	67.46	7.2	40.485	5.6	31.47

*Tabla 4.7 Ancho de banda de los planes de frecuencia seleccionados.*

Como se puede observar en la tabla presentada, el ancho de banda de algunos planes de frecuencia exceden el ancho de banda en que el SOA1 puede trabajar correctamente, mientras que algunos otros están en el límite. El objetivo de este trabajo es comparar diferentes arquitecturas de transceptores ópticos, por lo que se eligió un solo plan de frecuencias de cada arquitectura con base en las penalidades de potencia y el ancho de banda calculado, es decir, a partir de este punto sólo se analizará un plan de frecuencias para el transceptor 16x25, un plan para la arquitectura 10x40 y uno más para 8x50 a menos que se especifique lo contrario.

Los planes elegidos son: para 16x25 el plan con espacio intercanal de 400 [GHz] porque es el único caso en que el ancho de banda del sistema está dentro del ancho de banda al cual trabaja correctamente el SOA; para la arquitectura 10x40 se elige el plan con espacio de 600 [GHz], ya que empleando el espacio de 800 [GHz] el ancho de banda del sistema está muy cerca del SOA, y, como se muestra en la tabla 4.6, las penalidades de potencia en ambos casos son prácticamente iguales;

finalmente para la arquitectura 8x50 se eligió el plan de frecuencias con espaciamento de 800 [GHz] ya que tiene las menores penalidades y su ancho de banda cae dentro del ancho de banda del SOA.

Existen SOA's que pueden trabajar con anchos de banda mayores como el SOA2 reportado en [4], en donde se presenta un SOA con capacidad para soportar un ancho de banda de alrededor de 80 [nm] por lo que se podrían elegir otros planes de frecuencia con espaciamentos intercanal mayores y así obtener menores penalidades de potencia como en el caso de la arquitectura presentada 16x25 con espaciamento intercanal de 800 [GHz] en la cual se calculó una penalidad de potencia por dispersión y FWM de 0.3 [dB]. A pesar de las ventajas que puede representar el uso de SOA's con anchos de banda mayores, éstos son dispositivos más complejos y costosos que los generalmente empleados, por lo que el empleo de amplificadores con estas características se reserva sólo si también es necesaria una mayor ganancia o menor figura de ruido.

## 4.2 Presupuesto de potencia.

En la actualidad la potencia entregada típicamente por un láser DFB comercial es alrededor de 13 [dBm] [3]. De las tres opciones elegidas en el inciso anterior se debe realizar un presupuesto de potencia como se explicó en el primer capítulo de esta obra para calcular cuánta potencia deberá ser entregada por los láseres DFB para garantizar la sensibilidad mínima del receptor a la BER deseada ( $1 \times 10^{-13}$ ) y así saber si los sistemas propuestos son o no viables empleando tecnología comercialmente disponible en la actualidad, reportada en el apartado de estado del arte de componentes ópticos en el capítulo 2.

Una vez realizado el presupuesto de potencia se debe hacer un análisis numérico para determinar la diferencia que hay entre los cálculos convencionales (considerando un sistema lineal y estático) y el sistema dinámico y no lineal, más próximo a la realidad. El análisis numérico se realizó con ayuda del simulador presentado en el capítulo 3.

### 4.2.1 Ecuaciones para el cálculo del presupuesto de potencia lineal.

Para calcular el presupuesto de potencia de un enlace óptico mono-canal punto a punto pre-amplificado, se puede utilizar la ecuación 4.1. Una consideración que se hace en este inciso es la de tomar todos los elementos del sistema como lineales y estáticos. En la realidad los elementos operan en un régimen dinámico no-lineal y bajo ciertas condiciones los efectos de los fenómenos no-lineales asociados pueden introducir degradación en la señal que se traduce en penalizaciones de potencia, que pueden considerarse como pérdidas adicionales. Algunos de estos fenómenos se explicaron anteriormente en los factores que restringen a un sistema WDM (inciso 1.4). Para contemplar el efecto de estos fenómenos no lineales se requiere hacer un análisis numérico más fino, como el que se presenta en los siguientes apartados.

$$P_{Rx}[dB] = P_{Tx}[dB] - IL[dB] + G_{amp}[dB] \quad (4.1)$$

Donde  $P_{Rx}$  es la potencia óptica que entra al receptor,  $P_{Tx}$  es la potencia que entrega el transmisor,  $G_{amp}$  es la ganancia que proporciona el amplificador óptico e  $IL$  son las pérdidas por

inserción totales. Cada elemento por el que pasa la señal, sea óptica o eléctrica, introduce pérdidas en el sistema, a estas pérdidas se les llama pérdidas por inserción. Las pérdidas por inserción en un sistema mono-canal punto a punto comprenden las pérdidas introducidas por la fibra óptica y también las pérdidas que sufre el sistema debido a los conectores y los empalmes, como se muestra en la ecuación 4.2.

$$IL[\text{dB}] = L_{fo} + L_{empalmes} + L_{conectores} \quad (4.2)$$

Los conectores y empalmes generalmente introducen pérdidas que se pueden considerar promedio y que simplemente se multiplican por el número de conectores o de empalmes que existan en el sistema.

En un sistema WDM tanto el multiplexor como el demultiplexor introducen pérdidas en el sistema, por lo que a las pérdidas por inserción consideradas en la ecuación 4.2 se deben sumar las pérdidas del multiplexor y del demultiplexor, como se muestra en la ecuación 4.3.

$$IL[\text{dB}] = L_{fo}[\text{dB}] + L_{empalmes}[\text{dB}] + L_{conectores}[\text{dB}] + L_{MUX}[\text{dB}] + L_{DEMUX}[\text{dB}] \quad (4.3)$$

En donde  $L_{MUX}$  y  $L_{DEMUX}$  son las pérdidas que introducen el multiplexor y el demultiplexor, respectivamente. Si se desea hacer un presupuesto de potencia de todo un enlace WDM pre-amplificado entonces se puede utilizar la ecuación 4.4.

$$P_{WDM_{RX}}[\text{dBm}] = P_{WDM_{TX}}[\text{dBm}] - IL[\text{dB}] + G_{amp}[\text{dB}] \quad (4.4)$$

Donde  $P_{WDM_{RX}}$  representa la potencia a la salida del demultiplexor para repartirla a los receptores y  $P_{WDM_{TX}}$  es la potencia total de entrada al multiplexor. Si se hace la suposición de que todos los transmisores ópticos entregan la misma potencia  $P_{Tx}$  y se tiene n número de transmisores, entonces se cumple con la ecuación 4.5.

$$P_{WDM_{TX}}[\text{mW}] = n \cdot P_{Tx}[\text{mW}] \quad (4.5)$$

Para simplificar el cálculo de la potencia en el enlace WDM se puede calcular la potencia en decibeles, como se muestra en la ecuación 4.6.

$$P_{WDM_{TX}}[\text{dBm}] = 10 \log(n) + P_{Tx}[\text{dBm}] \quad (4.6)$$

De la misma manera se puede obtener la potencia que llega a cada uno de los receptores ( $P_{Rx}$ ) mediante la ecuación 4.7.

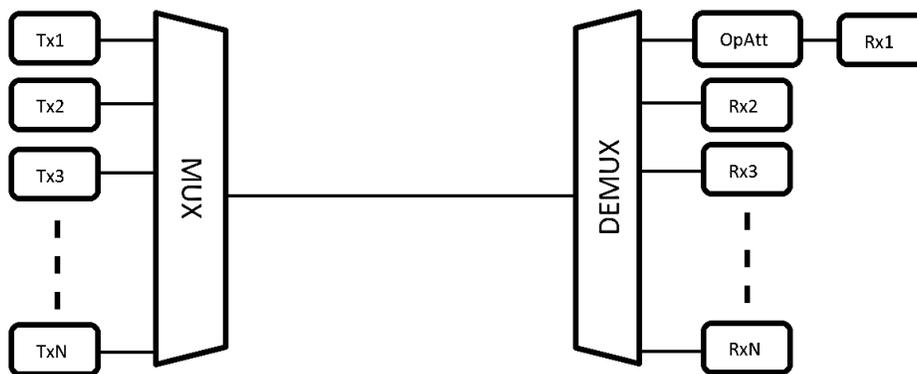
$$P_{Rx}[\text{dBm}] = P_{WDM_{RX}}[\text{dBm}] - 10 \log(n) \quad (4.7)$$

Para efectos prácticos, de este inciso en adelante todas las potencias se expresarán en decibeles [dB], por lo que en algunos casos se omitirá la anotación de las unidades.

#### 4.2.2 Cálculo del presupuesto de potencia estimado.

El primer paso para realizar un presupuesto de potencia de un sistema óptico es calcular la sensibilidad del receptor para la BER deseada. Como cada arquitectura de transceptor trabaja con distintas tasas de transmisión por canal, los receptores tienen distintas características en cada caso. La sensibilidad es la mínima potencia óptica que debe llegar al receptor para obtener cierto valor de BER, se debe calcular esta potencia en el receptor para así calcular la potencia que será necesaria en el transmisor para cumplir con la BER especificada.

Para medir la sensibilidad en los receptores de cada arquitectura de transceptor se hicieron simulaciones con los sistemas en modo 'back-to-back', lo que significa que no se toma en cuenta ni la fibra óptica ni el SOA para evitar los efectos que tienen estos dispositivos en el sistema y así evitar incluir penalidades de potencia extra. En la figura 4.7 se muestra un diagrama del sistema empleado para medir la sensibilidad de los receptores.



NOTA: No hay fibra óptica en este sistema.

*Figura 4.7 Diagrama back to back del sistema empleado para el cálculo de sensibilidad del receptor.*

Para lograr medir la potencia necesaria en el receptor para obtener una  $BER = 10^{-13}$  se variaron los valores del atenuador óptico (OpAtt) y con los valores obtenidos en el modulador se trazaron las curvas mostradas en las figuras 4.8, 4.9 y 4.10 en donde se observa la relación entre BER y ROP en los tres receptores ópticos empleados para las tres distintas arquitecturas de transceptor elegidas. Se eligió el canal 1 de los planes de frecuencia de manera arbitraria para realizar las mediciones debido a que todos los canales ópticos tienen la misma potencia de transmisión en la configuración mostrada, por lo que la elección de un canal específico en la configuración back to back para este sistema no afecta los resultados.

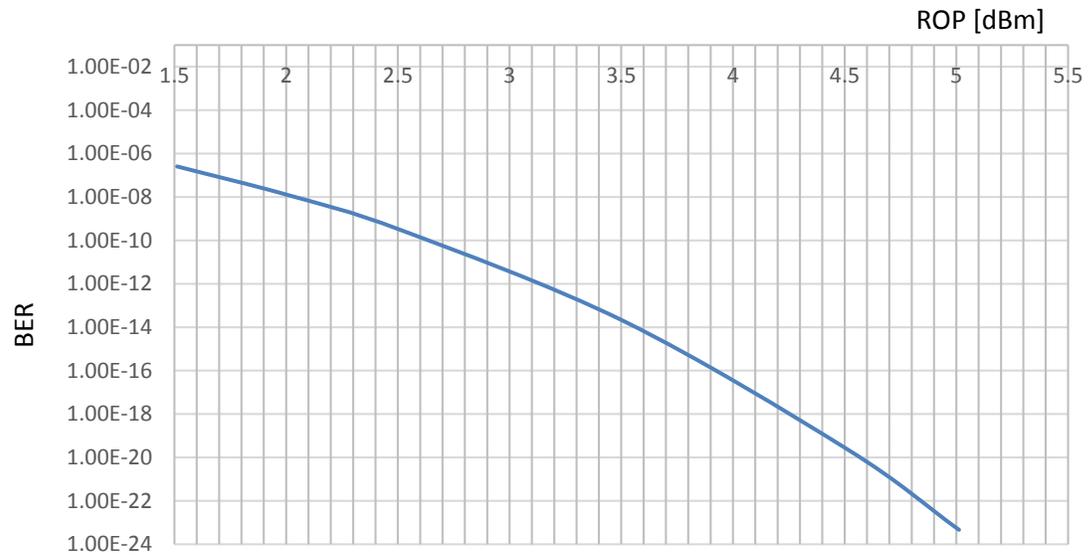


Figura 4.8 Curva ROP vs. BER de receptor óptico para arquitectura de transceptor 8x50 con espaciamento intercanal de 800 [GHz] para el cálculo de la sensibilidad.



Figura 4.9 Curva ROP vs. BER de receptor óptico para arquitectura de transceptor 10x40 con espaciamento intercanal de 800 [GHz] para el cálculo de la sensibilidad.



Figura 4.10 Curva ROP vs. BER de receptor óptico para arquitectura de transceptor 16x25 con espaciamento intercanal de 800 [GHz] para el cálculo de la sensibilidad.

En la figura 4.8 se observa que en la arquitectura del transceptor 8x50, para la BER especificada se requiere una ROP de 3.35 [dBm], en la figura 4.9 se puede ver que la ROP requerida para la arquitectura 10x40 es de 3.2 [dBm] y en la figura 4.10 se observa que para la BER especificada es necesaria una ROP de -12.4 [dBm]. Estos valores de ROP representan la sensibilidad de los receptores ópticos.

El diagrama mostrado en la figura 4.11 representa el sistema óptico completo que se desea analizar, por lo tanto fue el sistema utilizado para hacer los presupuestos de potencia.

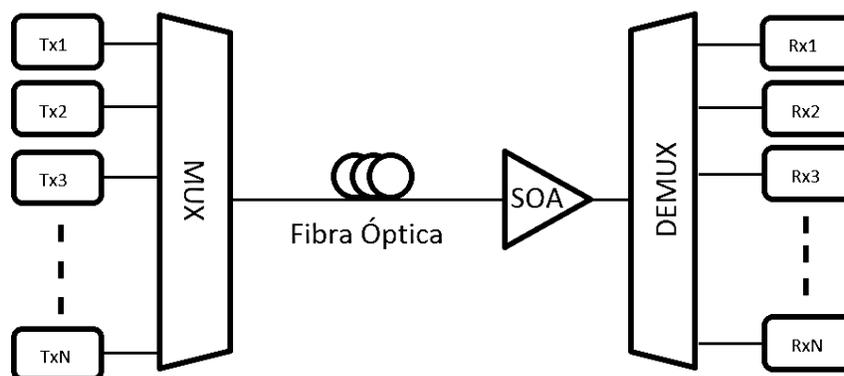


Figura 4.11 Diagrama de sistema óptico completo.

Una vez obtenida la sensibilidad se debe calcular la potencia de salida del SOA ( $P_{out}^{SOA}$ ) por medio de la ecuación 4.8. Los cálculos mostrados a continuación son los llevados a cabo para el caso del transceptor óptico 16x25 con espaciamento intercanal de 400 [GHz].

$$P_{out}^{SOA} = P_{OFE} + L_{DEMUX} + 10 \log_{10}(N) \quad (4.8)$$

Donde  $P_{OFE}$  es la potencia en el receptor óptico (ROP) y como lo que se desea calcular es la potencia necesaria del transmisor óptico para que en el receptor exista un ROP mayor o igual a la sensibilidad del mismo entonces se iguala  $P_{OFE}$  a la sensibilidad del receptor óptico que en este caso es de -12.4 [dBm]. El número de canales del sistema está expresado por  $N$  que es igual a 16 en este caso y las pérdidas de inserción en el demultiplexor ( $L_{DEMUX}$ ) empleado son de 5.2 [dB]. El cálculo de la potencia de salida del SOA se muestra en la ecuación 4.9.

$$P_{out}^{SOA} = -12.4 \text{ [dBm]} + 5.2 \text{ [dB]} + 10 \log_{10}(16) \quad (4.9)$$

$$P_{out}^{SOA} = 4.84 \text{ [dBm]}$$

A partir de la potencia de salida del SOA se calcula mediante las curvas características del SOA la potencia de entrada del mismo ( $P_{in}^{SOA}$ ), con el fin de tomar en cuenta la saturación de la ganancia del SOA en el cálculo del presupuesto de potencia. La curva empleada se muestra en la figura 4.12.

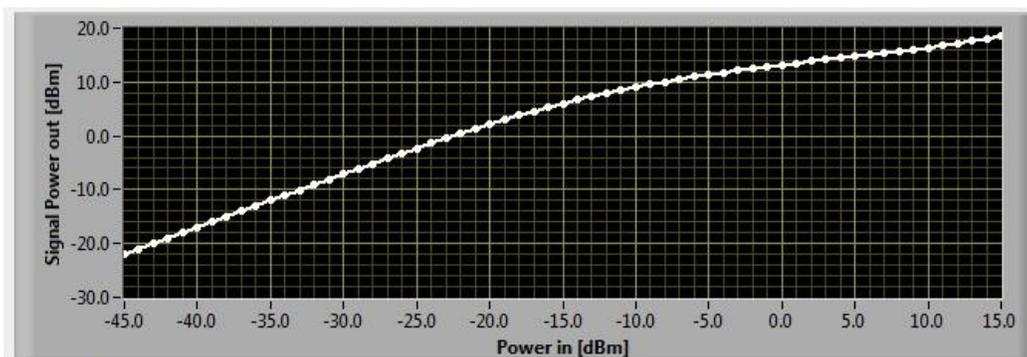


Figura 4.12 Curva  $P_{in}^{SOA}$  vs.  $P_{out}^{SOA}$ .

En esta figura se puede ver que para una potencia de salida del SOA de 4.84 [dBm], como la calculada, se requiere una potencia de entrada al mismo de aproximadamente -16 [dBm], es importante notar que la ganancia proporcionada por el SOA en este caso es de 20.8 [dB] lo que es cercano a la máxima ganancia posible, esto significa que en este caso se está trabajando muy cerca de la región lineal de la curva de ganancia del SOA.

Una vez obtenida  $P_{in}^{SOA}$  se debe calcular la potencia de salida del transmisor. La potencia de salida del láser modulado externamente  $P_{out}^{EML}$  puede ser calculada mediante la ecuación 4.10.

$$P_{out}^{EML} = P_{in}^{SOA} + L_{fo} + L_{emp,con} + P_{disp} + L_{MUX} - 10 \log(N) \quad (4.10)$$

Donde  $L_{fo}$ ,  $L_{emp,con}$  y  $L_{MUX}$  son las pérdidas en el sistema debidas a la fibra óptica, a empalmes y conectores y al multiplexor, respectivamente.  $P_{disp}$  es la penalidad de potencia debida a la dispersión y  $N$  es el número de canales. Es importante mencionar que la penalidad de potencia por FWM no se consideró para el cálculo del presupuesto de potencia debido a que la calculada anteriormente fue solamente una estimación para elegir el espaciamiento intercanal, operando con

una ganancia de 8 [dB] para poder hacer una comparación justa, la cual no necesariamente es la ganancia a la que opera el SOA para cada uno de los sistemas analizados. La atenuación en la fibra óptica empleada es de 0.5 [dB/km] por lo que para una distancia de 10 [km] como la empleada las pérdidas debidas a la fibra óptica son de 5 [dB], las pérdidas debidas a la empalmes y conectores tienen un valor típico de 2 [dB] en total y las pérdidas en el multiplexor empleado son de 3.7 [dB]. La penalidades por dispersión se muestran en la tabla 4.4 y tiene un valor de 0.1 [dB] para el presente caso. Sustituyendo todos estos valores se obtiene la ecuación 4.11.

$$P_{out}^{EML} = -16[\text{dBm}] + 5[\text{dB}] + 2[\text{dB}] + 0.1[\text{dB}] + 3.7[\text{dB}] - 10 \log(16) \quad (4.11)$$

$$P_{out}^{EML} = -17.24[\text{dBm}]$$

Ya que se obtuvo la potencia de salida del EML se debe calcular la atenuación provocada por el modulador de electro-absorción (EAM). Esta atenuación es dinámica y varía con la tasa de transmisión, la razón de extinción (ER) del modulador, el patrón de bits, la potencia de entrada, entre otros, por lo que para su cálculo se requiere emplear el simulador mediante un procedimiento indirecto, recurriendo a la ecuación 4.12.

$$P_{out}^{EML} = P_{DFB} - \alpha_{EAM} \quad (4.12)$$

$$\therefore \alpha_{EAM} = P_{DFB} - P_{out}^{EML}$$

Donde  $P_{DFB}$  es la potencia del láser DFB. Dando un valor arbitrario a  $P_{DFB} = -9.08$  dBm mediante el simulador se mide que  $P_{out}^{EML} = -19.77$  [dBm], por lo que el valor buscado de la atenuación del EAM para este sistema, empleando la ecuación 4.12, es de 10.69 [dB].

Con este valor obtenido y el valor de  $P_{out}^{EML}$  calculado mediante la ecuación 4.11, se puede determinar la potencia mínima necesaria del láser DFB para el caso estudiado, despejando la ecuación 4.12, como se muestra en la ecuación 4.13.

$$P_{DFB} = P_{out}^{EML} + \alpha_{EAM} \quad (4.13)$$

$$P_{DFB} = -17.24 [\text{dBm}] + 10.69[\text{dB}] \quad (4.14)$$

$$P_{DFB} = -6.55 [\text{dBm}]$$

Se realizó el mismo procedimiento para calcular  $P_{out}^{EML}$ ,  $\alpha_{EAM}$  y  $P_{DFB}$  para los transceptores 8x50 y 10x40 con los planes de frecuencia elegidos. La atenuación en el modulador debió de calcularse para cada caso ya que varía con la tasa de transmisión, como se mencionó anteriormente. Los valores obtenidos se muestran en la tabla 4.8. Una vez obtenida la potencia del DFB se ha completado el análisis de potencia.

Arquitectura	$P_{out}^{EML}$ [dBm]	$\alpha_{EAM}$ [dB]	$P_{DFB}$ [dBm]
<b>16x25 (ChSp=400[GHz])</b>	-17.24	10.69	-6.55
<b>10x40 (ChSp=600[GHz])</b>	15.02	10.15	25.17
<b>8x50 (ChSp=800[GHz])</b>	14.32	10.78	25.10

Tabla 4.8 Potencia necesaria calculada en los láseres DFB para alcanzar  $-\log(BER)=13$  en cada arquitectura del transceptor elegida.

En esta tabla se observa la potencia en los láseres DFB necesaria para alcanzar la sensibilidad calculada para los receptores. Esta potencia es muy baja en el caso del transceptor 16x25, por lo que parece una solución viable para la implementación de 400 GbE. En los casos de las arquitecturas 10x40 y 8x50 la potencia requerida en los láseres es mucho mayor a la empleada anteriormente en los transceptores de 100GBaseER4 y mayor también a la potencia de los láseres DFB que actualmente se pueden encontrar en el mercado, así que se debe buscar una solución para aumentar la potencia en el sistema, esta solución puede ser la implementación de amplificadores ópticos con mayor ganancia o dispositivos con menores pérdidas.

#### 4.2.3 Análisis numérico.

Ya que se realizó el presupuesto de potencia de los sistemas propuestos se deben realizar pruebas con los sistemas ópticos completos para comprobar si las potencias calculadas para los transmisores realmente son suficientes una vez que el sistema óptico opera en un régimen más realista, dinámico y no-lineal. En el caso del presente trabajo, estas pruebas fueron realizadas con el simulador descrito en el capítulo 3 de esta tesis. En el mismo capítulo se muestran los parámetros de cada uno de los dispositivos que conforman el sistema óptico WDM a prueba.

Una vez que se configuró el simulador con los parámetros correspondientes, se simuló el sistema y, como se esperaba, la potencia óptica calculada en los láseres DFB mediante el presupuesto de potencia anterior no fue suficiente para alcanzar una  $BER = 10^{-13}$  debido a los efectos no considerados en el cálculo, como la automodulación de la ganancia (SGM) y la modulación de ganancia cruzada (XGM) en el SOA, entre otros. La solución a esto fue incrementar paulatinamente la potencia en los láseres DFB hasta alcanzar la BER especificada por la fuerza de trabajo de 400 GbE. En la tabla 4.9 se muestra la potencia que fue necesaria en cada una de las arquitecturas del transceptor propuestas para obtener una  $-\log(BER) > 13$ , también se muestra la ganancia que proporcionó el SOA en cada caso.

Arquitectura	$-\log(BER)$	Ganancia SOA [dB]	$P_{DFB}$ [dBm] numérica
<b>16x25 (ChSp=400[GHz])</b>	13.228	21.3	-5.08
<b>10x40 (ChSp=600[GHz])</b>	13.108	2.78	27.43
<b>8x50 (ChSp=800[GHz])</b>	13.056	3.2	28.08

Tabla 4.9 Potencia de los láseres necesaria para obtener una  $-\log(BER) > 13$  y ganancia del SOA.

La ganancia en el SOA para las arquitecturas 10x40 y 8x50 es muy baja respecto a la obtenida para la arquitectura 16x25 que se encuentra en el rango lineal de la curva de ganancia (figura 4.6). Esto sucede porque la potencia de entrada al SOA en los casos mencionados es muy alta, para garantizar la sensibilidad en el receptor, lo que provoca que el amplificador trabaje en saturación lejos de la región lineal de su curva característica (figura 4.6) donde se produce la ganancia máxima.

La diferencia entre el  $P_{DFB}$  calculado mediante el presupuesto de potencia convencional y el obtenido a partir de las simulaciones numéricas, es decir,  $\Delta P_{DFB}$  se muestra en la tabla 4.10. Esta diferencia se puede interpretar como la penalidad de potencia por todos los efectos dinámicos y no-lineales que no se consideraron en el presupuesto de potencia convencional.

Arquitectura	$\Delta P_{DFB}$ [dB]
16x25 (ChSp=400[GHz])	1.47
10x40 (ChSp=600[GHz])	2.26
8x50 (ChSp=800[GHz])	2.98

Tabla 4.10 Diferencia entre  $P_{DFB}$  teóricas y empíricas y penalidades de potencia totales.

Como se observa en la tabla 4.10,  $\Delta P_{DFB}$  para la arquitectura 8x50 es mayor que para las otras dos arquitecturas del transceptor, esto se debe a que al incrementar la tasa de transmisión de cada canal óptico se disminuye la duración de los bits, lo cual tiene un impacto en los efectos no-lineales en cada sistema, por lo que la penalidad debida a los mismos aumenta. Un estudio amplio de estos fenómenos amerita un futuro trabajo de investigación más detallado, fuera del alcance de esta tesis.

### 4.3 Optimización y viabilidad.

Los resultados obtenidos indican que los sistemas ópticos propuestos deben mejorarse para que la potencia requerida en los láseres DFB esté dentro del rango de lo comercialmente disponible, como lo están el resto de los parámetros considerados para los demás dispositivos que conforman el sistema. Si se logra optimizar el sistema de tal forma que también la potencia del DFB esté dentro del rango de lo disponible actualmente, se puede concluir que el sistema completo es viable. En este inciso se analizarán alternativas a cada una de las arquitecturas propuestas para optimizarlas, siempre considerando especificaciones de dispositivos ópticos reales.

#### 4.3.1 Optimización de arquitectura 16x25.

En el caso del transceptor 16x25 propuesto con espaciado intercanal de 400 [GHz] las simulaciones demostraron que no es necesaria demasiada potencia en los transmisores para lograr que el sistema funcione correctamente, por lo que el sistema analizado es viable. Sin embargo, para optimizarlo se podría simplificar el transceptor eliminando el SOA.

Antes de eliminar el SOA del sistema se debe realizar un presupuesto de potencia convencional sin el amplificador para estimar cuánta potencia es necesaria en los transmisores para alcanzar la sensibilidad requerida en los receptores ópticos. El presupuesto de potencia se lleva a cabo de la

misma forma que en el inciso 4.2.2 pero se elimina del procedimiento el cálculo de la potencia de entrada del SOA ( $P_{in}^{SOA}$ ) a partir de la potencia de salida del mismo ( $P_{out}^{SOA}$ ) y de sus curvas características. Como no hay un amplificador en este sistema propuesto, en lugar de tomar  $P_{in}^{SOA}$  para los cálculos posteriores, se toma la potencia de salida de la fibra óptica ( $P_{out}^{fo}$ ) que es igual a la  $P_{out}^{SOA}$  anteriormente calculada en el presupuesto de potencia (4.841 [dBm]). Si se hace esta sustitución en la ecuación 4.10, se obtiene la ecuación 4.15 que se muestra a continuación.

$$P_{out}^{EML} = P_{out}^{fo} + L_{fo} + L_{emp,con} + P_{disp} + L_{MUX} - 10 \log(N) \quad (4.15)$$

Sustituyendo todos los valores como se hizo en el cálculo de presupuesto de potencia mostrado en el inciso 4.2.2 se obtiene la ecuación 4.16.

$$P_{out}^{EML} = 4.84[\text{dBm}] + 5[\text{dB}] + 2[\text{dB}] + 0.1[\text{dB}] + 3.7[\text{dB}] - 10 \log(16) \quad (4.16)$$

$$P_{out}^{EML} = 3.60 [\text{dBm}]$$

Al no variar la tasa de transmisión ni la relación de extinción (ER), la atenuación del EAM es la misma que la calculada anteriormente (10.69 [dB]), por lo que para calcular la potencia de los láseres DFB se puede usar la ecuación 4.13 cambiando el valor de  $P_{out}^{EML}$ .

$$P_{DFB} = P_{out}^{EML} + \alpha_{EAM} \quad (4.13)$$

$$P_{DFB} = 3.60 [\text{dBm}] + 10.69[\text{dB}] \quad (4.14)$$

$$P_{DFB} = 14.29[\text{dBm}]$$

Esta potencia calculada de los láseres DFB es alta para los láseres disponibles comercialmente, que es de aproximadamente 13 [dBm] [5], por lo que se propone incrementar la ER del modulador a 10 [dB] y la OSNR del láser DFB a 40 [dB] para mejorar el desempeño del sistema, valores asequibles con la tecnología óptica actual. Así también, se contempló emplear una fibra óptica con el menor valor de atenuación encontrado ( $\alpha_{fo}$ ) igual de 0.35 [dB/km] (capítulo 2), con lo cual las pérdidas de la fibra se reducen 1.5 [dB] para un enlace de 10 [km] como el estudiado. Por último se buscaron multiplexores y demultiplexores con menores pérdidas. Los encontrados presentan pérdidas de 3 [dB] cada uno [6], con lo cual se ganan 2.9 [dB] (5.2 [dB] del anterior multiplexor + 3.7 [dB] del anterior demultiplexor – 6 [dB] del multiplexor y demultiplexor nuevos). Con todas estas mejoras, al realizar de nuevos los cálculos,  $P_{DFB}$  se reduce hasta 12.5 [dBm], valor dentro del rango de lo comercialmente disponible. Se realizaron pruebas con el software de simulación tomando en cuenta las mejoras introducidas (ER = 10 [dB], OSNR = 40 [dB]  $\alpha_{fo}$  = 0.35 [dB/km],  $L_{MUX,DEMUX}$  = 3 [dB]) y los resultados fueron los que se muestran en la tabla 4.11.

<b>Arquitectura 16x25</b> <b>(ChSp=400[GHz])</b> $\alpha_{fo} = 0.35$ [dB/km] $L_{MUX,DEMUX} = 3$ [dB] <b>ER = 10 [dB]</b> <b>OSNR = 40 [dB]</b>	$-\log(BER)$	$P_{DFB}$ [dBm] cálculo convencional	$P_{DFB}$ [dBm] numérica
		13.147	12.5

Tabla 4.11  $P_{DFB}$  calculada y obtenida mediante simulaciones para obtener  $-\log(BER) > 13$ .

Donde  $P_{DFB}$ [dBm] numérica es la obtenida mediante las simulaciones y  $P_{DFB}$ [dBm] cálculo convencional es la potencia de los láseres obtenida mediante el presupuesto de potencia convencional. De la tabla se puede observar que la potencia de los láseres DFB calculada es mayor que la obtenida por medio de las simulaciones, esto se debe al incremento de 2 [dB] del OSNR del láser, que resulta en una mejora de la sensibilidad del receptor respecto a la calculada anteriormente para una OSNR de 38 [dB]. Ocurre lo mismo en el caso del incremento de 2 [dB] en la ER.

Los resultados obtenidos señalan que el sistema propuesto es viable con dispositivos que se encuentran en el mercado actualmente y por lo mismo su implementación sería sencilla debido a la eliminación del amplificador óptico del sistema.

#### 4.3.2 Optimización de arquitectura 10x40.

Las simulaciones realizadas anteriormente para la arquitectura del transceptor 10x40 con espaciamiento intercanal de 600 [GHz] mostraron que la potencia requerida en los láseres para alcanzar la BER especificada es muy alta. Para resolver este problema se propuso la implementación de un SOA (SOA2 en las especificaciones mostradas en la tabla 3.2) con mayor ganancia cuya tabla de especificaciones completa se puede encontrar en [4] y sus características principales son que tiene una potencia de saturación de 17 [dBm] y una ganancia máxima de 30 [dB], lo que significa que soporta una mayor potencia de entrada y que amplifica en mayor grado las señales ópticas en comparación al SOA anteriormente utilizado. Así también el ancho de banda de este nuevo amplificador aumenta hasta 80 [nm], por lo que fue posible incrementar el espacio intercanal a 800 [GHz] con el fin de reducir las penalidades de potencia. Las curvas características del SOA mencionado se muestran en la figura 4.13.

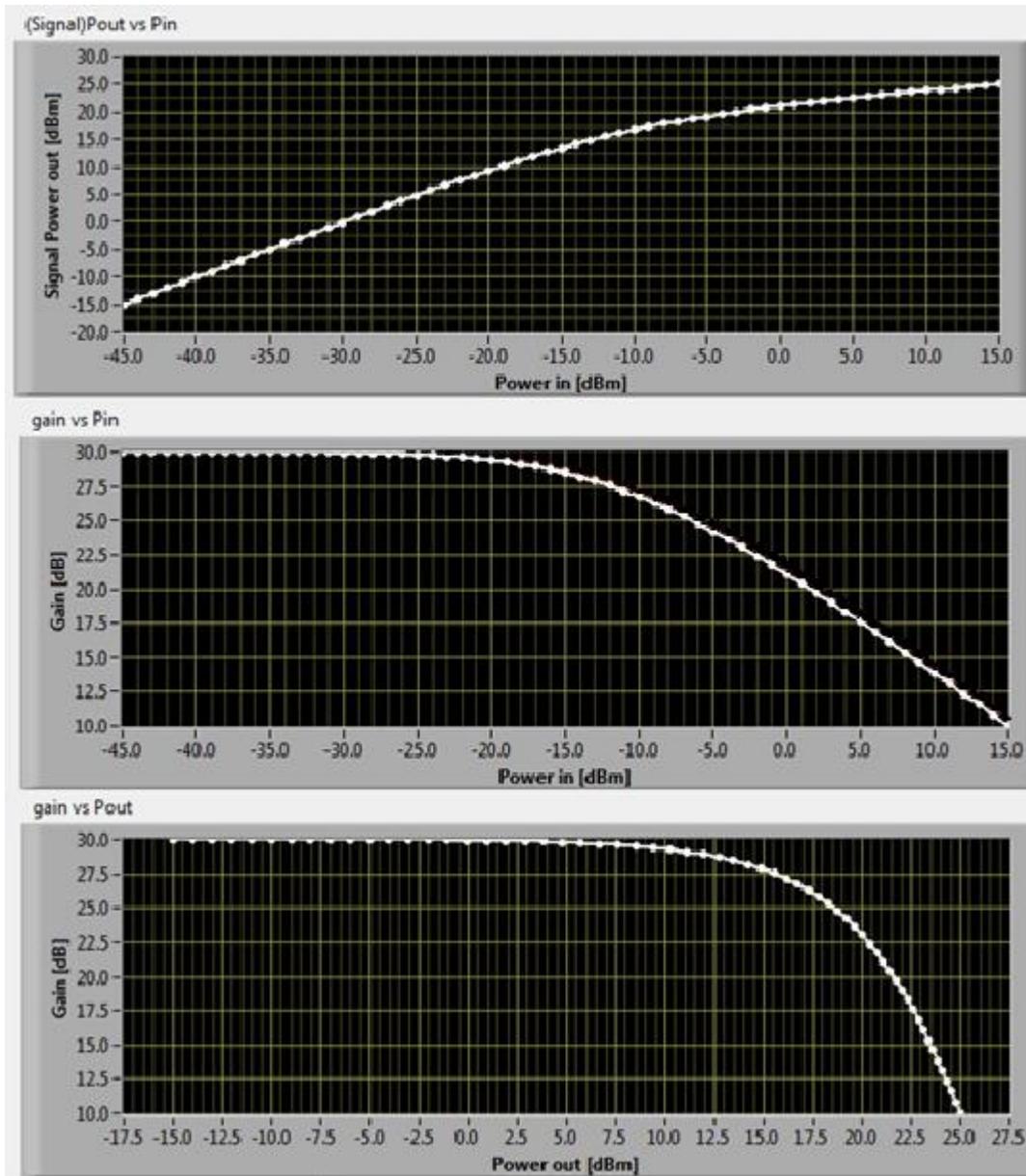


Figura 4.13 Curvas características de SOA empleado en la optimización.

Para tener un valor aproximado de la potencia que será requerida en los láseres DFB para este sistema se debe volver a realizar un presupuesto de potencia convencional exactamente como se realizó en el inciso 4.2.2 pero ahora se debe emplear la primera curva mostrada en la figura 4.13 para estimar la potencia de entrada al SOA, que es de aproximadamente -8 [dBm] y la penalidad por dispersión correspondiente a un valor de 800 [GHz] de espacio intercanal (0.4 [dB]). Se sustituyó este valor en la ecuación 4.10 y se obtuvo que  $P_{out}^{EML} = -6.9$  [dBm]. Para terminar el presupuesto de potencia se siguió el mismo procedimiento anteriormente utilizado y por medio de la ecuación 4.13 se calculó  $P_{DFB} = 3.25$  [dBm]. Este valor de potencia es bastante menor al calculado con el primer amplificador y hace posible la viabilidad del sistema. Debe mencionarse que la atenuación del

modulador usada para el cálculo de  $P_{DFB}$  es la misma que se empleó para el presupuesto de potencia anterior de este mismo sistema debido a que no se varió ni la tasa de transmisión, ni la ER de los moduladores.

Se realizaron simulaciones con el sistema propuesto y cambiando los parámetros del primer SOA por los parámetros del nuevo (SOA2) para comprobar la potencia necesaria en los láseres DFB para alcanzar la BER deseada. El resultado se muestra en la tabla 4.12.

Arquitectura 10x40 (ChSp=800[GHz]) Nuevo SOA	$-\log(BER)$	Ganancia SOA [dB]	$P_{DFB}$ [dBm] cálculo convencional	$P_{DFB}$ [dBm] numérica	$\Delta P_{DFB}$ [dB]
	13.06	24.2	3.25	7.7	4.45

Tabla 4.12  $P_{DFB}$  calculada y obtenida mediante simulaciones para obtener  $-\log(BER) > 13$ .

Como se puede ver en la tabla, la potencia en los láseres calculada con el presupuesto convencional no fue suficiente para alcanzar la BER deseada, por lo que se tuvo que aumentar paulatinamente hasta alcanzar dicha BER. También se puede observar que la potencia de los láseres obtenida mediante las simulaciones queda dentro del margen de valores que se emplea actualmente. Por lo anterior se demuestra la viabilidad del sistema propuesto. Se debe notar que la ganancia del nuevo SOA es muy alta comparada a la obtenida con el anterior debido a que éste trabaja más cerca de la región lineal de su curva de ganancia. También se debe notar que la  $\Delta P_{DFB}$  aumenta respecto a los resultados obtenidos para la misma arquitectura del transceptor antes de la optimización, presumiblemente debido a la mayor ganancia del SOA2. Futuros estudios deberán ser llevados a cabo respecto a estos resultados debido al comportamiento no lineal del amplificador. Una posible explicación de este comportamiento es que el SOA1 trabaja altamente saturado, mientras que el SOA2 no está tan saturado, por lo que la recuperación de la ganancia en el SOA1 no se logra tan fácilmente al incrementar la tasa. Esto podría explicar el peor desempeño del sistema 8x50 cuando se emplea el SOA1. Por el contrario al emplear el SOA2 el deterioro en el desempeño debido a la dinámica de la recuperación de la ganancia es menos notorio, dominando el impacto debido a la diafonía no-lineal al aumentar el número de canales. Esto podría explicar el peor desempeño del sistema 10x40 cuando se emplea el SOA2.

### 4.3.3 Optimización de arquitectura 8x50.

Para la arquitectura del transceptor 8x50 con espaciado intercanal de 800 [GHz] las simulaciones mostraron que la potencia necesaria en los láseres para alcanzar la sensibilidad requerida en el receptor es muy alta, al igual que en el caso del transceptor 10x40, por lo que se empleó la misma solución: la implementación del SOA utilizado en el inciso anterior y cuyas curvas características se muestran en la figura 4.13.

Antes de realizar las pruebas con el sistema propuesto, se calculó el presupuesto de potencia exactamente igual a como se calculó para la optimización del transceptor 10x40 pero con los valores correspondientes de las curvas de ganancia del SOA2, con lo que se obtuvo que la potencia de entrada al nuevo SOA empleado es de -9 [dBm]. Siguiendo el mismo procedimiento se calculó una

$P_{out}^{EML} = -6.63$  [dBm] y tomando la misma atenuación del modulador utilizada para el sistema sin optimizar (10.78 [dB]) se llegó a  $P_{DFB} = 4.15$  [dBm] con lo que el sistema propuesto parece una opción viable. Para comprobar su viabilidad se realizaron simulaciones modificando los valores del SOA por los especificados en [4] y el resultado se muestra en la tabla 4.13.

Arquitectura 8x50 (ChSp=800[GHz]) Nuevo SOA	$-\log(BER)$	Ganancia SOA [dB]	$P_{DFB}$ [dBm] cálculo convencional	$P_{DFB}$ [dBm] numérica	$\Delta P_{DFB}$ [dB]
	13.03	24.3	4.15	7.64	3.49

Tabla 4.13  $P_{DFB}$  calculada y obtenida mediante simulaciones para obtener  $-\log(BER) > 13$ .

Los resultados mostrados en esta tabla demuestran la viabilidad del sistema 8x50 mediante la implementación del nuevo SOA. Al igual que en el caso de la arquitectura 10x40 puesta a prueba en el inciso anterior, el amplificador óptico de semiconductor trabaja en la región lineal de su curva de ganancia e incluso la ganancia en este caso es mayor, por lo que la potencia requerida en los láseres DFB es la menor de las tres arquitecturas del transceptor propuestas y analizadas. También en este caso se puede notar un aumento en la  $\Delta P_{DFB}$  respecto a los anteriores resultados obtenidos para la misma arquitectura del transceptor, cuya explicación seguramente obedece a lo anteriormente explicado con referencia a la arquitectura 10x40.

Para complementar el análisis, en la figura 4.14 se muestran los diagramas de ojo obtenidos en los receptores ópticos de los sistemas 10x40 y 8x50 optimizados analizados con el nuevo SOA, para una longitud de enlace de 10 [km]. En ellos se hacen notorias las afectaciones en los pulsos ópticos a través de los sistemas WDM debidas a la atenuación, la dispersión y las no-linealidades de los elementos que conforman cada sistema. Sin embargo, la apertura de los ojos es clara, lo cual confirma el buen desempeño de los sistemas optimizados.

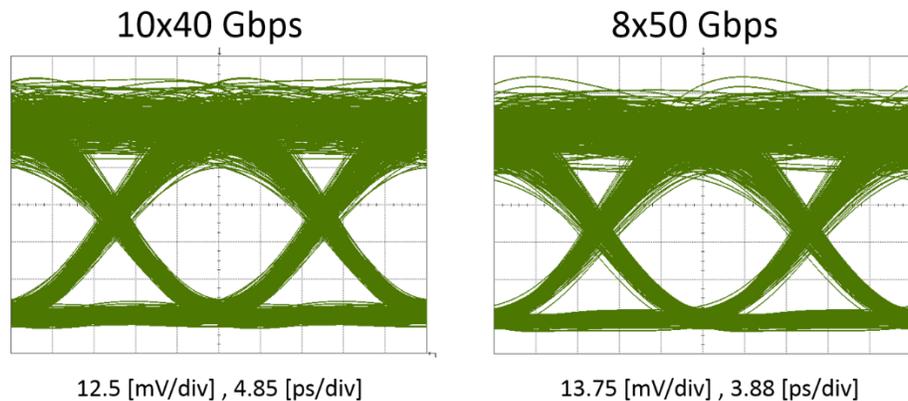


Figura 4.14 Diagramas de ojo de los sistemas 10x40 y 8x50 optimizados.

#### 4.4 Viabilidad para diferentes longitudes de enlace.

Para finalizar el análisis de las arquitecturas del transceptor óptico propuestas y optimizadas para 400 GbE se realizó una simulación de las mismas para determinar el desempeño que tienen a diferentes longitudes de enlace. Como indican las especificaciones de la fuerza de trabajo para 400 GbE el alcance máximo que se debe lograr con los transceptores ópticos es de 10 [km]. Sin embargo, es práctica común entre los operadores emplear el transceptor para distancias menores a la máxima especificada, por lo que mediante las simulaciones realizadas en este inciso se verificará si los transceptores siguen cumpliendo con el valor máximo de BER “libre de errores” variando la longitud del enlace desde 0 hasta 10 [km] calculando la BER cada kilómetro. Los parámetros empleados en las simulaciones son los mismos que para las arquitecturas optimizadas, mostrados en el inciso anterior (4.3) de esta obra.

En las figuras 4.15, 4.16 y 4.17 se muestran las curvas con los resultados obtenidos para el desempeño de las arquitecturas 16x25 con espacio intercanal de 400 [GHz], 10x40 con espacio intercanal de 800 [GHz] y 8x50 con espacio de 800 [GHz], respectivamente.

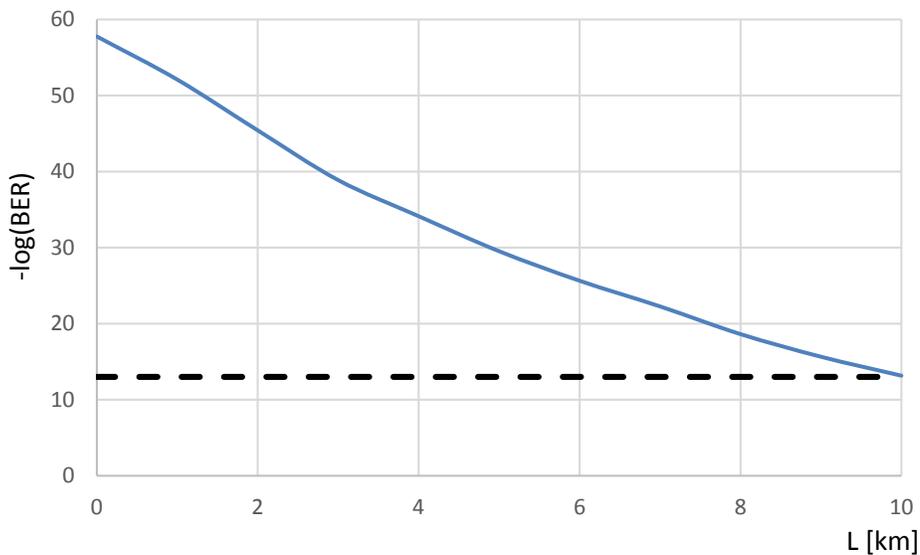


Figura 4.15 Curva L vs.  $-\log(\text{BER})$  para arquitectura del transceptor 16x25 optimizada y que no requiere del uso de SOA's.

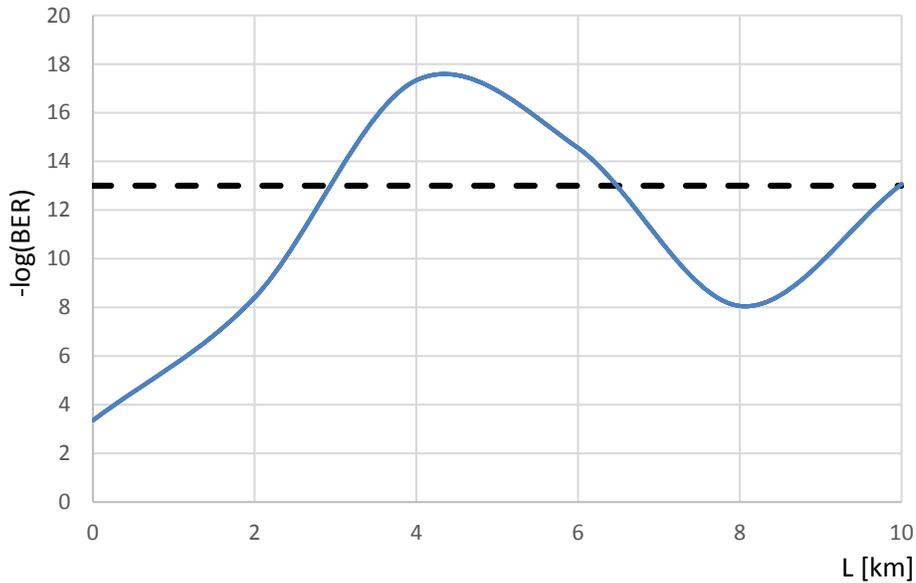


Figura 4.16 Curva L vs.  $-\log(BER)$  para arquitectura del transceptor 10x40 optimizada.

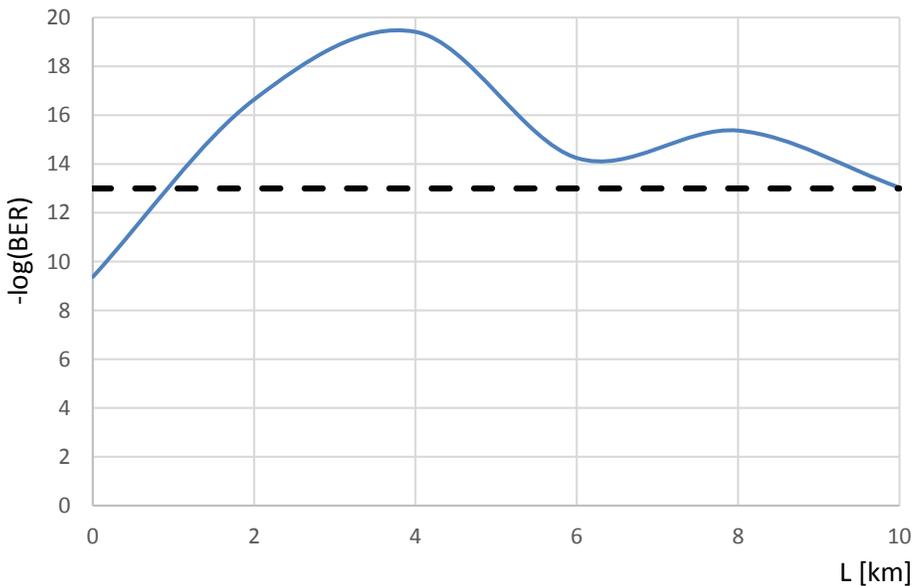


Figura 4.17 Curva L vs.  $-\log(BER)$  para arquitectura del transceptor 8x50 optimizada.

La línea punteada en las tres figuras anteriores corresponde a una  $BER = 10^{-13}$ . En la figura 4.15 se puede observar que la arquitectura 16x25 optimizada cumple a todo lo largo del enlace con la BER especificada. Esta curva es prácticamente lineal debido a que para esta arquitectura del transceptor optimizada se eliminó el SOA, que es el dispositivo óptico que introduce las no-linealidades con mayor impacto en el sistema, por lo que la curva muestra principalmente la degradación debido a la disminución gradual de OSNR. Esta arquitectura por lo tanto, puede ser elegida como una opción

viable considerando cualquier distancia menor o igual a 10 [km] para la implementación del transceptor para 400 GbE.

En la figura 4.16 se muestra el comportamiento que tiene la arquitectura 10x40 optimizada y se puede observar que en los intervalos de 0 a 3 [km] y de 7 a 10 [km] aproximadamente, no se cumple con la mínima BER establecida. Una posible explicación del comportamiento de esta curva es la interacción entre la dispersión y los efectos no-lineales introducidos por el SOA pero se requiere un análisis más detallado del caso para poder explicarlo, por lo que se propone el posterior estudio del mismo. Por lo anterior se puede concluir que dicha arquitectura no es una opción viable para la implementación del transceptor óptico de Ethernet a 400 [Gbps].

Por último la arquitectura 8x50 optimizada muestra un desempeño que varía de manera no-lineal en la distancia (figura 4.17) posiblemente por los mismos motivos que los expuestos en el párrafo anterior, pero debe observarse que para cualquier distancia mayor a 1 [km] cumple con la BER establecida y si se toma en cuenta que la fuerza de trabajo de 400 GbE establece otro PMD que tenga un alcance de 0 a 2 [km], entonces se puede pensar en la arquitectura 8x50 como una opción viable para implementar el transceptor óptico para 400 GbE con un alcance desde 2 hasta 10 [km].

#### **4.5 Comparación de arquitecturas.**

Los primeros resultados obtenidos para las arquitecturas propuestas antes de su optimización mostraron que la única opción viable con los dispositivos ópticos que se habían empleado era el caso de la arquitectura 16x25 debido a que las otras dos arquitecturas propuestas requerían de una potencia en el láser DFB que no se puede alcanzar con los dispositivos ópticos disponibles comercialmente. La razón por la cual estas dos arquitecturas requieren de mucha más potencia en los láseres que la primera es la gran tasa de transmisión que no permite que el primer amplificador óptico de semiconductor empleado se recupere y pueda amplificar todos los bits de información, así como un requerimiento mucho mayor en la sensibilidad de los receptores a estas tasas de transmisión. Los mismos resultados mostraron que la potencia óptica requerida en los láseres para la arquitectura del transceptor 16x25 sin optimizar era mucho menor a la potencia óptica que pueden proporcionar los láseres DFB disponibles en la actualidad, por lo que se propuso la eliminación del SOA para así simplificar la arquitectura propuesta y hacerla más atractiva para los fabricantes de transceptores ópticos. Asimismo, se propuso el empleo de nuevos SOA's con características que permitieran enlaces ópticos asequibles con la tecnología actual para los casos de las arquitecturas 10x40 y 8x50.

Una vez que se realizaron los cambios mencionados en cada una de las arquitecturas propuestas, es decir, se optimizaron, y se realizaron las simulaciones de los sistemas ópticos completos, todas las arquitecturas estuvieron dentro de los límites de lo que ofrecen los dispositivos ópticos en la actualidad y alcanzaron la BER especificada por la fuerza de trabajo de 400 GbE. Al analizar el desempeño de los sistemas al variar la distancia, se descubrió que la arquitectura 10x40 no cumple con la mínima BER establecida para ciertos intervalos de distancia por lo que no se cree que sea una opción viable para la arquitectura del transceptor para 400 GbE, mientras que la arquitectura 16x25

cumple con el desempeño en todo el rango de distancia y la arquitectura 8x50 no cumple en los primeros 500 [m] aproximadamente, lo que no representa complicaciones debido a que generalmente se estandariza otro PMD con un alcance menor de hasta 2 [km].

La desventaja que presenta la arquitectura 16x25 es la gran cantidad de transmisores y receptores ópticos que son necesarios para su implementación, mientras que la arquitectura del transceptor 8x50 tiene la mitad de los transmisores y receptores, por lo que puede tener un mayor factor de integración. Otro factor muy importante es que la opción 8x50 también representa un menor consumo de potencia. Contando con tecnología eléctrica capaz de operar a tasas de alrededor de los 50 [Gbps], en este estudio se ha demostrado mediante análisis numérico, la viabilidad del sistema óptico WDM 8x50 [Gbps] empleando dispositivos disponibles comercialmente, para la implementación del transceptor óptico de 400 GbE con una longitud de enlace de 2 a 10 [km], y que es la opción más atractiva comparada con las otras dos analizadas.

## 5. Conclusiones.

Se realizó el análisis, optimización y comparación de tres distintas arquitecturas WDM propuestas para la implementación del futuro transceptor óptico de Ethernet a 400 [Gbps], con diferentes tasas de transmisión por canal y distinto número de canales para obtener la misma tasa de transmisión total de 400 [Gbps].

El análisis de los planes de frecuencia confirmó que la dispersión afecta mayormente a los sistemas con un espacio intercanal mayor, así como a los que tienen canales con mayor tasa de transmisión, por lo que el caso con la menor penalidad de potencia debida a la dispersión fue el plan de frecuencia con espacio de 400 [GHz] para la arquitectura del transceptor 16x25 (0.1 [dB]). Además, todos los planes de frecuencia mostraron tener bajas penalidades debidas a la dispersión pues aún en el peor caso, para el plan de frecuencia con el mayor espacio intercanal y la mayor tasa de transmisión por canal (8x50 con espacio intercanal de 800 [GHz]), sólo se alcanzaron 0.65 [dB], lo cual es pequeño si se considera que el primer amplificador óptico empleado en las arquitecturas del transceptor óptico para 400 GbE puede tener una ganancia de hasta 23 [dB].

Los resultados obtenidos para la penalidad de potencia por FWM en la fibra óptica mostraron que el impacto de las no-linealidades en la fibra, incluido FWM, es despreciable, por lo que no se consideró su efecto en los cálculos posteriores. Las penalidades de potencia por FWM en el SOA obtenidas para cada una de las arquitecturas del transceptor óptico con cada plan de frecuencias desarrollado confirmaron que para una misma arquitectura, el efecto de FWM crece conforme se reduce el espacio intercanal. El efecto de FWM también aumenta al incrementar la tasa y al incrementar el número de canales. El caso con las menores penalidades de potencia fue el de la arquitectura 8x50 con espacio de 800 [GHz] (0.05 [dB]) y el peor caso resultó ser el de la misma arquitectura con espacio intercanal de 400 [GHz] (2.25 [dB]), cuando se esperaba que fuera el de la arquitectura 16x25 con el mismo espacio intercanal (1.2 [dB]). Debido a que en cada arquitectura la tasa es inversamente proporcional al número de canales, se observa un juego entre el impacto de FWM debido a estos dos factores, por lo que para un espacio intercanal grande de 800 [GHz] la arquitectura de 16x25 tiene mayor penalidad que la de 8x50, es decir, predomina el deterioro debido a un mayor número de canales, mientras que para un espacio intercanal pequeño de 400 [GHz] ocurre lo opuesto, es decir, predomina el deterioro debido a una mayor tasa de transmisión.

La suma de las penalidades de potencia por dispersión y por FWM mostró de nuevo que en todos los casos analizados se obtuvieron penalidades relativamente bajas si se toma en cuenta la ganancia que un SOA puede proporcionar. Los casos que presentaron las menores penalidades de potencia para cada arquitectura de transceptor fueron los que tienen el mayor espacio intercanal (800 [GHz]) pero para elegir el plan de frecuencia para cada arquitectura se debió de tomar en cuenta el ancho de banda de los SOA's, que es una limitante importante en el diseño de los transceptores ópticos. El primer SOA propuesto para los sistemas ópticos tiene un ancho de banda de 50 [nm] aproximadamente y al calcular los anchos de banda de los planes de frecuencia seleccionados para cada arquitectura propuesta, resultó que algunos de los planes de frecuencia excedían el ancho de banda permitido por el SOA. Con base en lo anterior se seleccionó un plan de frecuencias para cada

una de las arquitecturas del transceptor que tuviera un ancho de banda menor al permitido por el SOA y que al mismo tiempo tuviera las mínimas penalidades de potencia para esa arquitectura, los resultados fueron los siguientes: para la arquitectura 16x25 el plan con espacio intercanal de 400 [GHz] porque fue el único caso en el que el ancho de banda del sistema (33.66 [nm]) quedó dentro del ancho de banda al cual trabaja correctamente el SOA; para la arquitectura 10x40 se eligió el plan con espacio de 600 [GHz], ya que empleando el espacio de 800 [GHz] el ancho de banda del sistema (40.48 [nm]) estuvo muy cerca del límite puesto por el SOA y las penalidades de potencia en ambos casos fueron prácticamente iguales (0.57 y 0.55 [dB], respectivamente); finalmente para la arquitectura 8x50 se eligió el plan de frecuencias con espacio de 800 [GHz] porque tuvo las menores penalidades (0.7 [dB]) y su ancho de banda (31.47 [nm]) quedó dentro del ancho de banda del SOA.

El cálculo de los presupuestos de potencia para cada una de las arquitecturas y planes de frecuencia elegidos demostró que la potencia en los láseres DFB necesaria para alcanzar la sensibilidad calculada en los receptores que asegurara una BER menor a la especificada ( $10^{-13}$ ) por lo fuerza de trabajo de 400 GbE, es viable en el caso del transceptor 16x25 (-6.55 [dBm]), por lo que parece una solución práctica para la implementación de 400 GbE. En los casos de las arquitecturas 10x40 y 8x50 la potencia requerida en los láseres es mucho mayor (25.17 y 25.10 [dBm], respectivamente) a la potencia de los láseres DFB actualmente disponibles comercialmente (aproximadamente 13 [dBm]). La solución a este problema fue la implementación de un amplificador óptico con mayor ganancia.

El análisis numérico realizado mediante el simulador de sistemas ópticos presentado en el capítulo 3 de esta tesis confirmó los resultados obtenidos a través del presupuesto de potencia para cada una de las arquitecturas del transceptor elegidas, es decir, los resultados numéricos fueron muy cercanos a los calculados mediante el presupuesto de potencia convencional y la diferencia se puede interpretar como la penalidad de potencia por todos los efectos dinámicos y no-lineales que no se consideraron en éste. Además la ganancia en el SOA para las arquitecturas 10x40 y 8x50 resultó muy baja respecto a la obtenida para la arquitectura 16x25, esto sucede porque la potencia de entrada al SOA en los casos mencionados debe ser muy alta para obtener una potencia de salida alta que garantice la sensibilidad de los receptores (por encima de los 3 dBm), lo que provoca que el amplificador óptico trabaje saturado lejos de la región lineal de su curva característica (figura 4.6, capítulo 4) donde se produce la ganancia máxima.

La optimización de la arquitectura del transceptor 16x25 se realizó mediante la eliminación del amplificador óptico de semiconductor para simplificar la implementación de esta arquitectura. Para esto se realizó de nuevo un presupuesto de potencia sin el SOA para estimar cuánta potencia era necesaria en los láseres para alcanzar la sensibilidad requerida en los receptores ópticos. Esta potencia (14.29 [dBm]) resultó demasiado alta para los láseres disponibles comercialmente por lo que se incrementó la ER de los moduladores a 10 [dB] y la OSNR de los láseres DFB a 40 [dB] para mejorar el desempeño del sistema, se empleó una fibra óptica con el menor valor de atenuación disponible en fibras comerciales (0.35 [dB/km]) y se cambió el multiplexor y el demultiplexor por otros con menores pérdidas por inserción (3 [dB] cada uno). Con estas modificaciones el presupuesto de potencia disminuyó a una potencia en los láseres DFB de 12.5 [dBm], valor dentro del intervalo de lo comercialmente disponible. Para confirmar este valor se realizó una simulación

numérica del sistema optimizado y el cálculo resultó en una potencia en los láseres de 11.7 [dBm], que es menor a la calculada mediante el presupuesto de potencia, lo cual se debe al incremento de 2 [dB] de la OSNR del láser, que resulta en una mejora de la sensibilidad del receptor respecto a la calculada para una OSNR de 38 [dB]. Ocurre lo mismo en el caso del incremento de 2 [dB] en la ER de los moduladores. Los resultados obtenidos señalan que el sistema propuesto es viable con dispositivos que se encuentran en el mercado actualmente y por lo mismo su implementación sería sencilla debido a la eliminación del amplificador óptico del sistema.

La optimización de las arquitecturas 10x40 y 8x50 se realizó mediante la implementación de un SOA con ganancia máxima de 30 [dB], potencia de saturación de 17 [dBm] y ancho de banda de 80 [nm], lo que permitió el aumento en el espacio intercanal de la arquitectura 10x40 hasta 800 [GHz] para reducir las penalidades de potencia. Se realizó una vez más el presupuesto de potencia convencional para ambas arquitecturas con el nuevo SOA y resultó en una potencia de los láseres DFB de 3.25 [dBm] para la arquitectura 10x40 y de 4.15 [dBm] para la arquitectura 8x50, de nuevo se realizaron las simulaciones numéricas correspondientes para obtener resultados más apegados a la realidad y se obtuvo una potencia de 7.7 [dBm] para la primera arquitectura y 7.6 [dBm] para la segunda. La potencia de los láseres obtenida mediante las simulaciones queda dentro del margen de valores empleado actualmente, por lo que se demuestra la viabilidad de ambos sistemas optimizados para un alcance de 10 [km]. Es necesario mencionar que la ganancia del nuevo SOA empleado es muy alta comparada a la obtenida con el anterior amplificador debido a que éste trabaja más cerca de la región lineal de su curva de ganancia.

Para finalizar el análisis de los sistemas propuestos y optimizados se calculó el desempeño que tiene cada uno de ellos desde 0 hasta 10 [km], calculando la BER a cada kilómetro. Los resultados mostraron que la arquitectura del transceptor 16x25 optimizada cumple a todo lo largo del enlace con la BER especificada por la fuerza de trabajo de 400 GbE. La arquitectura 10x40 optimizada mostró tener algunos intervalos en los que no se cumple con la BER especificada y con la arquitectura 8x50 no se obtuvo el desempeño requerido en el primer kilómetro pero a partir de este umbral mejora su desempeño y cumple con la BER especificada.

Se puede concluir que la única arquitectura del transceptor propuesta que cumple con los objetivos designados por la fuerza de trabajo de 400 GbE para enlaces de 0 a 10 [km] es la arquitectura 16x25 con espacio intercanal de 400 [GHz] optimizada, es decir, sin el uso de amplificadores ópticos, lo que la hace atractiva por su simplicidad. El problema principal con esta arquitectura es que requiere de demasiados transmisores y receptores ópticos, lo que se traduce en mayor espacio y potencia consumidos.

La arquitectura 10x40 optimizada con espacio intercanal de 800 [GHz] no cumple con el desempeño requerido para las distintas longitudes de enlace. Es necesario mencionar que es práctica común entre los operadores emplear el transceptor para distancias menores a la máxima especificada, por lo que se puede concluir que la arquitectura mencionada no es una opción viable para la implementación del transceptor óptico de Ethernet a 400 [Gbps].

Por último la arquitectura 8x50 optimizada con espacio intercanal de 800 [GHz] puede ser una opción viable si se toma en cuenta que la fuerza de trabajo de 400 GbE generalmente establece otro PMD con un alcance de 0 a 2 [km], por lo que la arquitectura mencionada podría estandarizarse para un alcance de 2 hasta 10 [km]. También es importante mencionar que la potencia requerida en los láseres DFB para este sistema es la menor de las tres arquitecturas del transceptor optimizadas, además de tener el menor número de transmisores y receptores ópticos, lo que resultaría en un menor consumo de potencia y de espacio para el transceptor de 400 GbE.

Contando con tecnología eléctrica capaz de operar a tasas de transmisión de alrededor de 50 [Gbps], en este estudio se ha demostrado mediante análisis numérico, la viabilidad del sistema óptico WDM 8x50 [Gbps] empleando dispositivos disponibles comercialmente, para la implementación del transceptor óptico de 400 GbE con una longitud de enlace de 2 a 10 [km], y que es la opción más atractiva comparada con las otras dos analizadas.

Por último, cabe resaltar que buena parte de los resultados de la presente tesis fueron presentados en la conferencia Latin American Optics and Photonics Conference (LAOP), la mayor conferencia auspiciada por la Optical Society of America (OSA) en América Latina, celebrada en Cancún, México, del 16 al 21 de Noviembre de 2014. La referencia del artículo correspondiente es la [23] del Capítulo 1.

## **a. Acrónimos en Inglés.**

APD: Avalanche Photodiode.  
ASE: Amplified Spontaneous Emission.  
AWG: Arranged Waveguide Gratings.  
BER: Bit Error Rate.  
CSMA/CD: Carrier Sense Multiple Access / Collision Detection.  
CWDM: Coarse Wavelength Division Multiplexing.  
DEMUX: Demultiplexer.  
DFB: Distributed Feedback.  
DML: Directly Modulated Laser.  
DP-QPSK: Dual Polarization-Quadrature Phase Shift Keying.  
DSF: Dispersion-Shifted Fiber.  
DWDM: Dense Wavelength Division Multiplexing.  
EAM: Electro-Absorption Modulator.  
EDFA: Erbium-Doped Fiber Amplifier.  
EEE: Energy Efficient Ethernet.  
EML: Externally Modulated Laser.  
ER: Extinction Ratio.  
FBG: Fiber Bragg Grating.  
FWM: Four Wave Mixing.  
IEEE: Institute of Electrical and Electronic Engineers.  
IL: Insertion Loss.  
IML: Internally Modulated Laser.  
IP: Internet Protocol.  
ISI: Inter-Symbol Interference.  
ISO: International Organization for Standardization.  
ITU: International Telecommunication Union.  
LAN: Local Area Network.  
LD: Laser Diode.  
LED: Light-Emitting Diode.  
LLC: Logical Link Control.  
MAC: Medium Access Control.  
MAN: Metropolitan Area Network.  
MMF: Multi-Mode Fiber.  
MUX: Multiplexer.  
MZM: Mach-Zehnder Modulator.  
NRZ: Non-return to Zero.  
OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing.  
OFE: Optical Front End.  
OOK: On-Off Keying.  
OSA: Optical Spectrum Analyzer.

OSI: Open Systems Interconnection.  
OSNR: Optical Signal Noise Ratio.  
OTN: Optical Transport Network.  
PAM: Pulse-Amplitude Modulation.  
PCS: Physical Coding Sublayer.  
PHY: Physical Layer.  
PMA: Physical Medium Attachment Sublayer.  
PMD: Physical Medium Dependent Sublayer.  
PMD: Polarization Mode Dispersion.  
PRBS: Pseudo-Random Binary Sequence.  
ROP: Received Optical Power.  
SGM: Self-Gain Modulation.  
SMF: Single-Mode Fiber.  
SOA: Semiconductor Optical Amplifier.  
SONET/SDH: Synchronous Optical Networking / Synchronous Digital Hierarchy  
SPM: Self-Phase Modulation.  
STP: Shielded Twisted Pair.  
TFF: Thin Film Filter.  
TIA: Transimpedance Amplifier.  
UTP: Unshielded Twisted Pair.  
VCSEL: Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser.  
VI: Virtual Instrument.  
WAN: Wide Area Network.  
WDM: Wavelength Division Multiplexing.  
XGM: Cross-Gain Modulation.  
XPM: Cross-Phase Modulation.

## **b. Referencias.**

### **Capítulo 1:**

1. G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*, Ed. Wiley-Interscience, Third Edition, New York, 2002.
2. I. Fernández, *Estudio de sistemas ópticos WDM para su implantación en redes de alta velocidad*, Tesis licenciatura, Facultad de Ingeniería, UNAM, 2010.
3. T. Li, *Advances in Optical Fiber Communications: An Historical Perspective*, IEEE Journal of Selected Areas in Communications (ISSN 0733-8716), vol. SAC-1, April 1983.
4. ITU-T, *Guide on the use of the ITU-T Recommendations related to optical technology*, ITU-T Supplement 42 Series G, February 2008.
5. P. Torres-Ferrera. et. al, *Interfaz Óptica Multicanal para la tecnología Ethernet a 100 Gb/s*, Series del Instituto de Ingeniería UNAM, 2014, [Publicación pendiente].
6. A. Aguilar Pérez, G. Martínez Lorente, *La Telegrafía Óptica en Cataluña. Estado de la Cuestión*, Universidad de Barcelona, ISSN: 1138-9788, Vol. VII, No. 137, Marzo 2003.
7. ITU-T, *Optical system design and engineering considerations*, ITU-T Series G Supplement 39, February 2006.
8. ITU-T, *Spectral grids for WDM applications: CWDM wavelength grid*, ITU-T Recommendation G.694.2, December 2002.
9. ITU-T, *Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid*, ITU-T Recommendation G.694.1, June 2002.
10. C. Cole, *100GE SMF WDM Grid Q&A*, IEEE 802.3ba Task Force, March 2008.
11. G. Keiser, *Optical Fiber Communications*, Ed. McGraw-Hill, Fourth Edition, September 2010.
12. R. Ramaswami, K. N. Sivarajan, *Optical Networks: A Practical Perspective*, Ed. Kaufman, Second Edition, 2002.
13. R. Gutiérrez-Castrejón, *Nonlinear dynamics of semiconductor optical amplifier*, in *Optical Amplifiers*, Nova Science, 2012.
14. Metro Ethernet Forum [online], 2014, disponible en: <http://metroethernetforum.org>
15. M. Norris, *Gigabit Ethernet, technology and applications*, Artech House, 2003.
16. Charles E. Spurgeon, Joann Zimmerman. *Ethernet: The definitive guide*. O'Reilly Media. Second Edition. March 2014.
17. IEEE P802.3ae 10Gb/s Ethernet Task Force [online], June 2003, disponible en: <http://www.ieee802.org/3/ae/>

18. Intel, 10 Gigabit Ethernet Technology Overview, white paper [online], 2003, disponible en: [http://www.cse.ohio-state.edu/~panda/788/papers/1h\\_pro10gbe\\_lr\\_sa\\_wp.pdf](http://www.cse.ohio-state.edu/~panda/788/papers/1h_pro10gbe_lr_sa_wp.pdf)
19. IEEE 802.3 Higher Speed Study Group [online], November 2007, disponible en: <http://www.ieee802.org/3/hssg/>
20. R. Taborek, 10 Gigabit Ethernet Physical Layer [online], GEC Tutorial, 2000, disponible en: <ftp://ftp.t10.org/t11/document.00/00-210v0.pdf>
21. IEEE P802.3bs 400 Gb/s Ethernet Task Force [online], August 2014, disponible en: <http://www.ieee802.org/3/bs/index.html>.
22. R. Gutiérrez Castrejón, P. Torres-Ferrera. Design and Technical Feasibility of Next 400 GbE 40-km PMD Based on 16x25 Gbps Architecture, *Journal of Lightwave Technology*, 31 (14) July 2013.
23. P. Torres-Ferrera, O. Fernández-Segura, R. Gutiérrez-Castrejón. Comparison of 10 x 40 Gbps and 8 x 50 Gbps WDM system for next-generation Ethernet operating at 400 Gbps. *Latin American Optics and Photonics Conference, Cancún, México, Noviembre 2014*. [Publicación pendiente].
24. W. Shieh, I. Djordjevic, *OFDM for Optical Communications*, Academic Press, First Edition, September 2009.

## Capítulo 2:

1. P. Torres-Ferrera. et. al, Interfaz Óptica Multicanal para la tecnología Ethernet a 100 Gb/s, Series del Instituto de Ingeniería UNAM, 2014, [Publicación pendiente].
2. J. Thatcher, 10GbE HSSG Objectives [online], IEEE 802.3ae, July 2001, disponible en: <http://www.ieee802.org/3/ae/objectives.pdf>
3. J. D'Ambrosia, D. Law, M. Nowell, 40 Gigabit Ethernet and 100 Gigabit Ethernet, Technology Overview. Ethernet Alliance, November 2008.
4. C. Cole. 100-Gb/s and beyond transceiver technologies, Optical Fiber Technology, Vol. 17, Issue 5, 2011, pp. 472-479.
5. R. Arima, Demonstration of World-First 103 Gbit/s Transmission over 40 km Single Mode Fiber by 1310 nm LAN-WDM Optical Transceiver for 100GbE, Opnext Japan, Inc. Research and Development Division, 2011.
6. Fujitsu Optical Components, Fujitsu introduces World's First 100GbE CFP Transceiver for 40km Transmission [online], March 2011, disponible en: <http://www.fujitsu.com/jp/group/foc/en/resources/news/press-releases/2011/0307.html>
7. Finisar Corp. CFP/CFP2 Modules [online], 2014, disponible en: <http://www.finisar.com/products/optical-modules/cfp>
8. Light Reading, Fujitsu Announces 100G CFP2 Transceiver [online], 2014, disponible en: <http://www.lightreading.com/components/optical-components/fujitsu-announces-100g-cfp2-transceiver/d/d-id/709882>.
9. C. Cole, Next Generation CFP Modules, Finisar Corporation, OFC / NFOEC, March 2012.
10. T. Fujisawa, et al. 1.3- m 4 25-Gb/s Monolithically Integrated Light Source for Metro Area 100-Gb/s Ethernet, IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 23, No. 6, March 2011.
11. D. K. Mynbaev, L. L. Scheiner, Fiber-Optic Communications Technology, Ed. Prentice Hall, First Edition, 2001.
12. I. Fernández, Estudio de sistemas ópticos WDM para su implantación en redes de alta velocidad, Tesis licenciatura, Facultad de Ingeniería, UNAM, 2010.
13. G. P. Agrawal, Fiber-Optic Communication Systems, Ed. Wiley-Interscience, Third Edition, New York, 2002.
14. Electric Power Research Institute [online], 2015, disponible en: <http://www.epri.com/Pages/Default.aspx>
15. G. Keiser, Optical Fiber Communications, Ed. McGraw-Hill, Fourth Edition, September 2010.
16. H. G. Weber, M. Nakazawa, Ultrahigh-Speed Optical Transmission Technology, Springer LLC, First Edition, New York, 2007.

17. R. Gutiérrez Castrejón, Hacia un sistema de telecomunicaciones completamente óptico, Series del Instituto de Ingeniería UNAM, 2006.
18. Y. Mingzhang, Basic knowledge about WDM principle, Optical Network Technical Service Dept. HUAWEI, Internal Document, 2010.
19. A. Chavarría Sánchez. Estudio teórico del uso de un amplificador óptico de semiconductor como elemento de una compuerta lógica fotónica utilizando modulación cruzada de la fase. Facultad de Ciencias, UNAM, 2013.
20. B. Saleh, M. Teich. Fundamentals of Photonics. Ed. Wiley, Second Edition, 2007.
21. T. Fujisawa et al. 1.3- $\mu\text{m}$ , 50-Gbit/s EADFB Lasers for 400GbE, NTT Corporation, OSA/OFC/NFOEC, 2011.
22. T. Fujisawa et al. 1.3  $\mu\text{m}$ , 50 Gbit/s electro-absorption modulators integrated with DFB laser for beyond 100G parallel LAN applications, NTT Corporation, Electron Lett. 47, 2011.
23. Mitsubishi Electric, 40Gbps Driver-In EML-TOSA Compliant with 40Gbps Miniature Device Multi-Source Agreement [online], March 2013, disponible en: [http://www.mitsubishielectric-usa.com/images/uploads/scd\\_documents/pr\\_031813.pdf](http://www.mitsubishielectric-usa.com/images/uploads/scd_documents/pr_031813.pdf)
24. D. Kawamura, S. Makino, K. Kogo, Y. Matsuoka, Y. Lee, T. Sugawara, S. Tanaka, 1.3- $\mu\text{m}$  4-channel x 40-Gbps lens-integrated EA/DFB laser array for optical interconnects. European Conference and Exhibition on Optical Communication, OSA, Mo. 1.E.3. 2012.
25. P. Mazurek, P. Czyzak, H. de Waardt, and J. P. Turkiewicz. Up to 112 Gbit/s single wavelength channel transmission in the 1310 nm wavelength domain. Microwave and optical technology letters. Vol. 56, No. 2, February 2014, pp. 263-265.
26. S. Kanazawa, T. Fujisawa, A. Ohki, K. Takahata, H. Sanjoh, R. Iga y H. Ishii. Compact flip-chip interconnection 8 x 50 Gbit/s EADFB laser array module for 400 Gbit/s transceiver, Electronics Letters, Vol. 50 No. 7, March 2014.
27. R. Gutiérrez Castrejón, P. Torres-Ferrera. Design and Technical Feasibility of Next 400 GbE 40-km PMD Based on 16x25 Gbps Architecture, Journal of Lightwave Technology, 31 (14) July 2013.
28. Thorlabs, O-Band Optical Amplifier BOA1132P Datasheet [online], March 2011, disponible en: <https://www.thorlabs.com/thorcat/19400/BOA1132P-SpecSheet.pdf>
29. Finisar Corporation, 50 GHz Photodetector XPDV2320R Datasheet [online], 2014, disponible en: [http://www.finisar.com/sites/default/files/pdf/XPDV2320R\\_50GHz\\_Photodetector\\_Product\\_Brief.pdf](http://www.finisar.com/sites/default/files/pdf/XPDV2320R_50GHz_Photodetector_Product_Brief.pdf)
30. J. P. Turkiewicz, Cost-effective nx25 Gbit/s DWDM transmission in the 1310 nm wavelength domain, Optical Fiber Technology 17 (2011) 179–184, January 2011.

### Capítulo 3:

1. P.J. Moriarty, et al., Graphical computing in the undergraduate laboratory. Teaching and interfacing with Lab-View. American Journal of Physics, Vol. 71, No.10, 2003, pp. 1062.
2. R. Bitter, T. Mohiuddin, M. Nawrocki, LabVIEW, Advanced Programming Techniques, CRC Press, eBook ISBN: 978-1-4200-3935-1, 2000.
3. P.K. Das, D.B. Koch. On the use of visual programming languages for communication system simulation, IEEE Proceedings of Southeastcon, Vol.1, 1991, pp.158 – 162.
4. R. Gutiérrez-Castrejón, M. Duellk, Using LabVIEW™ for advanced nonlinear optoelectronic device simulations in high-speed optical communications, Computer Physics Communications Vol. 176, No. 6, 2006, pp. 431 – 440.
5. F. Devaux, Y. Sorel, and J. F. Kerdiles. Simple measurement of fiber dispersion and of chirp parameter of intensity modulated light emitter. Journal of Lightwave Technology, Vol. 11, No. 12. (1993).
6. M. Traverso. Approach for 40 km PMD. Presentado en IEEE 802.3 Higher Speed Study Group Meeting, Ottawa, ON, Canada, Abril, 2007 [Online]. Disponible en: <http://grouper.ieee.org/groups/802/3/hssg/public/index.htm> IEEE HSSG Contribution traverso\_01\_0407.pdf
7. G. P. Agrawal, Nonlinear Fiber Optics, Academic Press, Third Edition, New York, 2001.
8. A. Mecozzi and J. Mork. Saturation effects in non-degenerate fourwave mixing between short optical pulses in semiconductor laser amplifiers. IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron, Vol. 3, No. 5. (1997).
9. D. Cassioli, S. Scotti, and A. Mecozzi. A Time-Domain Computer Simulator of the Nonlinear Response of Semiconductor Optical Amplifiers. IEEE Journal of Quantum Electronics, Vol. 36, No.9. (2000).
10. B. Chomycz, Planning Fiber Optic Networks, McGraw-Hill, First Edition, 2009.
11. G. P. Agrawal, Fiber-Optic Communication Systems, Ed. Wiley-Interscience, Third Edition, New York, 2002.
12. G. Keiser, Optical Fiber Communications, Ed. McGraw-Hill, Fourth Edition, September 2010.

#### Capítulo 4:

1. G. P. Agrawal, Fiber-Optic Communication Systems, Ed. Wiley-Interscience, Third Edition, New York, 2002.
2. R. Gutiérrez Castrejón, P. Torres-Ferrera. Design and Technical Feasibility of Next 400 GbE 40-km PMD Based on 16x25 Gbps Architecture, Journal of Lightwave Technology, 31 (14) July 2013.
3. I. Fernández, Estudio de sistemas ópticos WDM para su implantación en redes de alta velocidad, Tesis licenciatura, Facultad de Ingeniería, UNAM, 2010.
4. Thorlabs, O-Band Optical Amplifier BOA1132P Datasheet [online], March 2011, disponible en: <https://www.thorlabs.com/thorcat/19400/BOA1132P-SpecSheet.pdf>
5. J. P. Turkiewicz, Cost-effective nx25 Gbit/s DWDM transmission in the 1310 nm wavelength domain, Optical Fiber Technology 17 (2011) 179–184, January 2011.
6. P. Torres-Ferrera, O. Fernández-Segura, R. Gutiérrez-Castrejón, Comparison of 10 x 40 Gbps and 8 x 50 Gbps WDM system for next-generation Ethernet operating at 400 Gbps, Latin American Optics and Photonics Conference, Cancún, México, Noviembre 2014. [Publicación pendiente].