



UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTÓNOMA DE
MÉXICO

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

**PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN
INGENIERÍA**

**ANÁLISIS DE SISTEMAS WDM COMO INTERFAZ
ÓPTICA PARA ETHERNET A 100 Y 400 Gb/s CON
ALCANCE MÁXIMO DE 40 KM**

T E S I S

QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:

MAESTRO EN INGENIERÍA

ELÉCTRICA – TELECOMUNICACIONES

P R E S E N T A :

TORRES FERRERA PABLO

TUTOR:

DR. RAMÓN GUTIÉRREZ CASTREJÓN

2012



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.

JURADO ASIGNADO:

Presidente: DR. GÓMEZ CASTELLANOS JAVIER
Secretario: DR. HERNÁNDEZ CORDERO JUAN ARNALDO
Vocal: DR. GUTIÉRREZ CASTREJÓN RAMÓN
1er. Suplente: DR. KHOTIAINSTEV SERGUEI
2do. Suplente: DR. MOCTEZUMA FLORES MIGUEL

Lugar o lugares donde se realizó la tesis:

INSTITUTO DE INGENIERÍA
UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

TUTOR DE TESIS

GUTIÉRREZ CASTREJÓN RAMÓN

FIRMA

Índice temático

Resumen	1
Abstract	2
Introducción	3
1. Ethernet sobre WDM	
1.1 Evolución de Ethernet	5
1.1.1 LAN Ethernet en contención	6
1.1.2 LAN/MAN Ethernet: 10 Gigabit Ethernet	10
1.2 Multiplexión por longitud de onda (WDM)	14
1.3 100 Gigabit Ethernet	16
1.3.1 Generalidades del estándar IEEE 802.3ba	16
1.3.2 Subcapa PMD 100GBaseER4	17
1.3.3 Transceptores 100GBaseER4	20
1.4 Tendencias para el futuro de Ethernet y justificación de esta tesis	21
1.5 Propuesta de tesis: Arquitectura propuesta del PMD de 400 GbE a 40 [km]	24
1.6 Objetivo de esta tesis	25
1.7 Aportaciones de esta tesis	25
2. Amplificador Óptico de Semiconductor (SOA)	
2.1 Estructura de un SOA	26
2.1.1 Homojunturas y heterojunturas	26
2.1.2 Tipos de estructuras de SOAs	29
2.2 Operación del SOA	31
2.2.1 Ganancia y saturación	31
2.2.2 Dinámica del SOA	34
2.3 No linealidades	37
2.3.1 <i>Patterning</i> por Automodulación de la Ganancia (SGM)	38
2.3.2 Modulación Cruzada de la Ganancia (XGM)	40
2.3.3 Mezclado de Cuatro Ondas (FWM)	41
3. Análisis del impacto de las no linealidades del SOA en el sistema 100GBaseER4	
3.1 Metodología	44
3.2 Simulador de sistemas ópticos de transmisión	45
3.3 Sistema bajo prueba: 100GBaseER4	46
3.3.1 Transmisor EML y Multiplexor	47
3.3.2 Fibra óptica	48
3.3.3 Preamplificador SOA	48
3.3.4 Demultiplexor, receptores óptico y electrónico	49
3.3.5 Indicadores de desempeño	49
3.4 Prueba numérica 1: Impacto del SOA en el enlace	49
3.5 Prueba numérica 2: Discriminación del impacto de las no-linealidades del SOA	52
3.6 Prueba numérica 3: Variación del espacio intercanal	57
3.6.1 Efecto de las no linealidades de la fibra óptica	58
3.6.2 Efecto de la dispersión de la fibra óptica	59
3.6.3 Efecto de la dispersión combinada con las no linealidades del SOA	61
3.6.4 Efecto de las no linealidades del SOA	63

Índice temático

4. Análisis del sistema WDM 16 x 25 Gbps propuesto para 400GBaseER16	
4.1 Descripción del sistema	65
4.1.1 Parámetros de los componentes	66
4.2 Análisis de factibilidad	67
4.2.1 Propuesta de planes de frecuencia y mapas de dispersión	67
4.2.2 Presupuesto de potencia	70
4.2.3 Elección del plan de frecuencia	71
4.2.4 Elección de la potencia de salida promedio de los transmisores	72
EML	
4.2.5 Elección de la ganancia de señal pequeña y potencia de salida de saturación del SOA	73
4.2.6 Propuesta de parámetros mínimos para garantizar factibilidad	74
4.3 Análisis del impacto del SOA en el sistema propuesto para 400GBaseER16	76
4.3.1 Variación del retardo intercanal	76
4.3.2 Discriminación del impacto de las no linealidades	77
4.3.3 Variación del espacio intercanal	79
4.4 Comparación de resultados del impacto del SOA entre WDM de 4 y 16 canales	81
5. Conclusiones	
5.1 Conclusiones generales	85
5.2 Trabajo futuro	88
Referencias	90

Resumen

En esta tesis se presenta, en primer lugar, el análisis numérico de factibilidad técnica de un sistema WDM 16 x 25 Gbps pre-amplificado con un amplificador óptico de semiconductor (SOA), sobre fibra monomodo convencional operando alrededor de la ventana de 1300 [nm], utilizando el formato de modulación en amplitud OOK, propuesto como interfaz óptica de la posible actualización de Ethernet a 400 Gbps con un alcance máximo de 40 [km]. En este análisis se compara el desempeño del sistema para diferentes planes de frecuencia, potencia de salida promedio de los transmisores modulados externamente, ganancia de señal pequeña y potencia de saturación del SOA. Con base a ello se proponen, por primera vez hasta donde sabemos, los valores mínimos de diseño para los cuales el sistema es factible, transmitiendo "libre de errores" ($BER \leq 10^{-12}$), entre los cuales se destacan los siguientes: la potencia de salida promedio de cada transmisor es de +2.9 dBm, con una relación señal a ruido óptica (OSNR) de 39 dB y una razón de extinción (ER) igual a 8 dB; la longitud de onda central de cada láser se fija mediante un plan de frecuencias que va de 228.2 a 234.2 [THz] (1313.72 - 1280.07 [nm]) con un espacio intercanal de 400 [GHz]; la ganancia de señal pequeña del SOA es igual a 23 dBm, su potencia de salida de saturación de 8 dBm y su figura de ruido (NF) de 7.5 dB.

En segundo lugar, se presenta el análisis numérico del impacto de los efectos no lineales del SOA en el desempeño de sistemas WDM pre-amplificados de 4 y 16 canales a 25 Gbps, con aplicación directa a la tecnología Ethernet. En particular, se estudia el impacto del SOA en el desempeño de los sistemas para enlaces de 0 a 40 [km], se discrimina el grado de impacto de cada efecto no lineal: automodulación de la ganancia (SGM), modulación cruzada de la ganancia (XGM) y mezclado de cuatro ondas (FWM); y, finalmente, se estudia el impacto de la variación del espacio intercanal en el desempeño del sistema. Las conclusiones obtenidas al estudiar el sistema de cuatro canales se confirman al estudiar el sistema de dieciséis. Se muestra que, para enlaces cortos, en que la potencia de entrada al SOA es alta, se hace manifiesta la operación en régimen no lineal del amplificador, ya que, de forma anómala, el desempeño aumenta conforme aumenta la longitud del enlace. Para enlaces largos, en que la potencia de entrada al SOA es baja y su operación es lineal, el comportamiento del desempeño se normaliza: disminuye conforme se aumenta la longitud del enlace, debido a la degradación de la OSNR por la pérdida de potencia de la señal al transmitirse por la fibra. Se muestra que SGM y XGM tienen un impacto considerablemente mayor en el deterioro del desempeño que FWM. También se demuestra que, al aumentar la correlación de las señales temporales entre todos los canales, aumenta significativamente el impacto de SGM a la par que disminuye el de XGM. Sin embargo, debido a la naturaleza de la información que se transmite por un enlace Ethernet o similar, las señales temporales se consideran decorrelacionadas en todo momento, por lo cual en la práctica se puede considerar que XGM es el efecto que afecta principalmente el desempeño de los sistemas WDM modulados mediante OOK y detectados directamente. Enseguida, se muestra que el desempeño mejora al aumentar el espacio intercanal, siempre que el ancho de banda de la señal WDM sea menor que el ancho de banda del SOA. Finalmente, se demuestra que FWM es el principal responsable de esta diferencia de desempeño, mientras que el impacto de la dispersión cromática de la fibra óptica resulta ser mucho menor.

Abstract

In this work a numerical analysis to demonstrate the feasibility of a WDM 16 x 25 Gbps system is presented for the first time to our knowledge. The system is characterized by having amplitude modulation OOK over standard single mode fiber (SSMF) around the 1300 [nm] optical window and using a semiconductor optical amplifier (SOA) as a pre-amplifier in the receiver. It is proposed as optical interface for 400 Gbps Ethernet up to 40 [km]. This comprehensive analysis comprises the performance comparison between different frequency-grids, transmitters' output mean power, and the small-signal gain and saturation power values of the SOA. The optimal values that guarantee "error-free" technical feasibility (BER less than 10^{-12}) are presented. It is shown that the transmitters require a minimum output mean power of +2.9 dBm with an extinction ratio of 8 dB and optical signal-to-noise ratio of 39 dB. The proposed frequency-grid span from 228.2 to 234.2 [THz] (1313.72 - 1280.07 [nm]) with 400 [GHz] channel-spacing. The SOA small-signal gain is 23 dB, SOA output saturation power is 8 dBm and the SOA noise-figure (NF) is 7.5 dB.

In second place, a numerical analysis is presented to study the impact of SOA non-linear effects on the 4 x 25 Gbps and 16 x 25 WDM systems performance using an SOA as a pre-amplifier. In particular, the SOA impact on the system performance along different link lengths between 0 and 40 [km] is analyzed, discriminating the impact of each non-linear effect: self-gain modulation (SGM), cross-gain modulation (XGM) and four wave mixing (FWM). Finally, the impact of channel-spacing on the system performance is analyzed.

The conclusion obtained from the 4 x 25 Gbps system analysis is confirmed with the 16 x 25 Gbps system analysis. It is shown that for short-links, where the SOA input power is high, the performance increase with increasing distance, corresponding to SOA non-linear behavior. For long-links, where the SOA input power is low, the performance decrease with increasing distance which is a normal behavior in linear conditions due to OSNR degradation. It is further shown that SGM and XGM are considerably higher than FWM. It is also presented that by increasing the correlation among time-signals, the SGM impact considerably increases while XGM impact decreases. However, due to the Ethernet link characteristics, the time-signals are always considered as decorrelated and therefore, from a practical standpoint could be concluded that XGM is the most harmful effect on the WDM amplitude-modulated and directly-detected system performance. Then, it is shown that the system performance increases by increasing channel-spacing, provided that the WDM signal bandwidth is shorter than the SOA bandwidth. Finally, it is shown that this performance difference is produced by FWM while the impact of the fiber optic chromatic dispersion can be considered negligible.

Introducción

Los sistemas ópticos de comunicaciones, desarrollados a través de las últimas décadas para aprovechar la gran capacidad de ancho de banda y las bajas pérdidas de la fibra óptica como medio de transmisión, se han consolidado como la infraestructura de capa física de red más empleada en redes de transporte de largo alcance, y, en años recientes, han incursionado en el terreno de las redes metropolitanas y de área local, obedeciendo a una tendencia clara: desarrollar una red unificada completamente óptica.

Ethernet, estándar dominante en la implementación de redes de área local, en sus inicios basada en cables de cobre como medio de transmisión, en sus últimas actualizaciones ha definido interfaces ópticas para aumentar la cobertura y tasa de transmisión de sus enlaces. Para los sistemas a tasas de transmisión de 10, 40 y 100 Gbps, se han empleado sistemas Multiplexados por Longitud de Onda (WDM) para transmitir varios canales en paralelo por una misma fibra óptica alcanzando distancias decakilométricas. La última actualización del estándar, IEEE 802.3ba, define especificaciones para tasas de 40 y 100 Gbps. La especificación Ethernet de mayor cobertura y tasa de transmisión actualmente, es 100 Gigabit Ethernet de rango extendido (100GBaseER4), basado en un sistema WDM de cuatro canales portados alrededor de la ventana de 1300 [nm] cada uno a una tasa de 25 Gbps, modulados en amplitud mediante encendido-apagado (OOK), sobre fibra monomodo convencional (SSMF) con un alcance máximo de 40 [km], pre-amplificados mediante un Amplificador Óptico de Semiconductor (SOA) para garantizar el presupuesto de potencia requerido y detectados mediante un fotodiodo.

Mediante un estudio de las tendencias para los próximos años en tecnología de sistemas ópticos, se piensa que es muy factible que la siguiente actualización del estándar esté definida para una tasa de 400 Gbps para un alcance máximo de 40 [km] y se prevé que su arquitectura pueda ser una extensión de la definida por 100GBaseER4, conservando el formato de modulación OOK. Para sistemas operando a tasas de terabits por segundo se hace manifiesta la necesidad de utilizar formatos avanzados de modulación y nuevas técnicas para agrupar los canales de forma más compacta, lo cual requiere inversión en investigación y desarrollo a mediano plazo.

El SOA es elegido como pre-amplificador en estos sistemas ya que puede operar alrededor de la ventana de 1300 [nm], elegida para tener dispersión cromática mínima en fibras convencionales y no requerir compensación de la misma, así como porque es pequeño y puede integrarse con el resto de los componentes que forma el sistema de recepción. Sin embargo, es un amplificador altamente no-lineal al operar con señales cuya potencia es cercana a su baja potencia de saturación. Al utilizar modulación en amplitud OOK con detección directa, es necesaria una potencia relativamente grande de entrada a la fibra para garantizar transmisión libre de errores. Si bien el estándar define un alcance máximo de 40 [km] y para ello se requiere un SOA, los transceptores diseñados mediante estas especificaciones deben ser capaces de funcionar adecuadamente para enlaces menores. Sin

embargo, aún cuando para enlaces menores la relación señal a ruido es mayor y por ello el desempeño debería serlo, la potencia de entrada al SOA también lo es, por lo que el SOA opera en saturación y los efectos no lineales se hacen presentes en el deterioro del desempeño.

Con el fin de conocer el impacto de los efectos no lineales en el desempeño del sistema WDM 4 x 25 Gbps empleado como interfaz óptica de 100 Gigabit Ethernet de rango extendido, para enlaces de 0 a 40 [km] en la presente tesis se reporta un análisis numérico del mismo, tomando en cuenta solo los efectos que impactan en la detección directa de pulsos modulados: auto-modulación de la ganancia (SGM), modulación cruzada de la ganancia (XGM) y mezclado de cuatro ondas (FWM). El análisis consiste en estudiar el impacto del SOA en el desempeño del sistema, la discriminación del grado de impacto de cada efecto no lineal en este deterioro del desempeño y, por último, el impacto de la variación del espacio intercanal en el desempeño del sistema.

Asimismo, siendo una extensión natural del sistema WDM 4 x 25 Gbps mencionado anteriormente, se reporta, por primera vez hasta donde sabemos, el análisis numérico de factibilidad de un sistema WDM de dieciséis canales, a 25 Gbps cada uno, pre-amplificado por un SOA. Demostrada la factibilidad del sistema, se presenta el análisis del impacto de los efectos no lineales del SOA en el desempeño de éste. Por último, se comparan los resultados obtenidos de este análisis con los obtenidos a partir del análisis en el sistema de cuatro canales, con el fin de reafirmar y ampliar las conclusiones obtenidas.

La tesis se estructura de la siguiente manera. En el Capítulo 1 se presenta una investigación bibliográfica sobre Ethernet empleando WDM como interfaz óptica. Se presenta una breve historia de su desarrollo; la descripción de 10 Gigabit Ethernet, primer actualización en que se emplea WDM; las generalidades de la actualización para 40 y 100 Gigabit Ethernet, profundizando en la descripción de 100 Gigabit Ethernet de rango extendido; por último se exploran las posibilidades para la siguiente actualización de Ethernet, ahondando en la correspondiente a 400 Gigabit Ethernet. En el Capítulo 2 se presenta una investigación bibliográfica sobre el Amplificador Óptico de Semiconductor, iniciando con la descripción de la estructura física de estos amplificadores, precedida por la explicación de la dinámica y operación del SOA, finalizando con la presentación de los efectos no lineales SGM, XGM y FWM. En el Capítulo 3 se presenta el análisis del impacto de los efectos no lineales del SOA en el desempeño de un sistema WDM 4 x 25 Gbps pre-amplificado, descrito anteriormente. En el Capítulo 4 se presenta el análisis de factibilidad del sistema WDM 4 x 16 Gbps pre-amplificado y el análisis del impacto de los efectos no lineales del SOA en el desempeño de este sistema. Para finalizar, en el Capítulo 5 se presentan las conclusiones generales y el posible trabajo futuro relacionado con este proyecto de investigación.

Capítulo 1

Ethernet sobre WDM

Los sistemas ópticos de comunicaciones de alta velocidad han respondido a la demanda siempre creciente de ancho de banda y cobertura de los servicios de telecomunicaciones. Actualmente operan a tasas de transmisión del orden de 100 Gbps en aplicaciones comerciales para redes locales y metropolitanas, cubriendo distancias kilométricas, como es el caso de la tecnología Ethernet, orientada en un principio sólo a redes locales consolidándose como la tecnología dominante en este ramo, y que en sus últimas versiones ha extendido su objetivo a redes de mayor alcance y tasa de transmisión, definiendo para ello interfaces físicas basadas en tecnología óptica de multiplexión de longitud de onda WDM.

En este capítulo se revisa la evolución que ha tenido Ethernet al incrementar su alcance y tasa de transmisión en varios órdenes; los fundamentos de la tecnología WDM en la que se basa la interfaz física de las últimas generaciones de Ethernet; las generalidades de la última actualización de Ethernet definida para tasas de 40 y 100 Gbps, enfatizando en la interfaz óptica de mayor alcance y velocidad actualmente definida por este estándar: la capa dependiente del medio PMD de 100 Gigabit Ethernet basada en un sistema WDM 4 x 25 Gbps preamplificado con un alcance de 40 km, sistema que es analizado como primer objetivo de estudio del presente proyecto. Para concluir el capítulo, se presenta el estado actual de las propuestas para la siguiente actualización de Ethernet de forma general y, en particular, una propuesta original de interfaz óptica, basada en un sistema WDM 16 x 25 Gbps preamplificado, para el posible 400 Gigabit Ethernet, sistema cuyo análisis constituye el segundo objetivo del presente proyecto de investigación.

1.1) Evolución de Ethernet

Ethernet es la denominación del conjunto de especificaciones para las capas física y de enlace de la red, de acuerdo al modelo OSI (*Open System Interconnect*), definidas por el Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) en el estándar IEEE 802.3 [1]. La denominación Ethernet también es aplicada genéricamente a la tecnología y sistemas basados en estas especificaciones. Desde su creación, en la década de 1980, hasta nuestros días, Ethernet ha tenido una evolución notable: tras consolidarse como la tecnología dominante para redes de área local ha pasado a ganar amplio terreno en redes de mayor área de cobertura, aumentando su alcance y tasa de transmisión varios órdenes en cada actualización. En las últimas generaciones esto ha sido posible, en parte, gracias al aumento de la capacidad de procesamiento de los dispositivos electrónicos, pero principalmente debido al uso de interfaces ópticas en la capa física.

Ethernet fue desarrollado por Robert Metcalfe, David Boggs y el equipo de Xerox PARC (*Palo Alto Research Center*), para implementar una red que interconectara las computadoras Xerox Alto, impresoras y servidores. Para ello se basaron en la red Aloha, perfeccionándola con una idea de Metcalfe denominada CSMA/CD (sobre lo cual se detallará en el siguiente apartado).

En 1972 esta red fue exitosamente implementada y fue nombrada en un principio *Alto Aloha Network*, operando a una tasa de 2.94 Mbps derivada del reloj del sistema de las Xerox Alto, con topología de bus sobre cable coaxial, siendo la primera red experimental que utiliza el protocolo CSMA/CD [2]. Con el fin de aclarar que esta tecnología podía soportar cualquier dispositivo de red y no solo ordenadores Alto, Metcalfe cambia el nombre a Ethernet en 1973. En este punto, la tecnología de Ethernet pertenecía a Xerox. El siguiente paso para ampliar su alcance comercial fue la creación de un estándar, desarrollado en conjunto por las corporaciones DEC, Intel y Xerox. En 1980 se publica la primera versión: Ethernet DIX80, y en 1982 se publica su revisión, Ethernet DIX82. En este estándar se definen especificaciones para la capa física, basada en cable coaxial, y las correspondientes a la capa de enlace de datos, para una velocidad de 10 Mbps [3].

Tomando como base a Ethernet DIX, con ligeras modificaciones, el IEEE publicó en 1985 el estándar *IEEE 802.3 CSMA/CD Access Method and Physical Layer Specifications*, como parte de un conjunto de estándares para redes de área local y metropolitana, bajo la dirección del grupo *IEEE Local and Metropolitan Standards Committee*, identificado con el número 802, el cual se encarga de definir las especificaciones para las capas física y de enlace del modelo OSI. En el modelo definido por IEEE se divide la capa de enlace en dos subcapas: Control de enlace lógico LLC (*Logical Link Control*) y Control de acceso al medio MAC (*Media Access Control*). Dentro del conjunto de estándares 802 todos comparten especificaciones para la subcapa LLC definidas en el estándar IEEE 802.2 y cada estándar define especificaciones para la subcapa MAC y la capa física [4]. En la *figura 1.1* se esquematizan las capas del modelo OSI y las correspondientes de IEEE 802.3

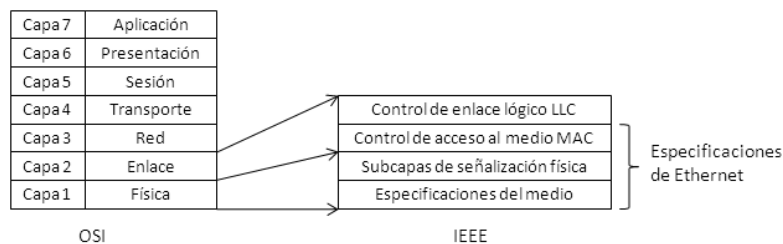


Figura 1.1 Modelo OSI y capas definidas por IEEE 802.3

En el estándar IEEE 802.3 no se utiliza el término Ethernet para no hacer referencia a términos comerciales, sin embargo ambos términos se utilizarán indistintamente en adelante.

1.1.1) LAN Ethernet en contención

Las primeras versiones de Ethernet: Ethernet original a una tasa de 10 Mbps (IEEE 802.3, 1995), Fast Ethernet a 100 Mbps (FE, IEEE 802.3u, 1998) y Gigabit Ethernet a 1 Gbps (GbE, IEEE 802.3z, 1998), están orientadas principalmente a redes de área local LAN (*Local Area Network*), en contención. Aunque en FE y GbE se implementa el uso no contenido utilizando conmutadores, y de hecho GbE está diseñado para operar punto a punto, su aplicación dominante es en sistemas en contención utilizando concentradores. Un concentrador (*hub*) es un dispositivo al cual se conectan todas las estaciones y éste las interconecta de manera

eléctrica, manteniendo el esquema de contención. Por otra parte, un conmutador (*switch*) es un dispositivo que almacena las tramas en un *buffer* y las distribuye a su destino, de tal forma que ya no se produce contención [5].

Las especificaciones básicas de Ethernet son las correspondientes al protocolo de acceso al medio, al formato de las tramas y al medio de comunicación (por ejemplo: un cable, determinada longitud de onda o un canal de radio).

El antecedente directo de Ethernet, y, en general, de los sistemas de contención, es la red Aloha, desarrollada en la Universidad de Hawaii a finales de la década de 1960, bajo la dirección de Norman Abramson, para conectar estaciones remotas con una estación central mediante un canal de radio compartido. Al ser un sistema en contención no se implementa ningún mecanismo de control para transmitir, por lo que cualquier estación puede hacerlo en cuanto tenga datos para enviar, y contender por el uso del medio. Esto resulta en posibles colisiones si dos o más estaciones transmiten simultáneamente, ocasionando pérdida de datos. Por esta razón, cuando el emisor transmite espera una confirmación de recibido (*ack*); si no la recibe en un tiempo determinado asume que ocurrió una colisión y espera un tiempo aleatorio para retransmitir. Este protocolo, conocido como Aloha Puro, presenta una utilización del medio muy baja, teóricamente de 18% [6], debido a que el aumento de tráfico resulta en un rápido incremento de colisiones y por ende muchas retransmisiones.

Robert Metcalfe, estudiante de doctorado de la Universidad de Harvard, desarrolló un sistema basado en Aloha, que mejora considerablemente su desempeño. En este sistema, cada estación *escucha* el medio antes de transmitir, es decir, detecta si está presente una portadora; mientras el medio se detecte ocupado se seguirá en estado de espera; cuando se detecta el medio libre, se transmite, y se *escucha* de nuevo el canal para detectar colisiones. En caso de detectarla, espera un tiempo aleatorio para intentar retransmitir, definido por un algoritmo llamado retroceso exponencial (*exponential backoff*), cuyo fin es reducir gradualmente los intentos de transmisión cada que hay una colisión, adaptando el sistema al nivel de tráfico. Este protocolo se conoce como Acceso Múltiple por Escucha de Portadora con Detección de Colisiones (CSMA/CD, *Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection*) [7]. El protocolo de acceso al medio definido en IEEE 802.3 para la operación en contención es CSMA/CD, descrito anteriormente, esquematizado en el diagrama de flujo mostrado en la *figura 1.2*

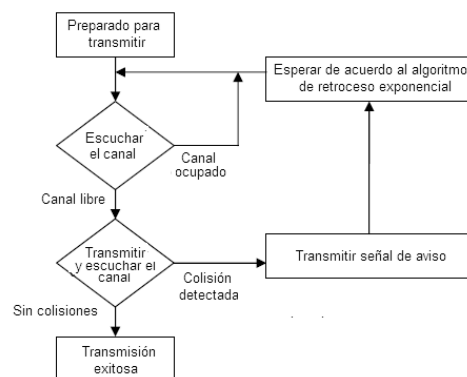


Figura 1.2 Diagrama de flujo del protocolo CSMA/CD

El formato de trama (*frame*) de IEEE 802.3 [8] es prácticamente similar al de Ethernet DIX, ambos ilustrados en la *figura 1.3*, y sólo difieren en un campo: en el tamaño del preámbulo. Además, IEEE agrega un byte de inicio de trama (*SoF*). Este formato es el mismo para todas las versiones de Ethernet.

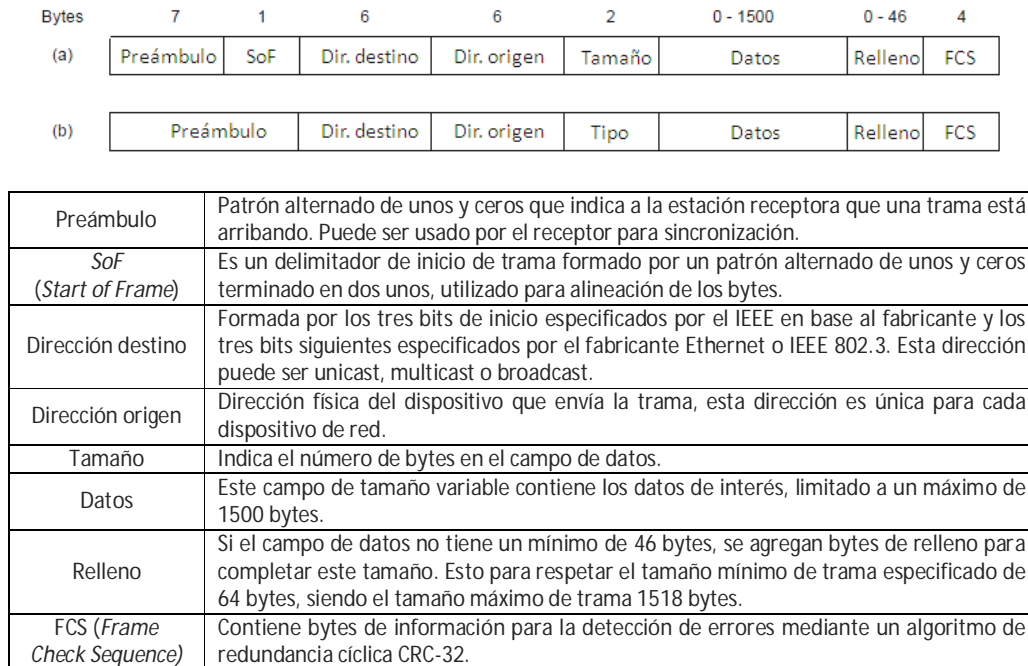


Figura 1.3 Formato de trama de (a) IEEE 802.3, (b) Ethernet DIX

En cuanto al medio de comunicación, las especificaciones varían en cada versión de Ethernet, ya que la longitud máxima del enlace, cuando se opera en contención, se define para garantizar la detección de colisiones antes de suponer que la trama fue enviada exitosamente, y continuar enviando otras, lo cual es completamente dependiente de la tasa de transmisión.

Para Ethernet original, a una tasa de 10 Mbps, el primer medio utilizado fue el cable coaxial grueso estandarizado como 10Base5, definiendo después las especificaciones para cable coaxial delgado, par torcido UTP y fibra óptica. La fibra óptica se utiliza para interconectar edificios o concentradores muy separados en enlace punto a punto. En la *tabla 1.1* se muestran las características definidas para cada medio de comunicación estandarizado [9].

Parámetro	10Base5	10Base2	10BaseT	10BaseFP	10BaseFL	10BaseFB
Velocidad	10 Mbps					
Medio	Cable coaxial grueso RG-11	Cable coaxial delgado RG-58	Cable UTP Cat. 3, 4 y 5	Fibra óptica multimodo (62.5/125µm)		
Transmisión	Banda base					
Codificación	Manchester					
Conector	AUI	BNC	RJ-45	ST (Straight tip)		
Longitud máx.	500 m	185 m	100 m	500 m	2000 m	2000 m
Estaciones máx.	100	30	1024	33	2	2

Tabla 1.1 Especificaciones de diferentes medios IEEE 802.3

Para aumentar la distancia que puede cubrir la red se utilizan repetidores, dispositivos que reciben, amplifican y retransmiten señales bidireccionalmente. La transmisión de las señales en Ethernet original es en banda base, con codificación Manchester para disminuir ambigüedades y aumentar la capacidad de sincronía entre el transmisor y el receptor. En codificación Manchester cada bit se transmite en dos ciclos de reloj, por lo que para 10 Mbps la señal codificada tiene una frecuencia de 20 [MHz].

En Fast Ethernet se mantuvieron las interfaces y reglas de procedimientos, el diseño se basa en cable UTP y se extiende a fibra óptica para distancias mayores. Al aumentar la tasa de 10 a 100 Mbps el tiempo de bits se reduce de 100 a 10 [ns], lo cual resulta en una reducción de 10 veces la longitud del enlace para detectar colisiones a tiempo, utilizando un solo cable UTP categoría 3. Para mantener las longitudes mínimas de la versión anterior, se utilizan cuatro cables UTP categoría 3 con codificación 8B/6T (100BaseT4). El cable UTP categoría 5 soporta en un solo cable los 100 Mbps con codificación 4B/5B (100BaseTx). La fibra óptica utilizada es multimodo (100BaseFz) y al utilizarse solo en enlaces punto a punto, la longitud depende de características físicas, no lógicas. En la *tabla 1.2* se resume y complementa la información sobre estos medios [10].

Parámetro	100BaseT4	100BaseTx	100BaseFz
Velocidad	100 Mbps		
Medio	4 pares UTP categoría 3	2 pares UTP categoría 5 o dos pares STP	2 pares de fibra óptica multimodo
Transmisión	Banda base		
Codificación	8B/6T	4B/5B	4B/5T NRZI
Conector	RJ- 45	RJ - 45	SC dúplex
Modo de transmisión	Half duplex	Half duplex (HD) Full duplex (FD)	Half duplex (HD) Full duplex (FD)
Longitud máx.	100 m	100 m	412 m (HD) 2000 m (FD)

Tabla 1.2 Especificaciones de diferentes medios IEEE 802.3u

Gigabit Ethernet (GbE) constituye un puente entre sus antecesores enfocados a redes LAN que operan en contención utilizando CSMA/CD y sus sucesores enfocados a redes WAN punto a punto. GbE está diseñado para operar punto a punto, principalmente sin contención en modo *full duplex* mediante el uso de conmutadores y así obtener su mayor desempeño; sin embargo también conserva el modo *half duplex* en contención mediante el uso de concentradores [11]. En el modo *full dúplex* la subcapa MAC no utiliza el protocolo CSMA/CD sino la especificación IEEE 802.3x *Full duplex* [12].

Para la detección de colisiones, operando en contención, sin disminuir drásticamente la longitud de los enlaces se implementaron dos soluciones: extensión de portadora (*carrier extension*) y ráfaga de trama (*frame bursting*) [13]. La primera es una solución simple que consiste en agregar relleno hasta alcanzar 512 bytes, eliminando este relleno en el hardware del receptor, dejando el resto del sistema igual. Sin embargo, es evidente que al utilizar 512 bytes para transmitir 64 bytes de trama mínima, la eficiencia de ancho de banda es pobre (del 9% en el peor de los casos). La segunda alternativa consiste en concatenar varias tramas pequeñas en una sola transmisión. Si las tramas totales a transmitir son menores a 512 bytes

el hardware rellena; pero si hay suficientes tramas esperando, se utiliza un contador de ráfaga y se envían varias tramas juntas separadas por una mínima ventana IGP (*Interpacket Gap*) hasta que el contador expira.

Utilizando estas soluciones se pueden tener mayores longitudes de segmento para los diferentes medios, definidos en IEEE 802.3z: fibra óptica y cable STP. Posteriormente se desarrolló el agregado IEEE 802.3ab para utilizar GbE sobre UTP 5 (1000BaseTx). En la *tabla 1.3* se muestran las especificaciones de cada medio [14]. Para las especificaciones de los medios ópticos de GbE se utilizó una versión modificada del estándar ANSI X3.230 *Fiber Channel Physical Layer*, unida a la tecnología establecida por la familia Ethernet [15].

Parámetro	1000BaseLx	1000BaseSx	1000BaseCx	1000BaseTX
Velocidad	1 Gbps			
Medio	2 pares de fibra óptica monomodo/multimodo (1310 nm)	2 pares de fibra óptica multimodo (850 nm)	2 pares de alambre de cobre STP	4 pares UTP categoría 5
Transmisión	Banda base			
Codificación	8B/10B			PAM 5
Conector	SC dúplex	SC dúplex	Conector HSSDC	RJ- 45
Modo de tx.	Full duplex (FD) y Half duplex (HD)			
Longitud máx.	550 m / 5 km	275 m / 550 m	100 m	100 m

Tabla 1.3 Especificaciones de diferentes medios GbE, IEEE 802.3u, IEEE 802.3ab

Para velocidades de 1 Gbps con formato NRZ (*No Return to Zero*) se necesita una fuente de luz capaz de conmutar cada 1 [ns], lo cual no es posible con LEDs por lo que se emplean láseres. Las longitudes de onda centrales utilizadas son de 850 [nm] (láser corto) y 1300 [nm] (láser largo). Un láser corto es más económico pero no funciona con fibras monomodo. Los diámetros estandarizados para las fibras son de 10 [μm] para fibra monomodo; 50 y 62.5 [μm] para fibras multimodo. Utilizando 1000BaseLx con fibra monomodo y láser a 1300 [nm] se puede alcanzar la distancia máxima de 5 km, opción más costosa, pensada para redes dorsales [16]. Aunque GbE conserva aún características para utilizarse en redes LAN en contención, la tendencia en Ethernet se manifiesta hacia redes de capa física óptica para redes de mayor cobertura, bajo el esquema de enlaces punto a punto sin utilizar protocolos de contención.

1.1.2) LAN/MAN Ethernet: 10 Gigabit Ethernet

De todos los estándares 802, Ethernet se consolidó como la tecnología más utilizada para redes LAN. En 1992, cuando se propuso la creación de Fast Ethernet, también se propusieron nuevas tecnologías para responder a la demanda de mayor tasa de transmisión: redes ópticas basadas en anillos como FDDI o *Fiber Channel*. Sin embargo estas tecnologías resultaron muy complicadas y costosas en ese tiempo para utilizarse en redes LAN, por lo que solo fueron utilizadas en redes dorsales. Diez años después, en 2002, con la publicación de IEEE 802.ae, 10 Gigabit Ethernet (10GbE), la tecnología de Ethernet se orienta hacia redes de mayor alcance. En 10 GbE se definen especificaciones para su uso en redes LAN/MAN y soportando su transporte en redes WAN, con la idea de aumentar la compatibilidad entre las distintas redes e

interconectarlas todas en una sola red Ethernet, como se ilustra en la *figura 1.4*, más fácil de diseñar y modificar [17].

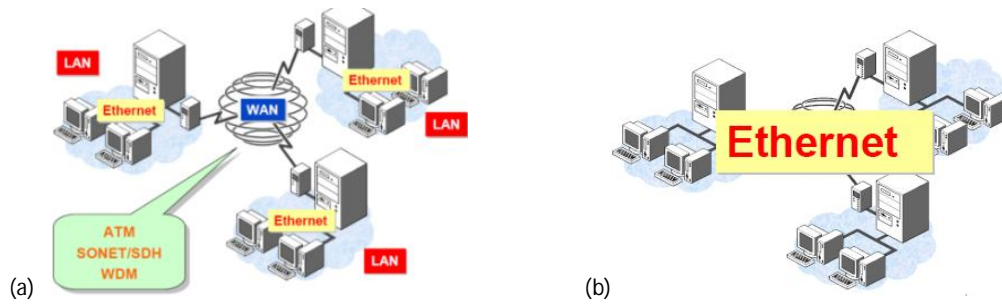


Figura 1.4 (a) Redes LAN Ethernet interconectadas con redes WAN de tecnología diferente a Ethernet; (b) Red LAN/WAN completamente Ethernet

10 GbE se define para operar solo en modo *full duplex*, por lo que CSMA/CD ya no se utiliza y los límites de alcance solo dependen de las características del medio físico. Se conserva el formato de trama con su longitud máxima y mínima: 64 y 1518 bytes, como algo principal para garantizar la compatibilidad. 10 GbE garantiza un BER de 10^{-12} y se pueden alcanzar hasta los 40 km [18]. En 10 GbE se especifican dos arquitecturas para la subcapa PHY: LAN PHY y WAN PHY. La subcapa WAN PHY está definida para transmitir tramas sobre SONET OC-192 / SDH STM-64 a una tasa de 9.2857 Gbps, mientras que la subcapa LAN PHY opera de forma similar a la capa PHY de los estándares anteriores, transmitiendo las tramas directamente sobre la fibra óptica a una tasa de 10 Gbps [19], lo que se ilustra en la *figura 1.5*.

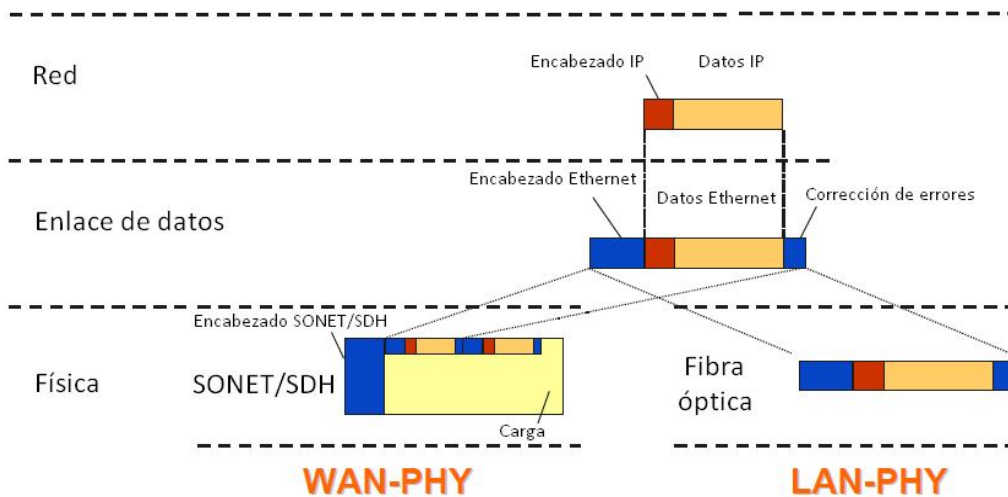


Figura 1.5 Subcapas LAN y WAN PHY para 100GbE

Con respecto a los medios de transmisión especificados, el principal es la fibra óptica. Aunque existen los estándares para par torcido (10GBaseT) y para cable coaxial (10GBaseCX4), en adelante solo se describirán los medios ópticos, detallados en la *tabla 1.4* [20].

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

Tabla 1.4 Especificaciones para diferentes medios para 10GbE, IEEE 802.3ae

En la nomenclatura se especifica la longitud de onda: S (*short range*) para 850 [nm], L (*long range*) para 1310 [nm] y E (*extra range*) para 1550 [nm]. La R significa codificación 64B/66B, X codificación 8B/10B y W se refiere a redes WAN. MMF (*Multi-Mode Fiber*) es fibra multimodo y SMF (*Single-Mode Fiber*) fibra monomodo. Para 10 GbE LAN se transmite sin multiplexaje, a excepción de 10GBase LX4, que emplea la tecnología WDM (*Wavelength Division Multiplexing*) para transmitir cuatro canales de 3.125 Gbps (2.5 Gbps de datos y el resto agregados en la codificación 8B/10B) sobre una fibra óptica, a una distancia máxima de 200 [m] si se utiliza fibra MMF y a 10 [km] utilizando SMF. Los medios para WAN están diseñados para interconectarse con equipos SONET.

El modelo de capas definido para 10GbE se detalla a continuación. La capa MAC conserva el formato de trama, operando en modo *full duplex*, sin utilizar CSMA/CD. La capa física PHY se divide en: subcapa de reconciliación RS (*Reconciliation Sublayer*) encargada de agrupar en bytes los bits provenientes de la capa MAC, la subcapa de codificación PCS (*Physical Coding Sublayer*) encargada de realizar la codificación 64B/66B con excepción de 10GBaseLX4 que conserva la codificación 8B/10B. La subcapa PMA (*Physical Medium Attachment*) realiza la conversión paralelo-serial y viceversa, y la subcapa dependiente del medio PMD (*Physical Medium Dependent*) ajusta la transmisión al medio, es decir realiza la conversión de señales eléctricas a ópticas. La subcapa WIS (*WAN Interface Sublayer*) realiza el encapsulado de las tramas Ethernet a tramas SONET/SDH, y ajusta las tasas de transmisión y recepción [21]. La interfaz XGMII (*10 Gigabit Media Independent Interface*) es un bus que comunica la capa MAC con la subcapa PCS a una velocidad de transmisión de 10 Gbps. En la *figura 1.6* se muestra la diferencia entre el modelo de capas de LAN PHY y WAN PHY, con los respectivos PMD utilizados.

Debido a la tasa de transmisión soportada, este bus tiene una distancia corta de 7 [cm], por lo que se desarrolló la interfaz XAUI (*10 Gigabit Attachment Unit Interfaz*), de cuatro canales a una tasa de 3.125 Gbps con codificación 8B/6B y ampliar la distancia a 50 cm [22]. Para realizar la conversión de bits entre las interfaces XGMII y XAUI, se utiliza la subcapa XGXS (*XAUI Extender Sublayer*).

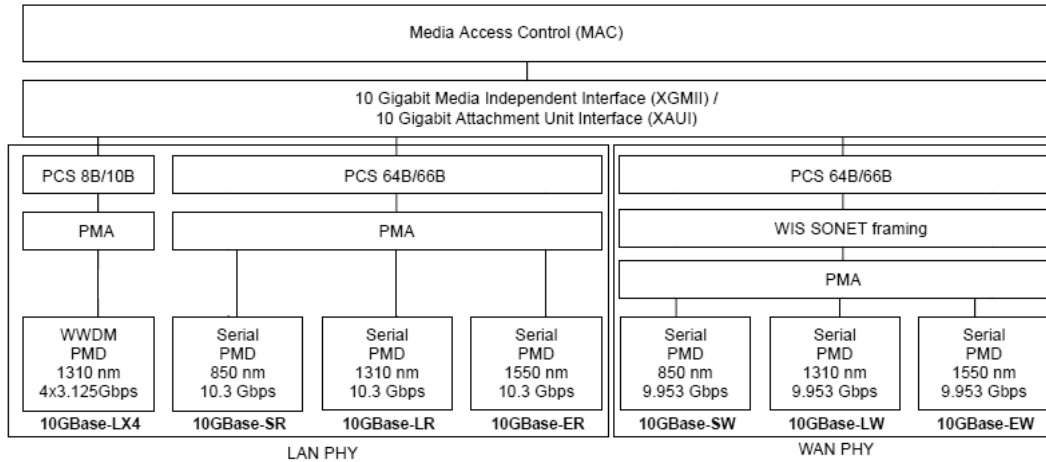


Figura 1.6 Modelo de capas de IEEE 802.3ae

La implementación de la subcapa PHY puede ser en serie o en paralelo. En la implementación en serie un solo bloque PCS/PMA/PMD soporta los 10 Gbps, mientras que en la implementación en paralelo se utiliza múltiples bloques PCS/PMA/PMD. La ventajas de la implementación en serie es su simplicidad y que no necesita un bloque distribuidor/colector, mientras que su desventaja es que los circuitos deben operar a velocidades altas. Las ventajas de la implementación en paralelo es que los circuitos operan a velocidades menores, por lo que son más baratos; entre las desventajas se tienen el uso de un distribuidor/colector y la necesidad de varios bloques de circuitos y de láseres para transmitir. Cada circuito PCS/PMA/PMD en paralelo podría transmitir por su propia fibra, pero esto resulta en la utilización de varias fibras para enviar y recibir, por lo que para la implementación en paralelo se utiliza la tecnología WDM, que permite portar cada canal en diferente longitud de onda sobre una misma fibra, como se detallará en el siguiente apartado. Aunque esta solución implica el uso de equipo óptico que eleva el costo, es preferible a cambiar la infraestructura existente. En la *figura 1.7* se muestran las implementaciones en serie y en paralelo [23].

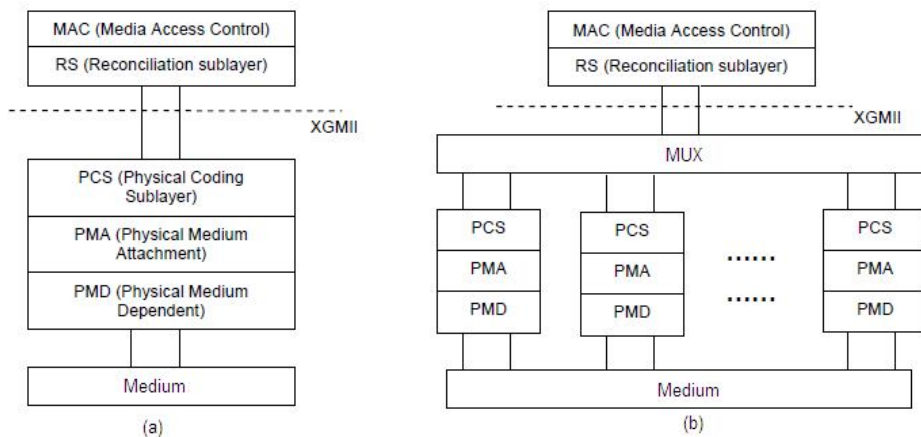


Figura 1.7 Implementación de la capa PHY en (a) serie, (b) paralelo

10 Gigabit Ethernet sobre fibra óptica y con implementación en paralelo utilizando la tecnología WDM, fue la base para la siguiente versión de Ethernet, a una tasa de 100 Gbps. En el siguiente punto se describirá la tecnología WDM en la que se basa por completo el sistema 100 GbE para 40 [km] y la propuesta de interfaz óptica del posible 400 GbE presentada.

1.2) Multiplexión por longitud de onda (WDM)

La multiplexión por longitud de onda, WDM (*Wavelength Division Multiplexing*) es una técnica de transmisión óptica de información que permite transmitir simultáneamente varios canales de información por una sola fibra óptica. Su esquema básico de funcionamiento es el siguiente: cada transmisor convierte un canal de información eléctrico a un canal óptico, portado en una longitud de onda específica, diferente para cada canal. Todos los canales ópticos se multiplexan y son transmitidos por una sola fibra óptica. En el extremo de recepción un demultiplexor separa los canales y los distribuye a su respectivo receptor óptico que convierte la señal óptica en eléctrica. Debido a las pérdidas de potencia en el trayecto generalmente se necesitan amplificadores ópticos para garantizar la mínima sensibilidad del receptor a una BER dada. En la *figura 1.8* se muestra el esquema general de un sistema WDM.

La idea en la que se basa WDM es simple, de hecho es análoga a la conocida técnica usada en radiofrecuencia: Multiplexión por División de Frecuencia FDM (*Frequency Division Multiplexing*). Sin embargo existen varias consideraciones que se deben tener presentes para su implementación, principalmente en cuanto a la asignación de las longitudes de onda que utilizarán las portadoras ópticas de cada canal, el espacio intercanal, la potencia de cada portadora y los efectos no lineales que pueden presentarse a lo largo del enlace.

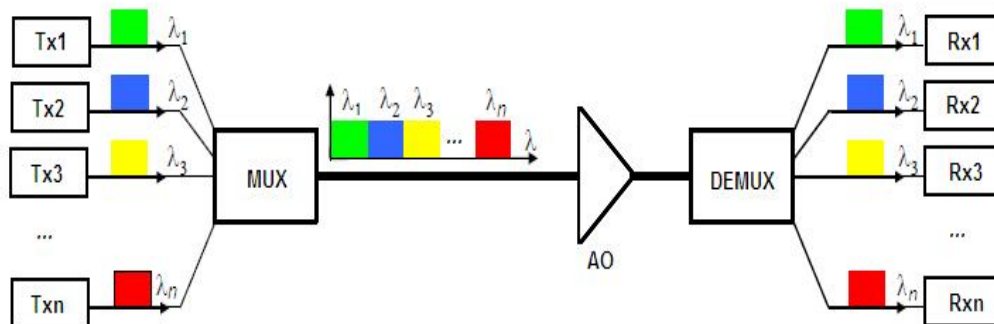


Figura 1.8 Esquema general de un sistema WDM

Los sistemas WDM generalmente operan en las bandas ópticas O (*Original*, 1260 – 1360 [nm]), S (*Short*, 1460 – 1530 [nm]), C (*Conventional*, 1530 – 1565 [nm]) o L (*Long wave*, 1570 – 1620 [nm]) [24]. La elección de la banda de operación responde a las condiciones particulares de cada sistema, por ejemplo, si se utiliza fibra SMF convencional (ITU-T G.652) en la banda O alrededor de 1300 [nm] se tiene una dispersión cercana a cero, mientras que si se utiliza en la banda C alrededor de 1550 [nm] se tiene una alta dispersión pero una atenuación mínima.

El espacio intercanal, es decir la diferencia en longitud de onda entre las portadoras ópticas de cada canal adyacente, es un factor muy importante a tomar en cuenta. Por una parte, entre mayor sea el espaciamiento, más fácil es la multiplexión y demultiplexión, ya que los filtros pueden ser menos selectivos, y la degradación del sistema por entrecruzamiento de canales es menor, reduciendo la diafonía lineal. Por otra parte, entre menor sea el espacio intercanal, se pueden transmitir más canales, o los mismos utilizando un menor ancho de banda. Los amplificadores ópticos no son ideales, es decir, tienen un ancho de banda para el cual se puede considerar que su respuesta en amplitud es uniforme y su respuesta en fase es lineal; entre menos espaciados estén los canales, la diferencia en la respuesta del amplificador para cada canal es menor, lo cual es deseable. La dispersión en la fibra por otra parte, es dependiente de la longitud de onda, por lo que entre más separados estén los canales, mayor será la diferencia del coeficiente de dispersión para cada canal. Lo anterior manifiesta la importancia de una elección óptima del espacio intercanal para lograr el mejor desempeño posible del sistema.

En la industria se manejan dos recomendaciones de WDM: DWDM (*Dense Wavelength Division Multiplexing*) y CWDM (*Coarse Wavelength Division Multiplexing*). En DWDM el espacio intercanal es mucho menor que en CWDM por lo cual se multiplexan más canales, aunque las características de ambos no son completamente rígidas. En DWDM el espacio intercanal utilizado es alrededor de 1.6 [nm] transportando entre 16 y 80 canales en banda C y L, mientras que en CWDM el espacio intercanal es alrededor de 20 [nm] transportando entre 4 y 18 canales en banda S, C y L [25].

La ITU-T estandariza en la Recomendación ITU-T G.694.1 el conjunto de frecuencias a utilizar para DWDM, (*DWDM Grid*). Este plan de frecuencias está referido a una frecuencia de 193.1 [THz] (aproximadamente 1553.59 [nm]) y soporta diversos espaciamientos intercanal de 12.5 [GHz] a 100 [GHz] y superiores (múltiplos enteros de 100 [GHz]). Las frecuencias centrales nominales para sistemas DWDM se calculan de acuerdo a la *tabla 1.5* [26], donde n es un número entero positivo o negativo, incluido el 0.

Espacio intercanal	Frecuencias [THz]
12.5 GHz	$193.1 + n \times 0.0125$
25 GHz	$193.1 + n \times 0.025$
50 GHz	$193.1 + n \times 0.05$
100 GHz	$193.1 + n \times 0.1$

Tabla 1.5 Especificación del plan de frecuencias de la Recomendación ITU-T 694.1

Con la evolución de la tecnología WDM, gracias a los desarrollos en tecnología fotónica para mejorar e implementar los dispositivos necesarios, se dio un gran salto en las comunicaciones ópticas, por lo que su uso se ha extendido como capa física en las redes de datos de alta velocidad, debido a su simplicidad y transparencia ante la información transmitida, lo cual se ejemplifica en la *figura 1.9* al compararlo con el protocolo de transferencia asíncrono ATM para transmitir tramas IP, y sobre todo, por las tasas de transferencia que pueden soportar los sistemas ópticos y las distancias que pueden cubrir.

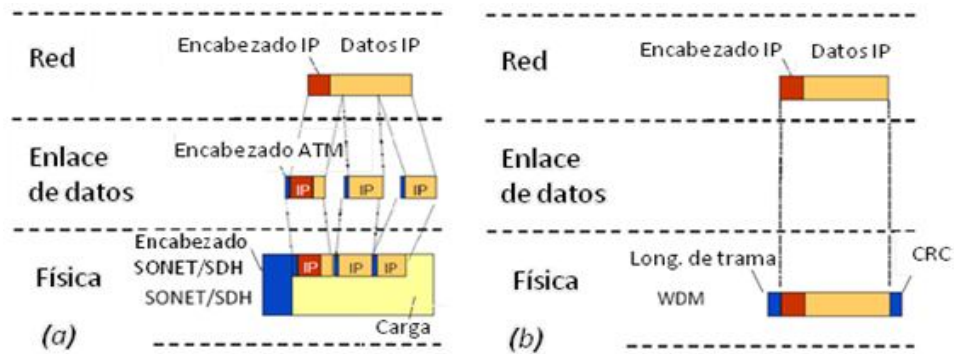


Figura 1.9 (a) IP sobre ATM sobre SONET/SDH, (b) IP sobre WDM

1.3) 100 Gigabit Ethernet

1.3.1) Generalidades del estándar IEEE 802.3ba

En 2006 fue formado el grupo HSSG (*High Speed Study Group*) por la IEEE, para estudiar las necesidades de ancho de banda en los ecosistemas Ethernet. Se encontró que 10 GbE ya no era suficiente, ya que las aplicaciones habían rebasado la capacidad de las redes. En enero de 2008, el IEEE autoriza la creación de la *Task Force* encargada del desarrollo del nuevo agregado al estándar Ethernet para velocidades de 40 Gbps y 100 Gbps, que cumpliera los siguientes objetivos [27].

- Soportar solo el modo de operación *full duplex*
- Conservar el formato de trama MAC IEEE 802.3
- Conservar los tamaños mínimos y máximo de trama MAC
- Soportar un BER mínimo de 10^{-12} en la interfaz MAC
- Proveer soporte adecuado para OTN (*Optical Transport Network*)
- Soportar una tasa de datos en la capa MAC de 40 Gbps en por lo menos: 10 [km] utilizando SMF, 100 [m] utilizando OM3 MMF, 7 [m] utilizando cable de cobre, 1 [m] para *backplane*
- Soportar una tasa de datos en la capa MAC de 100 Gbps en por lo menos: 40 [km] utilizando SMF, 10 [km] utilizando SMF, 100 [m] utilizando OM3 MMF y 7 [m] utilizando cable de cobre

Cumpliendo con todos estos objetivos, a mediados de 2010 se publica el estándar IEEE 802.3ba, por primera vez para dos tasas de transmisión: 40 Gigabit Ethernet (40GbE) y 100 Gigabit Ethernet (100GbE). El argumento que llevó a estandarizar simultáneamente dos tasas distintas fue que diferentes áreas de aplicaciones crecen de forma diferente, por ejemplo, para aplicaciones de *servidor-switc* se prefiere una tasa de 40 Gbps, mientras que para desarrollo de una columna vertebral de red más robusta, se requieren enlaces a 100 Gbps [28].

Las especificaciones para dispositivos de capa física PMD que se definen para 40 y 100 GbE se muestran en la *tabla 1.6* [29].

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

Tabla 1.6 PMDs definidos para 40 y 100 GbE en IEEE 802.3ba

Para los ocho PMD definidos, la arquitectura de la capa física es en paralelo, ya sea utilizando canales físicos en paralelo o una sola fibra monomodo y canales WDM. Es del interés de este documento solo la descripción del PMD 100GBaseER4, el cual utiliza una arquitectura en paralelo sobre fibra monomodo con cuatro canales WDM. Los PMD 40GBaseLR4 y 100GBaseLR4 utilizan una arquitectura similar, pero con otras longitudes de onda y tienen un alcance menor igual a 10 km (LR4 – cuatro canales, largo alcance, *long range*), por lo cual no requieren pre-amplificación, que precisamente es uno de los puntos clave en este trabajo de investigación, por lo cual se eligió estudiar el PMD 100GBaseER4.

1.3.2) Subcapa PMD 100GBaseER4

La especificación del sistema sobre la cual se realiza el análisis numérico del primer objetivo del presente proyecto de investigación, corresponde a la definida para la subcapa PMD 100GBaseER4: Interfaz óptica de Ethernet a 100 Gbps, sobre fibra óptica monomodo convencional, con un alcance de 40 km, utilizando 4 canales WDM con longitudes de onda generadas con láseres de rango extendido (ER, *extended range*).

El modelo general de capas para 100 GbE con PMD 100GBaseER4, se muestra en la *figura 1.10*. Para algunos PMD especificados en IEEE 802.3ba, se agregó una subcapa de corrección de errores FEC (*Forward Error Correction*), que aumenta considerablemente el desempeño del sistema, pero para 100GBaseER4 no se contempla. De la misma manera no se especifica la subcapa de autonegociación AN. Estas exclusiones fueron hechas con el fin de diseñar el sistema de la forma más simple y económica posible, siempre y cuando se cumpla el valor mínimo de BER que debe garantizarse.

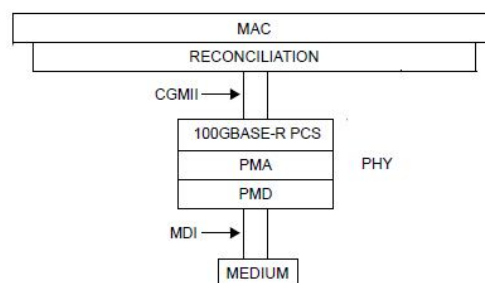


Figura 1.10 Modelo de capas IEEE de 100 GbE con PMD ER4

La capa MAC opera en modo *full duplex* mediante la especificación IEEE 802.x *Full duplex*, conservando el formato de trama original. La subcapa de reconciliación RS adapta los bits en serie de la capa MAC al formato en paralelo de la subcapa PCS. La interfaz CMII (*100 Gigabit Medium Independent Interface*) es una interfaz lógica entre la subcapa MAC y la capa PHY que provee un ancho de banda de 64 bits y soporta solo la operación *full duplex*.

La subcapa PCS codifica los paquetes de bits provenientes de la subcapa RS y los envía a la subcapa PMA, y viceversa; utiliza la codificación 64B/66B: codifica cada 8 bytes, es decir 64 bits, en bloques de 66 bits seriales, agregando 2 bits por cada octeto de bytes provenientes de la capa MAC soportando la transmisión de caracteres de control para una detección de errores robusta. Esta adición de bits eleva la tasa de transmisión de 25 Gbps en la capa MAC, a 25.781 Gbps en la capa PHY. La subcapa PCS cuenta con un esquema de distribución flexible denominado Distribución Multicanal, MLD (*MultiLane Distribution*); para 100 Gbps envía bloques de 66 bits a cada uno de los 20 canales PCS mediante una distribución *Round Robin* [30].

En la subcapa PMA se convierten los canales provenientes de PCS en los canales físicos que se transmitirán por la interfaz óptica. PCS genera 20 canales que deben convertirse en 4 canales que se transmitirán por la interfaz óptica PMD. Si se utilizan dispositivos electrónicos capaces de procesar a un límite de 10 Gbps, esta conversión se tiene que realizar mediante dos etapas en la capa PMA: en la primera se convierten los 20 canales PCS a 10 canales PMA, que son transmitidos por una interfaz de 10 canales de 10.3125 Gbps, denominada CAUI (*100 Gigabit Attachment Unit Interface*), a otra etapa PMA que convierte estos 10 canales en 4 canales que irán a la subcapa PMD, proceso mostrado en la *figura 1.11* [31]. Utilizando dispositivos electrónicos capaces de operar a 25 Gbps no son necesarias estas dos etapas de conversión en PMA ni la interfaz CAUI de 10 canales, sino solo una interfaz de 4 canales denominada CAUI4.

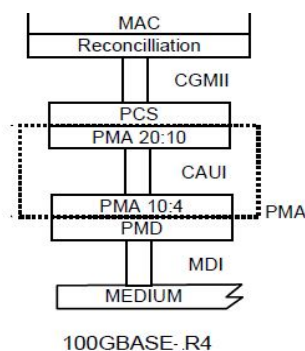


Figura 1.11 Arquitectura de la subcapa PMA

La subcapa PMD adapta las señales eléctricas al medio físico para su transmisión. En el caso de 10GBaseER4, el medio es una fibra óptica monomodo, por lo que las señales eléctricas de los cuatro canales provenientes de la subcapa PMA, cada uno a una tasa de 25.781 Gbps, se convierten a señales ópticas mediante láseres modulados externamente mediante moduladores de electro-absorción, se multiplexan en WDM y se insertan a la fibra mediante un conector (MDI, *Medium Dependent Interface*) para ser transmitidos. En el lado de

recepción, se pre-amplifican los cuatro canales multiplexados en WDM mediante un Amplificador Óptico de Semiconductor, SOA (*Semiconductor Optical Amplifier*), se demultiplexan en cuatro canales ópticos que se convierten a canales eléctricos por medio de los receptores. En la *figura 1.12* se ilustra el diagrama de bloques del PMD 100GBaseER4 [32].

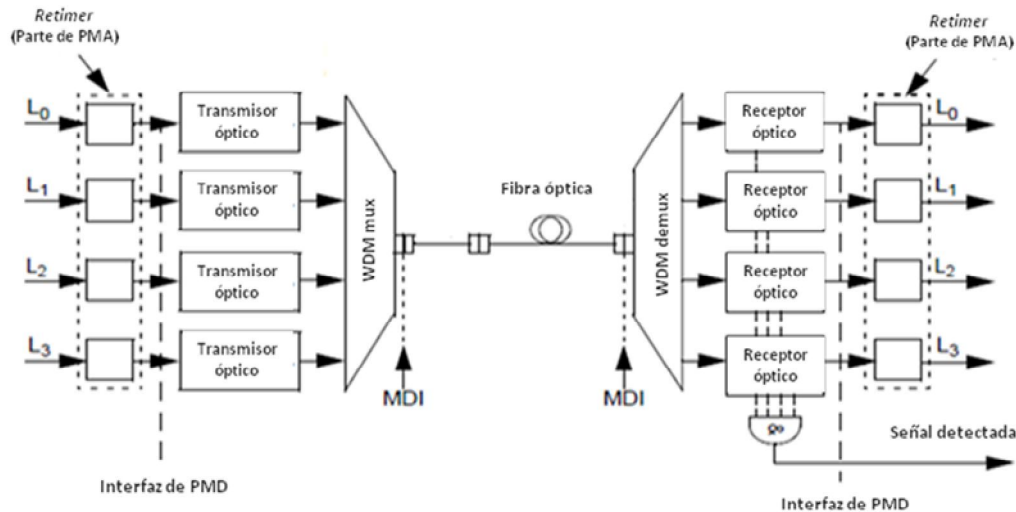


Figura 1.12 Diagrama de bloques de PMD 100GBaseER4

En el diagrama anterior, tal y como aparece en IEEE 802.3ba, no se muestra explícitamente el SOA, que aparecería justo antes del demultiplexor; sin embargo en el estándar se especifica que para distancias mayores a 30 [km], suponiendo pérdidas máximas en la fibra de 0.5 [dB/km], no se tendría la potencia mínima para garantizar la recepción [33], por lo que se requiere realizar ingeniería en el enlace, esto es, agregar preamplificación mediante el SOA.

En 100GBaseER4 se utiliza un plan de frecuencias basado en la recomendación ITU-T G.694.1, operando en banda O con un espacio intercanal de 800 GHz, con valores de n de 359, 367, 375 y 383. En la *tabla 1.7* se muestra este plan de frecuencias.

Canal	Frecuencia central [THz]	Longitud de onda central [nm]	Rango de longitudes de onda [nm]
L0	231.4	1295.56	1294.53 a 1296.59
L1	230.6	1300.05	1299.02 a 1301.09
L2	229.8	1304.58	1303.54 a 1305.63
L3	229	1309.14	1308.09 a 1310.19

Tabla 1.7 Plan de frecuencias de 100GBaseER4

En el Capítulo 2 se detalla la estructura y operación del Amplificador Óptico de Semiconductor, ya que es un elemento crítico del sistema 100 GBaseER4 como se analiza en el Capítulo 3, en el cual también se describe con mayor detalle el resto de los elementos que conforman el PMD de 100 GbE a 40 [km].

1.3.3) Transceptores 100GBaseER4

Comercialmente el PMD de Ethernet se integra en un bloque llamado transceptor (*transceiver*, *transmitter/receiver*) el cual contiene el transmisor y el receptor óptico empaquetados junto a circuitos de recuperación del reloj en un solo dispositivo. Las compañías que fabrican los transceptores se basan en las especificaciones definidas en los estándares para garantizar la interconexión y el desempeño mínimo requerido. Sin embargo, en ocasiones se hacen modificaciones en el diseño de los transceptores debido a limitaciones en la tecnología comercial existente, o incluso no se siguen los estándares y cada compañía fabrica dispositivos siguiendo el diseño que les parece más conveniente, garantizando el desempeño mínimo estandarizando, pero no la interconexión con dispositivos de otras compañías.

El estándar 802.3ba define originalmente en su modelo de capas el uso de cuatro canales electrónicos de 25.781 Gbps en la subcapa PMA para que naturalmente se ajusten, sin necesidad de dispositivos extra, a los cuatro canales ópticos que se transmitirán mediante WDM. Sin embargo, debido a limitantes en los dispositivos electrónicos, la primera generación de transceptores 100 GbE WDM 4 x 25 Gbps surgida en 2011, se diseñó contemplando 10 bloques electrónicos en paralelo a 10.3125 Gbps, agregando un serializador/deserializador de 10 a 4 canales (*SerDes 10:4*) como etapa adicional en PMA, utilizando la interfaz CAUI para conectar el módulo transceptor con la tarjeta Ethernet, que contiene la otra etapa de PMA y el resto de los dispositivos electrónicos del sistema [34]. Este transceptor recibe el nombre de Módulo CFP (*100 Gbps Form-Factor Pluggable*) y se ilustra en la *figura 1.13*. El CFP para 10 [km] (LR4) no tiene etapa de pre-amplificación, siendo en lo único que difiere del CFP para 40 [km] (ER4).

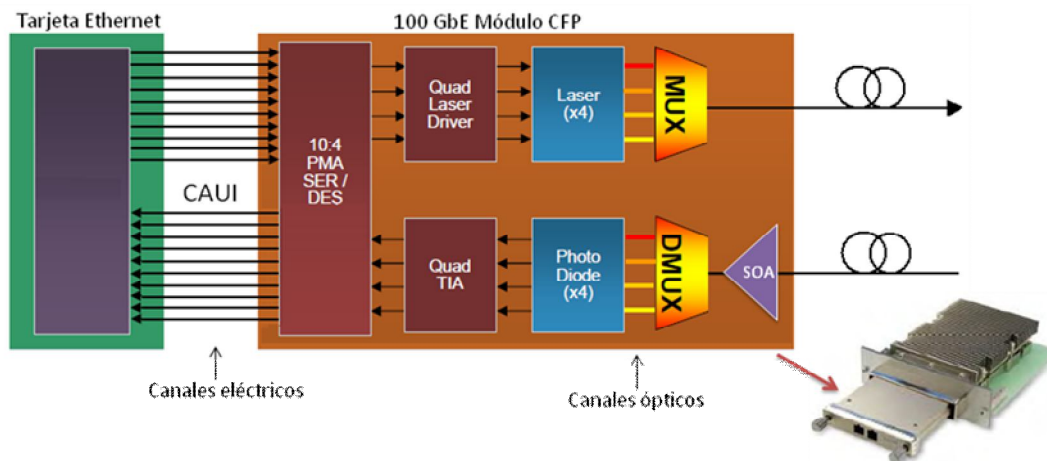


Figura 1.13 Transceptor CFP a 40 [km] (primera generación)

Como alternativa al transceptor CFP basado en las especificaciones de IEEE, un grupo de empresas, lideradas por Google, propusieron un transceptor con una arquitectura diferente. Ya que los bloques electrónicos comercialmente disponibles operan alrededor de los 10 Gbps, un diseño natural para 100 Gbps es utilizar WDM con 10 canales ópticos, arquitectura que adopta el grupo MSA (*Multi-Sourcement Agreement*) en su transceptor 10 x 10 MSA. Este transceptor tiene un objetivo de aplicación inmediato, y su principal argumento a favor es que

es menos complejo y costoso [35], sin embargo, tecnológicamente no ofrece ninguna ventaja respecto a un transceptor WDM 4 x 25 Gbps [36].

El transceptor basado en las especificaciones de IEEE 802.3ba tiene una mirada enfocada hacia el futuro. En 2011 Xilinx anunció que para 2012 podría tener disponibles comercialmente dispositivos electrónicos FPGAs (*Field Programmable Gate Array*) capaces de soportar la MAC de 100 GbE en un solo dispositivo y soportar transceptores con canales electrónicos de hasta 28 Gbps, mediante el CMOS Virtex-7H7 FPGA [37]. Se ha anunciado que este dispositivo incluso soportaría la MAC y una posible arquitectura de 16 canales a 25 Gbps para 400 Gbps Ethernet. Por su parte Altera anunció en septiembre de 2011 la realización de pruebas que resultaron exitosas a un transceptor de 25 Gbps.

Basado en esta tendencia, para la segunda generación de transceptores CFP se implementa dentro del módulo solamente una etapa de PMA de cuatro canales a 25.781 Gbps de recuperación de reloj (*Clock Data Recovery*), mientras que la etapa PMA de serialización/deserialización se implementa dentro de la tarjeta Ethernet, la cual se interconecta con el transceptor mediante una interfaz de cuatro canales a 28 Gbps denominada CAUI-4. Este transceptor, denominado simplemente CFP2, ilustrado en la *figura 1.14*, se perfila hacia un futuro cercano en que la tarjeta Ethernet opere con dispositivos electrónicos capaces de soportar canales de 25 Gbps [38]. Mediante esta segunda generación de transceptores basada en los avances de los dispositivos electrónicos, el MSA 10 x 10 Gbps ya no tendría una ventaja considerable de simplicidad ni de costo, por lo que la clara tendencia en interfaces WDM para 100 Gbps es utilizar canales de 25 Gbps.

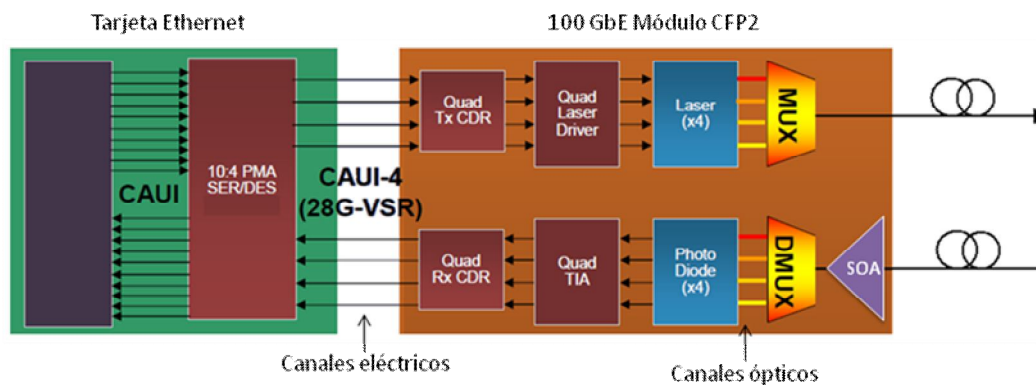


Figura 1.14 Transceptor CFP2 a 40 [km] (segunda generación)

1.4) Tendencias para el futuro de Ethernet y justificación de esta tesis

A pesar de ser reciente la publicación del estándar para 100 Gbps Ethernet y aun más reciente la comercialización de productos basados en éste, en los círculos académicos y empresariales de desarrollo e investigación ya comienzan a surgir planteamientos sobre las siguientes generaciones de la tecnología Ethernet, y en general, de los sistemas ópticos comerciales. Ante la posible percepción de que estos planteamientos son muy apresurados, las proyecciones de

crecimiento del tráfico de datos en las redes, muestran que no lo son. En la *figura 1.15* se muestra una gráfica de las proyecciones de crecimiento de la demanda de tasas de transmisión en las redes, que permitió justificar el proyecto de estandarización de IEEE802.3ba [39]. Se observa que la salida de datos de los servidores se duplica cada 24 meses, mientras que la cantidad de tráfico sobre las redes de los proveedores lo hace cada 18 meses.

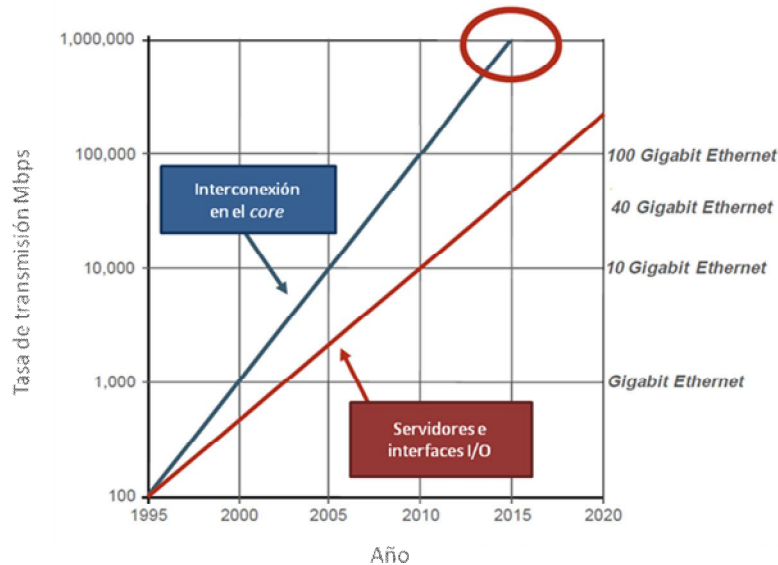


Figura 1.15 Proyección de aumento de tráfico en ecosistemas Ethernet

Se puede apreciar que las redes de proveedores requerirán a corto plazo enlaces con tasas superiores a los 100 Gbps, incluso se proyecta que para 2015 serán necesarios enlaces a una tasa de 1 Tbps (ver el círculo rojo). Para otro tipo de aplicaciones, como conexión de servidores, la tecnología de 100 Gbps será suficiente hasta poco antes del 2020. La discusión, entonces, gira en torno a qué tasa de transmisión, se debe elegir para desarrollar los sistemas ópticos de comunicaciones futuros. Entre las tendencias más marcadas, están las de aumentar en factor de 4 o de 10 las tasas presentes, de manera similar a como se evolucionó de 10 Gbps a 40 y 100 Gbps, es decir, desarrollar sistemas a tasas de 400 Gbps o 1 Tbps.

Para hacer una elección de la tasa de transmisión, los grupos de estudio de nuevos proyectos se guían por 5 criterios básicos: Mercado potencial, compatibilidad, distinta identidad, factibilidad técnica y factibilidad económica [40]. Con base en las proyecciones, observamos que, tanto sistemas a 400 Gbps como a 1 Tbps, tienen mercado potencial para distintas aplicaciones, por lo que una posibilidad sería crear un estándar para ambas tasas. Sin embargo, los posibles sistemas a 1 Tbps adolecen de que actualmente no hay tecnología establecida comercialmente que pueda soportarlos [41]. Por tanto, requieren de gran trabajo de investigación y desarrollo, lo cual, si bien representa un reto interesante y genera líneas de trabajo de investigación, resulta en que estos sistemas no estén disponibles comercialmente a corto plazo. Al no existir la tecnología requerida, entonces los sistemas a 1 Tbps tampoco gozan actualmente de una buena factibilidad económica, ni compatibilidad con los sistemas existentes. Por lo anterior se plantea que para justificar la inversión en investigación y desarrollo a largo plazo sea más prudente fijarse como meta sistemas a tasas superiores a 1

Tbps, y desarrollar con la tecnología comercialmente disponible, o muy próxima a serlo, sistemas a una tasa de transmisión intermedia entre los 100 Gbps (actualmente disponibles) y las tasas del orden de terabits por segundo de un futuro más distante.

Ha sido planteado que sistemas a 400 Gbps son posibles utilizando tecnología existente comercialmente, o que se está desarrollando y estará disponible a corto plazo [42, 43]. Una posibilidad para su desarrollo, consiste en extender la arquitectura utilizada para la interfaz óptica de 100 GbE ER4, es decir, utilizar una interfaz óptica WDM de 16 canales a 25 Gbps. Como se mencionó anteriormente, están en desarrollo los dispositivos electrónicos y los transceptores capaces de operar con canales de 25 Gbps, por lo cual la opción de 400 GbE basado en WDM 16 x 25 Gbps parece factible a corto plazo.

Otras propuestas para sistemas a 400 Gbps incluyen el uso de menos canales a una mayor tasa de transmisión. Como ejemplo, se ha planteado la multiplexión de ocho canales a una tasa de 50 Gbps. Esta propuesta es posible actualmente a nivel óptico, ya que han sido anunciados láseres que operan a 50 Gbps [44], sin embargo, presentan el mismo problema que la primera generación de transceptores para 100 GbE: la tasa máxima de transmisión de los canales electrónicos, actualmente no supera los 28 Gbps, como ha sido mencionado anteriormente. Otras propuestas incluyen el uso de formatos avanzados de modulación y el uso de multiportadoras en cada canal, como OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) para aumentar la tasa individual de los canales. Estas propuestas, sin embargo, al igual que las correspondientes a 1 Tbps, adolecen de la falta de dispositivos comerciales maduros que soporten la tecnología en que se fundamentan.

Los sistemas ópticos a 400 Gbps basados en WDM podrían aliviar la demanda de ancho de banda de los años próximos, mientras se trabaja en el desarrollo de nuevas tecnologías capaces de soportar tasas del orden de Tbps, cuyas futuras aplicaciones justifiquen la inversión que deberá hacerse en investigación. Estas nuevas tecnologías, de acuerdo a las tendencias mostradas actualmente, deberán basarse en formatos de mayor nivel de modulación, que aprovechen mejor el espectro disponible. Si bien los sistemas WDM con modulación de amplitud OOK, como 100 GbE y el probable 400 GbE, son más sencillos y por lo tanto resultan mucho más económicos, ya no resultarán factibles conforme aumente el requerimiento de mayor ancho de banda. Por ejemplo, un sistema WDM a 1 Tbps utilizando OOK, requeriría 40 canales a 25 Gbps, lo cual es poco práctico.

Por lo anterior, se considera viable que 400 Gbps Ethernet sea la siguiente actualización del estándar con la ventaja de que puede ser implementado utilizando WDM con canales electrónicos y ópticos de 25 Gbps modulados con el esquema OOK. El análisis numérico de factibilidad técnica de este supuesto es objetivo del presente proyecto de investigación y se reporta en el Capítulo 4.

Por otra parte, se comparte la visión de que las actualizaciones posteriores a 400 GbE, deben realizarse para tasas del orden de Tbps, para lo cual deberán utilizarse formatos de mayor nivel de modulación y novedosas tecnologías ópticas, lo cual motiva constante trabajo en estas líneas de investigación.

1.5) Propuesta de tesis: Arquitectura del PMD de 400 Gigabit Ethernet

La arquitectura propuesta de la interfaz óptica PMD, para el posible 400 GbE, es una extensión de la arquitectura de 100GBaseER4. Suponiendo una misma codificación en PCS de 66/68B, cada canal tendría una tasa de transmisión de 25.781 Gbps. Se plantea así el PMD para 400 GbE a 40 km, compuesto por un sistema WDM de 16 canales a 25.781 Gbps sobre fibra óptica convencional, pre-amplificado mediante un SOA. Tal arquitectura se muestra en la *figura 1.16*.

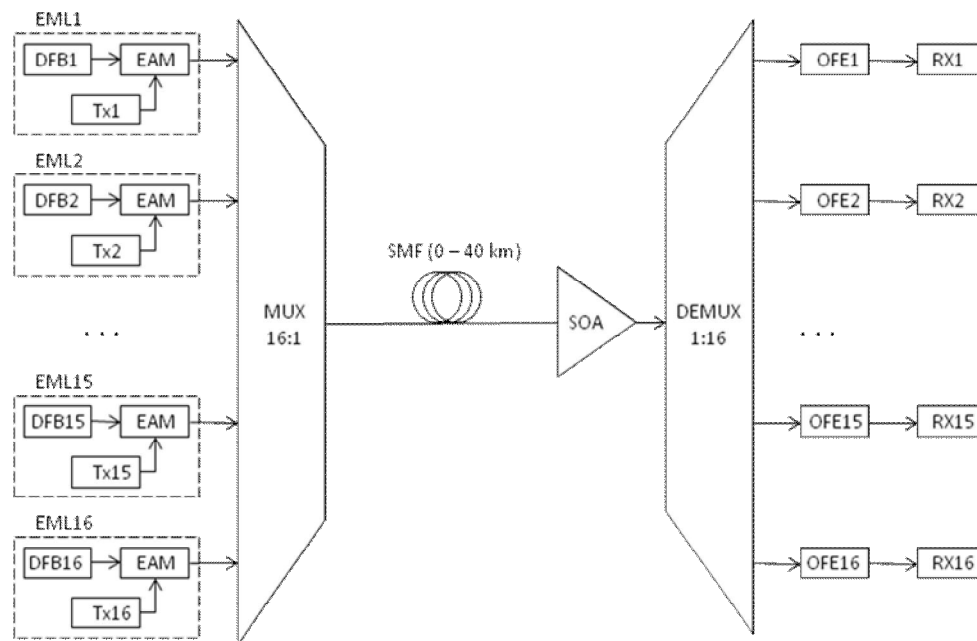


Figura 1.16 Propuesta del sistema WDM 16 x 25 Gbps para el PMD de 400 GbE a 40 [km]

El sistema PMD de 400GbE sobre SMF a 40 [km], tentativamente denominado 400GBaserER16 siendo consecuente con la nomenclatura de los estándares anteriores, cuadruplica el número de transmisores y receptores ópticos con respecto a 100GBaseER4. Cada módulo transmisor y receptor óptico consta de los mismos elementos definidos anteriormente para el sistema 100 GbE. Al cuadruplicar el número de transmisores, manteniendo la misma potencia de salida de cada EML, la potencia de la señal WDM será cuatro veces más alta, lo cual podría tener repercusiones en el SOA, el cual, como se detallará más adelante, tiene una determinada potencia de saturación, tal que, entre más cerca se opere de ésta, el amplificador se satura y comienza a operar en régimen no-lineal produciendo efectos indeseados para la transmisión de información. De la misma forma, el ancho de banda, definiendo un mismo espacio intercanal, se cuadruplica con respecto a 100GBaseER4. Esto podría tener consecuencias debido a la dispersión, ya que los canales están más alejados y la diferencia entre el coeficiente de dispersión cromática de los canales centrales y los extremos es mayor. Así también, el SOA tiene un determinado ancho de banda y una dispersión de ganancia, por lo que podría no amplificar de igual forma todos los canales.

1.6) Objetivo de esta tesis

Todas las consideraciones anteriores, podrían resultar en una disminución considerable del desempeño al pasar de 100 Gbps a 400 Gbps. Por esta razón, se analiza, en primera instancia, el sistema 100 Gigabit Ethernet de rango extendido (100GBaseER4), principalmente el impacto del SOA en su desempeño, acompañado de consideraciones en cuanto a la dispersión y las no linealidades de la fibra. Concluido dicho análisis y con base en las conclusiones obtenidas sobre el impacto de distintos factores en el desempeño de este sistema, se procede a proponer condiciones de operación para el sistema 400 Gigabit Ethernet de rango extendido (400GBaseER16) y analizar numéricamente su factibilidad técnica. Finalmente, se analiza el impacto de los efectos no lineales del SOA en el desempeño de este sistema de dieciséis canales, y se comparan los resultados con los obtenidos en el análisis del sistema de cuatro canales.

1.7) Aportaciones de esta tesis

En el presente proyecto se demostró numéricamente, por primera vez hasta donde sabemos, que un sistema WDM de dieciséis canales a una tasa de transmisión por canal de 25 Gbps empleando modulación en amplitud y transmitiendo sobre fibra monomodo convencional es factible para ser utilizado como interfaz óptica del posible sistema 400 Gbps Ethernet de rango extendido, es decir, que la transmisión de información utilizando esta interfaz óptica puede considerarse "libre de errores" (tasa de bit en error inferior a 10^{-12}) para cualquier longitud del enlace entre 0 y 40 [km]. Así mismo, mediante diversos análisis numéricos, se fijaron los parámetros óptimos de diseño para garantizar esta factibilidad técnica, en lo correspondiente a la elección del plan de frecuencias, la potencia de salida promedio y relación señal a ruido óptica de los transmisores, así como la ganancia de señal pequeña, potencia de saturación y figura de ruido del amplificador óptico de semiconductor. Cabe destacar que la arquitectura de la interfaz óptica propuesta para 400 GbE de rango extendido es una extensión natural de la utilizada para 100 GbE de rango extendido, lo cual tiene la gran ventaja de que emplea componentes existentes en el mercado, o que se ha anunciado lo estarán en un plazo corto.

Así también, se realizó un análisis del impacto de las no-linealidades del amplificador óptico de semiconductor (SOA) en el desempeño de sistemas WDM de cuatro y dieciséis canales a una tasa por canal de 25 Gbps empleados como interfaz óptica de 100 y 400 Gbps Ethernet de rango extendido. Se encontró que para enlaces cortos, menores a 20 [km], el impacto de las no-linealidades del SOA en el desempeño del sistema son considerables, mientras que para enlaces largos, cercanos a los 40 [km], el SOA opera en régimen prácticamente lineal o de señal pequeña, y las no linealidades tienen un impacto despreciable. Se encontró que la no-linealidad que mayor repercusión tiene en el deterioro del desempeño de los sistemas operando en condiciones prácticas es la modulación cruzada de la ganancia (XGM). Por otra parte, la automodulación de la ganancia (SGM) tiene un impacto muy pronunciado en el deterioro del desempeño en el caso particular de que los canales estén correlacionados. Finalmente, se encontró que el mezclado de cuatro ondas (FWM) tiene un impacto mucho menor en el deterioro del desempeño, pero es responsable de causar una diferencia de desempeño al variar el espacio intercanal (a mayor espacio intercanal, mejor desempeño).

Capítulo 2

Amplificador Óptico de Semiconductor (SOA)

En un sistema de telecomunicaciones digital, como 100 GbE, el objetivo de utilizar un SOA como preamplificador en la etapa de recepción es inyectar potencia a la señal de llegada para que pueda ser detectada, pero sin modificar la información que porta. Por lo tanto se espera que opere en un régimen lineal, es decir, que amplifique todos los pulsos por igual, sin modificar su forma temporal ni espectral y sin mezclarlos, por decirlo de forma simple. Sin embargo, el SOA es un dispositivo altamente no lineal cuando opera en saturación, lo cual produce ciertos fenómenos que son útiles si se desea procesar información, pero que en el caso del presente proyecto son perjudiciales, por lo que hay que conocerlos y analizarlos para tener una idea de cómo degradan la calidad del sistema.

El principio de funcionamiento de un SOA es el mismo que el de todos los amplificadores ópticos: lograr la inversión de población para que prevalezca la emisión estimulada sobre la absorción. La forma particular en que se logra esta condición en un SOA se discute en la primera parte del presente capítulo. Enseguida, se describen algunas características importantes de la operación del SOA y se finaliza con la descripción de los efectos no lineales del SOA que pueden afectar el desempeño de los sistemas WDM analizados en esta tesis.

2.1) Estructura de un SOA

Un Amplificador Óptico de Semiconductor (SOA, *Semiconductor Optical Amplifier*), es un dispositivo formado con materiales semiconductores capaz de amplificar luz de forma coherente mediante el proceso de emisión estimulada. Un SOA opera esencialmente como un láser semiconductor sin resonador, por lo que también es llamado Amplificador Láser de Semiconductor [1].

La estructura de un SOA se basa en junturas de materiales semiconductores entre las cuales se forma una región activa donde se produce la recombinación de portadores libres y la emisión estimulada de fotones. La juntura $p-n$ es la estructura básica empleada en la construcción de dispositivos ópticos basados en materiales semiconductores.

2.1.1) Homojunturas y heterojunturas

Una homojuntura es la unión de diferentes regiones dopadas de un mismo material semiconductor. La juntura $p-n$ es una homojuntura formada por semiconductores tipo- p y tipo- n en contacto. Un semiconductor intrínseco se vuelve tipo- p o tipo- n dopándolo con impurezas con exceso o carencia de electrones en su banda de valencia comparado con el semiconductor [2]. Un material tipo- p se dopa con impurezas llamadas aceptoras, las cuales tienen un electrón menos que el material intrínseco. Un material tipo- n se dopa con impurezas llamadas donadoras, que tienen un electrón más. Como resultado del dopaje, el material tipo-

p tiene un exceso de huecos libres y iones negativos, y un material tipo- n un exceso de electrones libres y iones positivos, tal y como se muestra en la figura 2.1a.

Al poner en contacto los semiconductores tipo- p y tipo- n , se crea una corriente difusiva de los electrones libres del material n hacia el material p , y de los huecos libres del material p hacia el material n . Esta corriente difusiva dura sólo un instante, ya que los electrones y los huecos se recombinan, dejando iones negativos inmóviles cerca de la unión en el material tipo p y iones positivos inmóviles en el material tipo n . En esta región, llamada de deplexión o espacial de carga, las cargas fijas de diferente signo crean un campo eléctrico que obstruye la difusión de más portadores libres hacia el otro material. En este punto se llega a un estado de equilibrio, que resulta en una diferencia de potencial V_0 entre el material tipo- n y el material tipo- p . Ya que en estado de equilibrio los dos materiales deben tener el mismo nivel de Fermi, las bandas de energía adquieren la forma mostrada en la figura 2.1b [3].

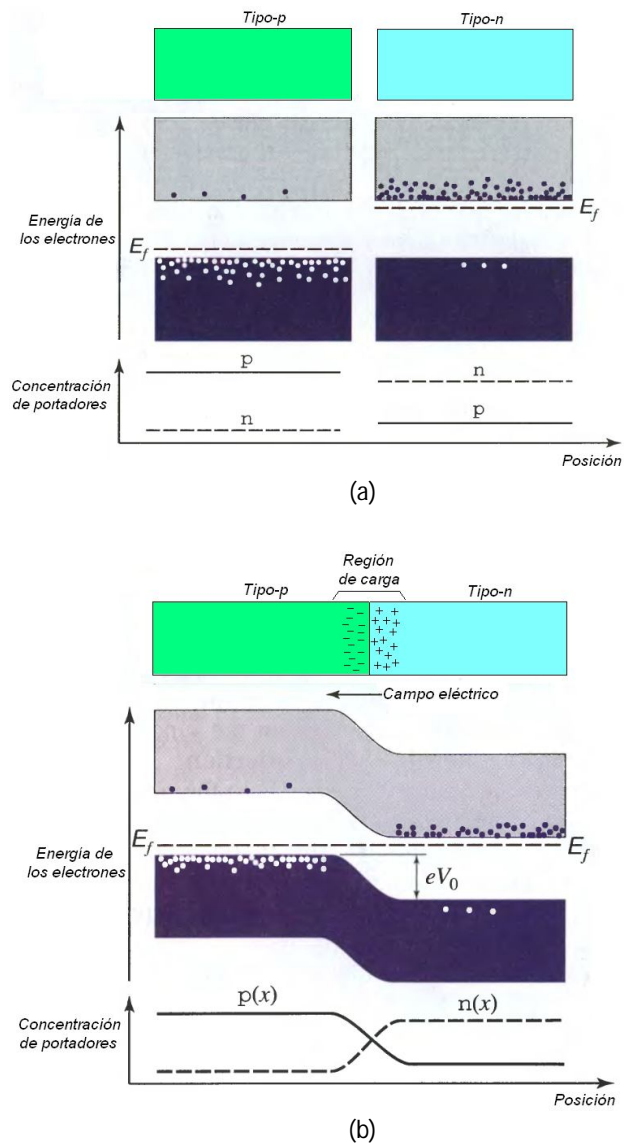


Figura 2.1 (a) Materiales tipo- p y tipo- n antes del contacto. (b) Juntura p - n en equilibrio térmico $T > 0$ [K]

Cuando se aplica una diferencia de potencial en los extremos de la juntura $p-n$, es decir se polariza, la estructura de bandas se modifica. Si el potencial aplicado al material tipo- p es mayor que el aplicado al material tipo- n , se dice que la polarización es directa. El caso contrario es llamado polarización inversa.

En polarización inversa, la barrera de potencial entre p y n aumenta significativamente, por lo que muy pocos portadores pueden superarla y el flujo de estos es prácticamente nulo. En polarización directa, esta barrera de potencial se reduce, como se observa en la *figura 2.2*, por lo que los portadores libres pueden moverse con mayor facilidad de un material a otro. Esto resulta en una presencia simultánea de electrones en la banda de conducción y huecos en la banda de valencia en la región de carga espacial, llegando a la condición de inversión de población de portadores que puede ser aprovechada para producir recombinación radiativa y emisión estimulada si se inyectan fotones en esta región, y así utilizar la juntura $p-n$ como un amplificador. Sin embargo, ya que los portadores no están confinados, es difícil alcanzar una alta densidad de portadores, por lo que usando la juntura $p-n$ como amplificador, se tiene una ganancia muy baja.

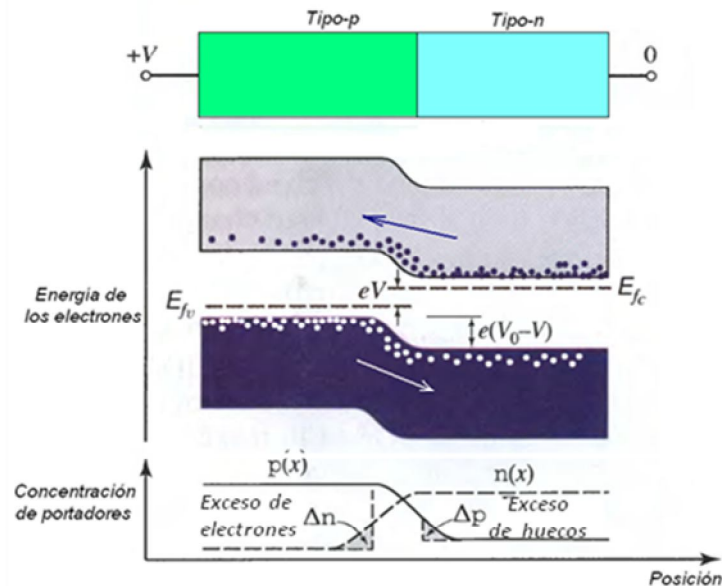


Figura 2.2 Juntura $p-n$ polarizada directamente. Nótese que el voltaje externo rompe la condición de equilibrio y aparece un nivel de Fermi para cada material

El problema de confinamiento puede ser resuelto colocando una capa de otro material semiconductor entre el material tipo- p y tipo- n , cuya banda prohibida sea más pequeña que la de estos. De esta forma se crea un pozo de potencial para electrones y huecos como se muestra en la *figura 2.3*, los cuales se pueden confinar en una región, aumentando la densidad de portadores y la ganancia. La unión entre un material semiconductor y otro (intrínseco, tipo- p o tipo- n), es llamada heterojuntura. La estructura descrita anteriormente entre un material tipo- p , uno tipo- n y entre ellos un material semiconductor distinto se denomina doble heterojuntura (DH). La región donde se confinan los portadores de carga es llamada región activa.

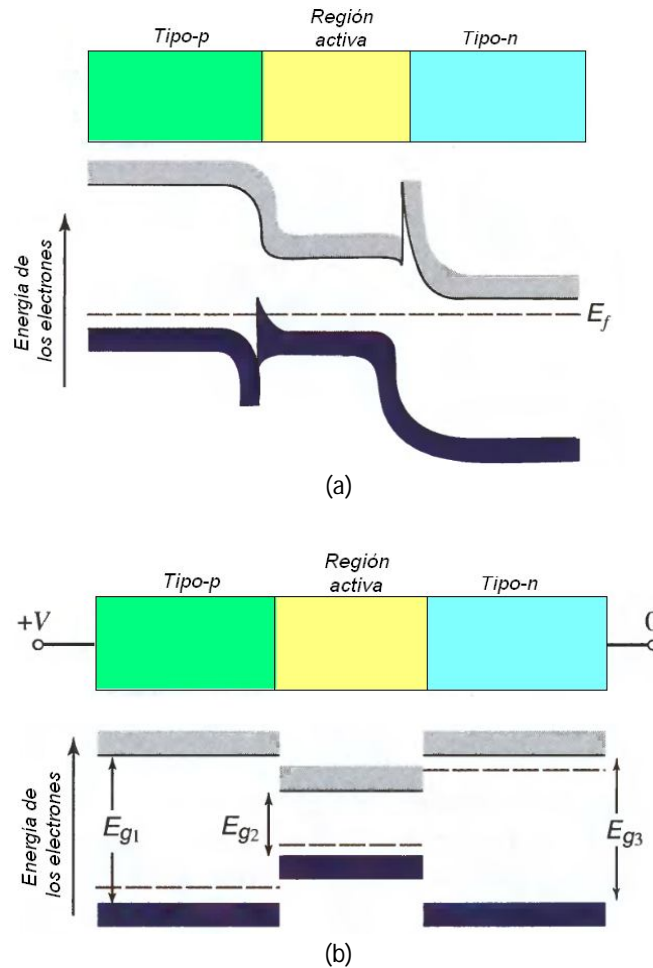


Figura 2.3 Doble heteroestructura (DH) (a) Sin polarizar; (b) Polarizada en directa (caso idealizado)

Además de confinar portadores, mediante heteroestructuras de semiconductores con diferente índice de refracción, se pueden construir guías de onda dieléctricas, para conducir la luz sólo por la región activa, y así aumentar la eficiencia del amplificador. En el caso de una doble heteroestructura, la zona activa, por el hecho de tener una banda prohibida menor, tiene un índice de refracción mayor, y por tanto actúa en sí como una guía de onda dieléctrica.

2.1.2) Tipos de estructuras de SOAs

Una doble heteroestructura polarizada directamente es la estructura más simple para construir un SOA, denominada SOA de área extensa (*Broad-Area SOA*), debido a que la corriente se inyecta sobre toda el área de la cubierta metálica del amplificador. Ya que el índice de refracción de la región activa es mayor que el de los materiales tipo-p y tipo-n que la rodean, esta estructura resulta en una guía de onda dieléctrica que soporta cierto número de modos transversales. Manipulando las dimensiones de esta estructura, se puede lograr que soporte un solo modo, en general, haciendo la región activa muy delgada [4]. En la figura 2.4 se muestra un diagrama de un SOA de área extensa.

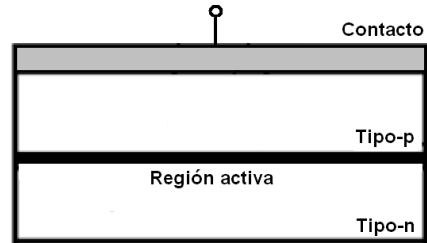


Figura 2.4 Esquema de un SOA de área extensa

La desventaja de esta estructura es que no existe un confinamiento de la luz en las direcciones laterales paralelas al plano de la juntura, por lo que la luz se esparce por todo el ancho del amplificador. En consecuencia, estos amplificadores no son muy eficientes y necesitan una alta corriente de alimentación [5].

Para lograr confinamiento lateral de la luz se utilizan SOAs de índice de refracción guiado (*Index-Guided SOA*). En este tipo de estructuras se extiende el mecanismo guía, por diferencia de índice de refracción entre los materiales, a las regiones laterales. Los diseños típicos de SOA de índice guiado son: de índice guiado acanalado (*Weak Index-Guided SOA*) y de heteroestructura enterrada (*Buried Heteroestructura SOA*).

En un SOA de índice guiado acanalado, se agregan dos regiones de material dieléctrico (SiO_2) debajo del contacto, encerrando el material tipo-*p*, de tal forma que éste funcione como un canal que guíe la corriente solo por el centro del amplificador, a la región activa (ver figura 2.5). De esta forma la amplificación ocurre solo en una región estrecha, confinando la luz lateralmente. Estos amplificadores son de guiado débil, es decir, la diferencia en el índice de refracción de la guía lateral es pequeña ($\Delta n_L \sim 0.01$), y por tanto sensible a detalles de fabricación [6]. Sin embargo, el diseño es simple y su costo de fabricación es bajo.

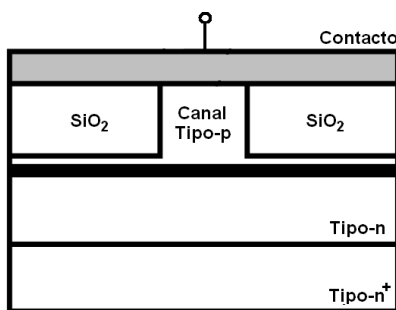


Figura 2.5 Esquema de un SOA de índice guiado acanalado

En los SOA de heteroestructura enterrada, el guiado de la luz es más intenso, teniendo una diferencia de índices de refracción grande ($\Delta n_L \sim 0.1$). Esto se logra "enterrando" la región activa en varias capas de materiales con índice de refracción menor como se muestra en la figura 2.6. Este diseño es más complejo e involucra mayores dificultades en su fabricación,

principalmente para lograr limpieza en las interfaces entre los materiales. Sin embargo debido a su alto desempeño, son muy utilizados en los sistemas de comunicaciones [7].

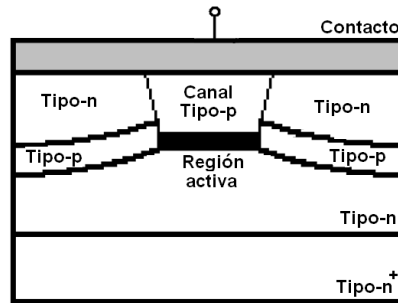


Figura 2.6 Esquema de un SOA de heteroestructura enterrada

2.2) Operación del SOA

2.2.1) Ganancia y saturación

Un parámetro importante de un SOA es la ganancia, definida como la razón de la potencia de salida (P_{out}) a la de entrada (P_{in}). Se sobreentiende que en un amplificador este valor es positivo, ya que el objetivo es que la potencia de salida sea mayor que la de entrada.

$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (2.1)$$

Para que un SOA presente ganancia es necesario alcanzar la inversión de población de portadores mediante la inyección de corriente, de tal forma que la diferencia de densidad de población de portadores (N), entre el nivel 2 (banda de conducción en un semiconductor) y el nivel 1 (banda de valencia), sea mayor a un umbral conocido como nivel de transparencia (N_t). En el apartado anterior se describieron algunos diseños de SOAs con los cuales se obtiene una región activa capaz de alcanzar esta condición mediante la inyección de la corriente necesaria.

La ganancia es función del medio activo y su longitud. Para obtener una primera expresión para calcular la ganancia, se considera el caso más simple: el SOA operando en estado estacionario, es decir, con una señal de entrada continua (CW, *Continuous Wave*) o compuesta por pulsos cuya duración sea mucho mayor que el tiempo de vida de los portadores (τ_s). En estado estacionario, la variación de la diferencia de densidad de población se puede considerar nula ($dN/dt = 0$). Un amplificador en estado estacionario está caracterizado por la siguiente ecuación [9]:

$$\frac{dP(z)}{dz} = \frac{g_0 P(z)}{1 + P(z)/P_s} \quad (2.2)$$

Donde $P(z)$ es la potencia de la señal que atraviesa el amplificador, g_0 es el valor pico del coeficiente de ganancia del medio (también llamado coeficiente de señal pequeña) y P_s es la potencia de saturación del medio. Suponiendo que la señal es pequeña, es decir $P(z) \ll P_s$, entonces la ecuación 2.2 se simplifica a la ecuación 2.3, cuya solución aplicando la condición de frontera $P(0) = P_{in}$, es la ecuación 2.4

$$\frac{dP(z)}{dz} = g_0 P(z) \quad (2.3)$$

$$P(z) = P_{in} \exp(g_0 z) \quad (2.4)$$

La potencia de salida es $P_{out} = P(L) = P_{in} \exp(g_0 L)$, donde L es la longitud del amplificador. La ganancia de señal pequeña G_0 se obtiene mediante la ecuación 2.5. Se puede observar que la ganancia aumenta exponencialmente al aumentar la longitud.

$$G_0 = \exp(g_0 L) \quad (2.5)$$

En la ecuación 2.5 se observa que, operando en régimen de señal pequeña en estado estacionario, la ganancia solamente depende de la longitud y de g_0 , que es una constante del material para una N dada, por lo que se puede considerar constante independientemente de la potencia de entrada y salida, mientras estas sean lo suficientemente pequeñas. En la figura 2.7 se muestra una grafica de la variación del coeficiente de señal pequeña en función del incremento de la diferencia de densidad de población de portadores (ΔN) [8], mostrando indirectamente la relación entre ganancia y N . Nótese que para cierto intervalo la relación es prácticamente lineal.

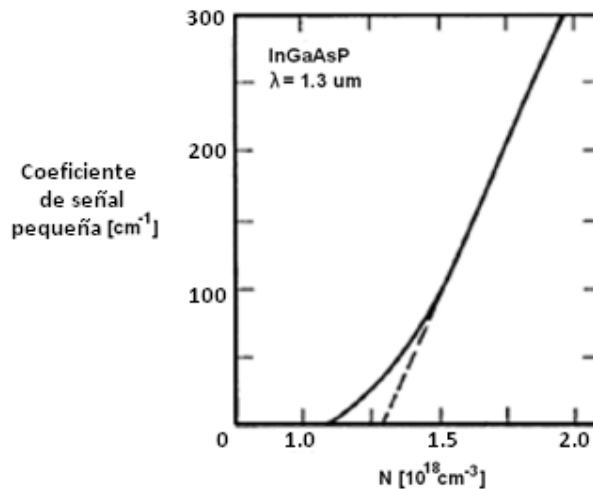


Figura 2.7 Ganancia pico vs densidad de portadores de un SOA de InGaAsP @1.3 μm [8]

Conforme la potencia $P(z)$ aumenta y se va acercando a la potencia de saturación P_s , ya no es posible hacer la aproximación $P \ll P_s$. En este caso, para obtener una expresión para calcular

la ganancia, se tiene que resolver la ecuación 2.2, cuyas soluciones, en términos de la potencia de entrada o de salida, son las ecuaciones trascendentes 2.6 y 2.7, respectivamente.

$$G = 1 + \frac{P_s}{P_{in}} \ln\left(\frac{G_0}{G}\right) \quad (2.6)$$

$$G = G_0 \exp\left(\frac{1-G}{G} \frac{P_{out}}{P_s}\right) \quad (2.7)$$

Un parámetro útil es la potencia de saturación de salida (P_{outs}) definida como la potencia de salida para la cual la ganancia del amplificador se reduce 3 dB (es decir en un factor de 2) de su valor de ganancia pequeña G_0 , es decir, cuando $G=G_0/2$ [10]. Su expresión es:

$$P_{outs} = \frac{G_0 \ln(2)}{G_0 - 2} P_s \quad (2.8)$$

En la *figura 2.8* se muestra gráficamente la dependencia de la ganancia a la potencia de entrada y salida en un SOA. Se observa que conforme aumenta la potencia, la ganancia va disminuyendo de forma exponencial; a este fenómeno se le llama saturación de la ganancia. La región de operación antes de la saturación se denomina región de operación lineal o de señal pequeña, y la región en saturación se denomina región de operación no lineal.

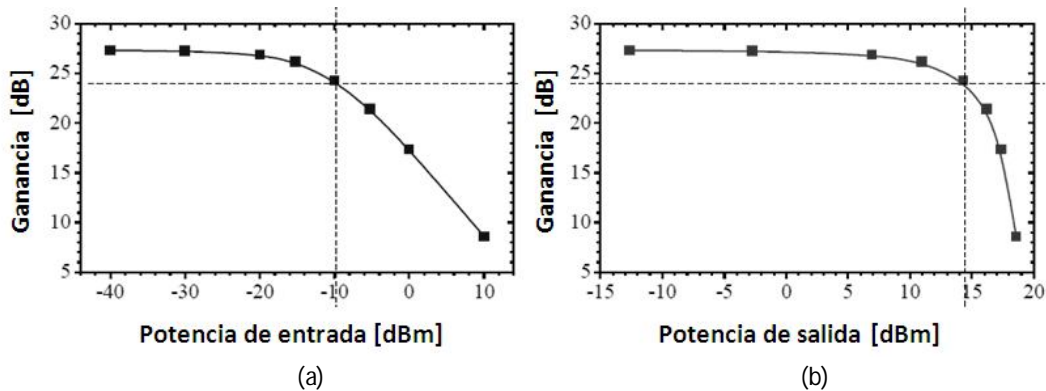


Figura 2.8 Ganancia en función de (a) Potencia de entrada, (b) Potencia de salida [11]. Las líneas punteadas muestran la potencia de saturación para cada caso, así como la ganancia de saturación, que en este caso es de 24 dB aproximadamente.

La saturación de la ganancia en un amplificador de semiconductor puede entenderse de la siguiente forma: si la potencia de la señal que atraviesa el SOA es muy pequeña comparada con la potencia de saturación del material, el número de electrones en la banda de conducción que contribuirán a la emisión estimulada, y por ende a la amplificación, es mucho mayor que el número de fotones atravesando el material. En estado estacionario, se puede considerar que el tiempo en que un electrón se recombina y vuelve a la banda de conducción por la inyección de corriente es prácticamente cero, debido a que es muy pequeño comparado con el tiempo

de variación de la señal, por lo cual se considera que la diferencia de densidad de población es constante. Debido a lo anterior, en régimen de señal pequeña la diferencia de densidad de población siempre será mayor que el número de fotones atravesando el amplificador y por lo tanto la ganancia es constante. Conforme la potencia de la señal va acercándose a la potencia de saturación del material, el número de fotones va aumentando hasta llegar a un punto en que los electrones en la banda de conducción ya no son suficientes (se agotan), por lo cual algunos fotones ya no producen recombinación y no se multiplican, disminuyendo (o saturando) la ganancia. Esta disminución es exponencial conforme aumenta la potencia.

2.2.2) Dinámica del SOA

Como se ha mencionado anteriormente, la ganancia de un SOA se puede considerar directamente proporcional a la diferencia de densidad de población (ver *figura 2.7*). En estado estacionario la ganancia es independiente del tiempo, ya que la variación temporal de N se considera nula. En los sistemas de telecomunicaciones actuales, las señales tienen variaciones temporales comparables a la duración de los procesos dinámicos de los portadores en los SOAs, por lo que la variación temporal de la diferencia de densidad de población, y por ende de la ganancia, se torna significativa.

Dentro de los procesos dinámicos en un SOA, están los procesos interbanda y los procesos intrabanda. Los procesos interbanda se refieren a la dinámica de la densidad de portadores, mientras que los procesos intrabanda, a la distribución de portadores en las bandas. Los segundos son mucho más rápidos. La dinámica de ambos procesos determina la dinámica de la ganancia y del índice de refracción [12].

a) Procesos interbanda

Dentro de los procesos interbanda están la recombinación espontánea (radiativa y no radiativa), recombinación radiativa estimulada y transporte de carga. La forma en que cada uno de estos procesos afecta la variación temporal de la diferencia de densidad de población está descrita por la ecuación 2.9 [13].

$$\frac{\partial N}{\partial t} = \frac{I}{eV} - (R_{rec} + R_{sig} + R_{ASE}) \quad (2.9)$$

Aquí, I es la corriente de alimentación, V el volumen de la región activa, e la carga del electrón. R_{rec} es la tasa de recombinación de portadores radiativa, representada también como N/τ_s , donde τ_s es el tiempo de vida de los portadores, típicamente entre cientos de picosegundos a algunos nanosegundos dependiendo de la corriente de alimentación. R_{sig} es la tasa de recombinación radiativa estimulada y R_{ASE} la tasa de recombinación radiativa espontánea que es amplificada. De la ecuación 2.9 podemos notar que la variación de N depende de variaciones en la corriente de alimentación y de la señal de entrada. Esta variación está caracterizada por el tiempo efectivo de vida de los portadores τ_{eff} , determinado por la ecuación 2.10 [14].

$$\tau_{eff} = \frac{N}{R_{rec} + R_{sig} + R_{ASE}} \quad (2.10)$$

En el caso de SOAs cortos operando con señal pequeña, τ_{eff} está determinado principalmente por la tasa R_{rec} . Para SOAs largos operando en saturación, o cerca de saturación, R_{sig} es el factor determinante. El tiempo efectivo de vida de los portadores puede definirse también con la ecuación 2.11 [15], en términos de la razón potencia a potencia de saturación y del tiempo de vida de los portadores τ_s .

$$\tau_{eff} = \frac{\tau_s}{1 + P/P_s} \quad (2.11)$$

El valor de τ_{eff} proporciona información sobre la variación temporal de N ; en la práctica se utiliza más bien el parámetro tiempo de recuperación t_{rec} . Si se aplica al SOA un pulso de potencia comparable o mayor a la potencia de saturación, se recombinan radiativamente gran cantidad de portadores; si este pulso es muy corto, de menor duración que los procesos de recombinación en el SOA, se puede observar una compresión de la ganancia y su recuperación en cierto tiempo (ver figura 2.9). El tiempo de recuperación se define como el tiempo que tarda un SOA en pasar del 10% al 90% de su ganancia. La relación entre τ_{eff} y t_{rec} se puede describir de manera aproximada por la ecuación 2.12 [16]. G_1 y G_2 son los valores del 10% y 90% de la ganancia, respectivamente.

$$t_{rec_{10-90\%}} = \tau_{eff} \ln \left(\frac{\ln(0.9G_1/G_2 + 0.1)}{\ln(0.1G_1/G_2 + 0.9)} \right) \quad (2.12)$$

La compresión de la ganancia tiene efectos significativos cuando la señal de entrada tiene variaciones cuyo periodo es menor que el tiempo de recuperación del dispositivo, como se verá posteriormente.

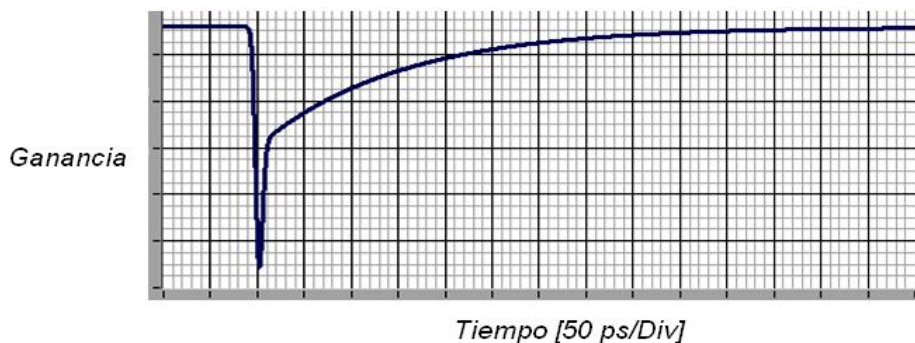


Figura 2.9 Compresión y recuperación de la ganancia en un SOA. En esta simulación se inyecta un pulso de 4 ps de duración, el tiempo de recuperación es de aproximadamente 400 ps [17].

b) Procesos intrabanda

Dentro de los procesos intrabanda más significativos están: quemado de hueco espectral (SHB, *Spectral Hole-Burning*), calentamiento de portadores (CH, *Carrier Heating*) y enfriamiento (*Cooling*). Estos procesos son más rápidos que los procesos interbanda, ocurren en tiempos menores a un picosegundo [18].

Los procesos intrabanda se pueden observar en la distribución de portadores ante la incidencia de un pulso óptico muy corto. En estado estacionario, antes de la llegada del pulso, la ocupación de los electrones en la banda sigue una distribución de Fermi-Dirac (ver *figura 2.10a*), definida por la expresión:

$$f_c(E_c) = \frac{1}{1 + \exp([E_c - E_{fc}] / k_B T)} \quad (2.13)$$

Donde E_c es la energía del estado, E_{fc} es el cuasi-nivel de Fermi de los electrones, K_B la constante de Boltzman y T la temperatura.

Cuando el pulso se inyecta, los electrones cuya energía coincide con la de los fotones de la señal (la cual está relacionada con la longitud de onda, $E = hc/\lambda$) se recombinan para producir emisión estimulada. Por lo tanto la distribución inicial, da paso a una distribución de forma similar, pero con un hueco de portadores en la región energética correspondiente a la energía de los electrones recombinados (ver *figura 2.10b*). Este proceso se denomina quemado de hueco espectral (SHB). El área del hueco corresponde a la disminución de la densidad de portadores.

Por un proceso de esparcimiento los electrones adquieren una distribución de Fermi-Dirac en cuasi-equilibrio, ya que tiene una energía superior a ésta, proceso conocido como calentamiento de portadores (CH), que es mostrado en la *figura 2.10c*.

El siguiente paso es regresar a la distribución de equilibrio por el proceso de enfriamiento mediante la emisión de fonones (ver *figura 2.10d*).

Al finalizar este proceso, los electrones tienen la misma distribución inicial, pero la densidad de portadores es menor. Con la inyección de corriente eléctrica la diferencia de población aumenta, y la densidad de portadores libres en la banda de valencia regresa a su estado inicial [19].

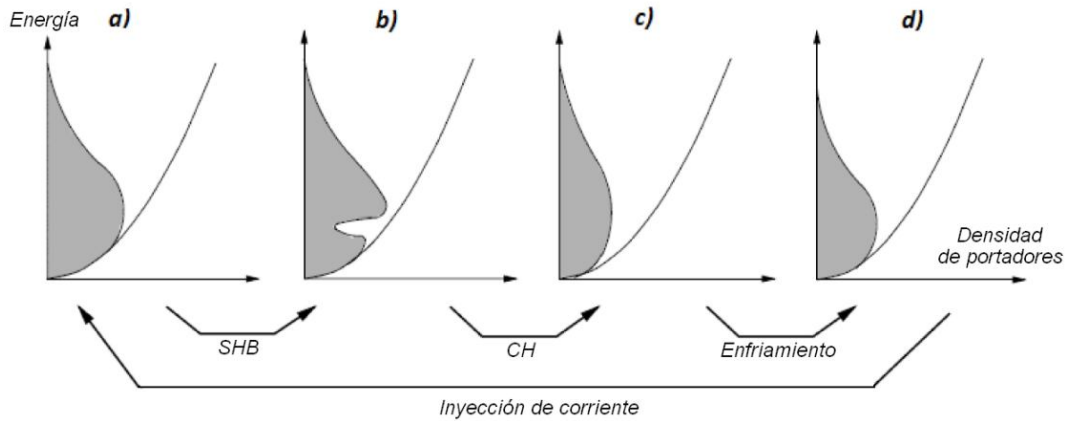


Figura 2.10 Dinámica intrabanda de un SOA a la llegada de un pulso corto (a) Estado inicial, (b) SHB, (c) CH, (d) Enfriamiento

La duración de cada proceso está asociada a una constante de tiempo: τ_{SHB} es la constante de relajación por SHB y varía entre 30 y 250 [fs] y τ_{CH} es la constante de relajación por CH y tiene valores entre 0.5 y 1 [ps] (para un SOA de InGaAsP@1550nm) [20]. La relajación por inyección de corriente es un proceso interbanda, que dura entre unos cientos de picosegundos a unos pocos nanosegundos. En la *figura 2.11* se aprecia esquemáticamente la duración de estos procesos. Es evidente que la recuperación de la ganancia por procesos intrabanda ocurre mucho más rápido que por procesos interbanda. La recuperación de la ganancia por procesos intrabanda también es llamada recuperación no lineal de la ganancia.

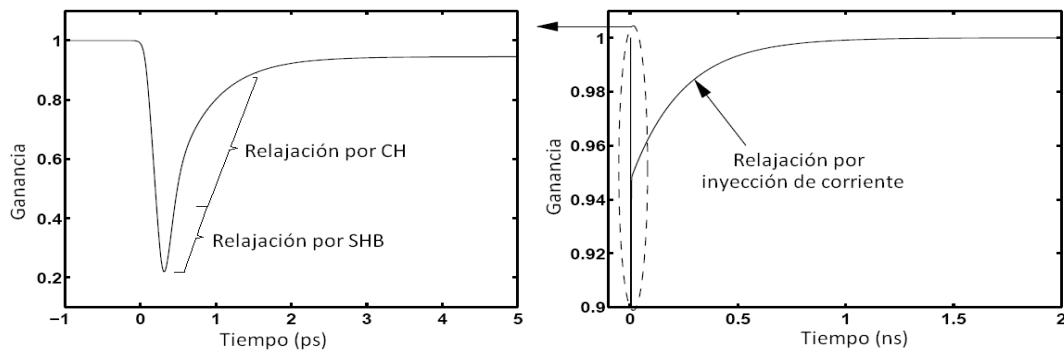


Figura 2.11 Tiempos de recuperación de la ganancia debido a SHB, CH e inyección de corriente [21]

2.3) No linealidades

La variación temporal de la ganancia en un SOA, debido a la variación de la densidad de portadores N , y la saturación de la ganancia, resultan en un comportamiento dinámico no lineal del dispositivo. Cuando el SOA opera en régimen de señal pequeña, es decir en la región lineal, las desviaciones temporales de la densidad de portadores comparadas con la operación en estado estacionario son muy pequeñas, por lo tanto la variación temporal de la ganancia no

es significativa y los efectos no lineales no son apreciables. Sin embargo, cuando se opera con potencias mayores, en régimen de saturación, las no linealidades se vuelven importantes. De la misma manera, el SOA puede operar linealmente para tasas de datos alrededor de 10 Gbps, pero al aumentar la tasa, las no linealidades comienzan a afectar a la señal de salida [22].

Por lo tanto, los parámetros que caracterizan comportamiento no lineal de un SOA para una señal de entrada determinada, son la potencia de salida de saturación ($P_{out,s}$) y el tiempo de recuperación de la ganancia (t_{rec}). Si la potencia de salida de la señal es comparable a $P_{out,s}$ o si la variación temporal de la señal es comparable al tiempo de recuperación, el comportamiento no lineal del SOA será apreciable.

En el sistema empleado para 100 GbE y el propuesto para 400 GbE, que se estudian en este trabajo, se utilizan detectores de potencia para formatos de modulación binaria basados en OOK (*On-Off Keying*), por lo que las no linealidades que más degraden el sistema serán aquellas que afecten la característica de amplitud de los pulsos. En estos sistemas las señales son multiplexadas en longitud de onda, por lo que, al ser amplificadas por el SOA, cada señal individual tiene influencia sobre las otras, cuando el dispositivo opera en régimen no lineal. Las no linealidades que se describirán a continuación son el *patterning*, la modulación cruzada de la ganancia (XGM, *Cross Gain Modulation*) y el mezclado de cuatro ondas (FWM, *Four Wave Mixing*).

2.3.1) *Patterning* por Automodulación de la ganancia (SGM)

El efecto de *patterning*, o variación de la amplitud de los pulsos amplificados dependiente del patrón de datos, afecta la amplitud de los pulsos de cada señal que entra al SOA, incluso si es sólo una. Esto se explica de la siguiente manera: como se describió anteriormente, cuando un pulso corto de potencia alta entra al SOA, éste se amplifica y satura la ganancia, produciéndose una compresión de ésta en el dispositivo seguida de una recuperación que dura determinado tiempo. Si antes que se recupere por completo la ganancia se inyecta otro pulso, éste tendrá una amplificación menor al primero (debido a que la ganancia es menor) y volverá a comprimir la ganancia. Este proceso se repetirá si se siguen inyectando pulsos consecutivos que saturan la ganancia de menor duración que el tiempo de recuperación de la misma.

En los sistemas de telecomunicaciones el formato más utilizado es el OOK (*On/Off Keing*) en que un pulso es asociado al bit "1" y la ausencia de pulso al bit "0" [23]. Ante una serie de bits "1" el amplificador se comportará como se describió en el párrafo anterior, visualizando a la salida el primer pulso con mayor amplificación, y los siguientes de la misma amplitud. Pero si el siguiente bit es un "0", la ganancia se seguirá recuperando y cuando entre de nuevo un bit "1" tendrá una mayor amplificación. De esta forma, la señal de entrada modula la ganancia del SOA a su vez que la ganancia repercute en la potencia y forma de la señal de salida, efecto conocido como *Patterning*, y que es mostrado esquemáticamente en la *figura 2.12* y como resultado de una simulación en la *figura 2.13*

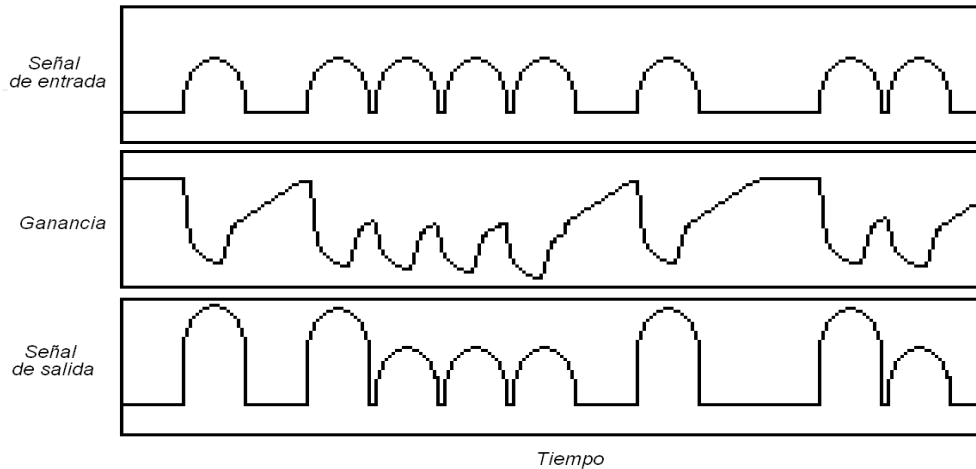


Figura 2.12 Esquema del efecto Patterning

En la *figura 2.13* se observa el resultado de una simulación de la amplificación de una señal óptica por un SOA, en donde el promedio de repetición de los pulsos de la señal de entrada, a una tasa de 25 Gbps, es de 40 [ps]. Asimismo, el tiempo de vida de los portadores se fijó en 200 [ps] [24]. La señal de salida claramente muestra una amplificación dependiente del patrón de datos. En este caso la variación temporal de la señal es del orden de la duración de los procesos interbanda. Si se aumentara la tasa de bits y se redujera la duración de los pulsos al orden de τ_{SHB} y τ_{CH} , la ganancia del amplificador sería modulada por los procesos intrabanda, como se muestra en la *figura 2.14*. Dado que la tasa utilizada en los sistemas analizados en esta tesis es de 25.781 Gbps, el efecto de la modulación de la ganancia por los procesos intrabanda es despreciable.

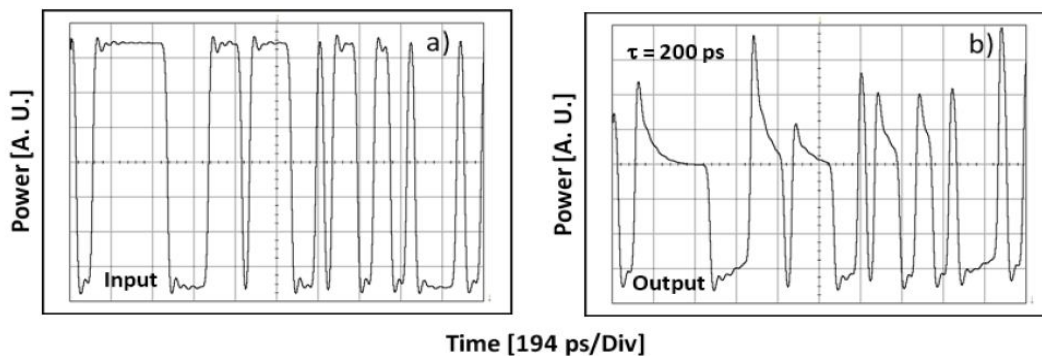


Figura 2.13 Patterning producido por un SOA a 25 Gbps PRBS (a) Señal de entrada, (b) Señal de salida. [24]

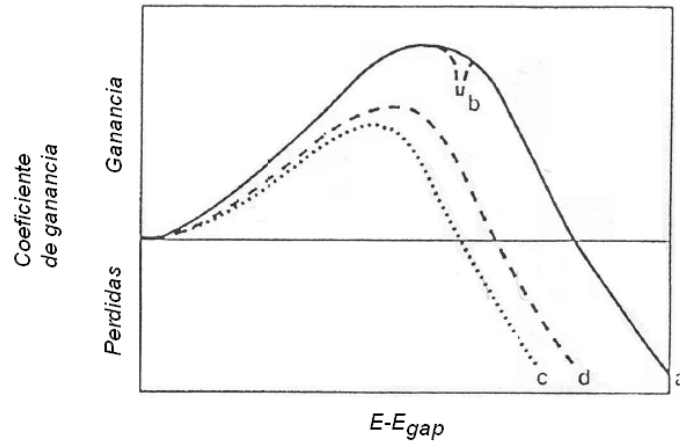


Figura 2.14 Modulación de la ganancia por los procesos intrabanda. (a) En equilibrio, (b) SHB, (c) CH, (d) Enfriamiento [25]

2.3.2) Modulación cruzada de la ganancia (XGM)

En un sistema WDM se multiplexan varias señales independientes en una sola señal. Esta señal multiplexada es amplificada por el SOA. 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 la sección anterior, podemos extrapolar este principio al caso en que se introducen varias señales. Cada señal de entrada causa simultáneamente una variación temporal de la densidad de portadores N , produciendo una variación temporal de la ganancia, que modula tanto a las demás señales como a sí misma, efecto denominado modulación cruzada de la ganancia (XGM, *Cross Gain Modulation*).

Ante el efecto de XGM, la variación de cada señal produce variaciones en la potencia de las demás señales, fenómeno conocido como cruzamiento intercanal no lineal (*inter-channel cross-talk*) o diafonía no lineal, que es completamente indeseable en los sistemas de comunicaciones.

Para ilustrar el proceso de XGM, considérese un caso sencillo en que dos señales temporales son amplificadas simultáneamente por un SOA, una de ellas es una señal con datos y otra una señal continua. Cada señal es portada por diferente longitud de onda.

La señal de datos está formada por pulsos, por lo que modulará la ganancia del SOA, como se describió en el efecto *patterning*. La señal continua, al no tener variación, no modulará la ganancia, sin embargo sí será modulada por la variación de la ganancia producida por la otra señal.

En la *figura 2.15* se muestra esquemáticamente este proceso. Cabe mencionar que la señal modulada en ganancia resultante de este método aparece invertida con respecto a la señal de datos de entrada que le dio origen, debido a que la densidad de portadores disminuye

conforme la potencia de los pulsos aumenta. Este principio puede emplearse para hacer convertidores de longitud de onda, para aplicaciones en sistemas WDM [26].

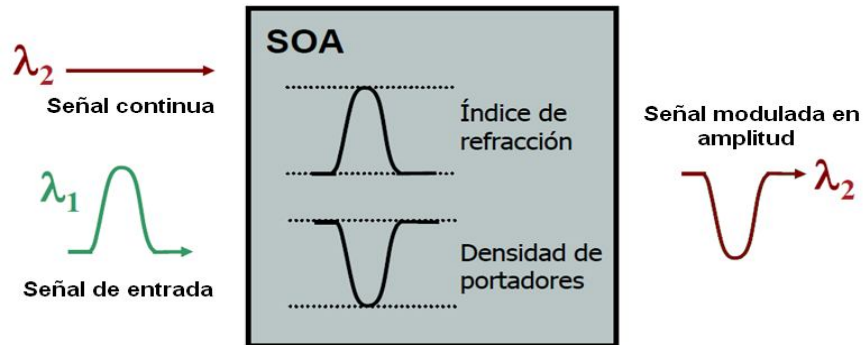


Figura 2.15 Esquema de XGM entre una señal con datos y una señal continua

En el caso de introducir más señales de entrada, todas ellas con variación temporal, como en el presente proyecto, la descripción y cálculo de la señal de salida resultante se tornan más complejos, por ello se realizan mediante análisis numéricos, tal y como se presentará posteriormente.

En un SOA la variación de la densidad de portadores N , modula tanto la ganancia como la fase, ya que el índice de refracción es función de N , debido al carácter complejo de la susceptibilidad eléctrica del medio [27]. Esto resulta en que en un SOA la modulación en amplitud y en fase se dé simultáneamente. La modulación en fase producto de la interacción de dos o más señales en un medio no lineal es denominada modulación cruzada de fase (XPM, *Cross Phase Modulation*). Esta modulación es transparente para los detectores de ley cuadrada (como los que se utilizan en este proyecto), por lo cual no afecta el sistema. Sin embargo, cabe mencionar que XPM puede convertirse en XGM mediante arreglos interferométricos, y que incluso en una fibra óptica dispersiva puede ocurrir este proceso. Sin embargo, para los fines de este trabajo, este proceso no es significativo, por lo que no será analizado, ya que queda fuera de los alcances de esta tesis.

2.3.3 Mezclado de cuatro ondas (FWM)

Hasta este momento, no se ha mencionado la relación entre el espaciamiento entre los canales WDM y la degradación del sistema debida al *cross-talk*. Dos fenómenos que producen *cross-talk* intercanal son la saturación de la ganancia [28] y la variación de la densidad de portadores modulada por las señales de entrada [29], fenómenos responsables de las no linealidades en el SOA. La saturación de la ganancia no depende del espacio intercanal, mientras que la modulación de la densidad de portadores sí. El mezclado de cuatro ondas (FWM, *Four Wave Mixing*) 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 [30]. La

complejidad de este tema es considerable, por lo que en este trabajo solamente se intentará dar una explicación suficiente para comprender los fenómenos asociados a la amplificación de señales WDM en un SOA.

FWM ocurre cuando dos pulsos de alta potencia de diferente frecuencia, f_1 y $f_2=f_1+\Delta f$, 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 a su vez 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 [31]. En un sistema WDM Δf correspondería al espacio intercanal. Este proceso se muestra esquemáticamente en la figura 2.16

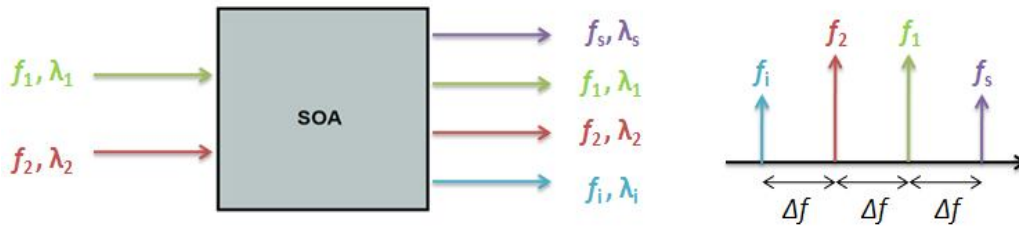


Figura 2.16 Esquema de FWM y sus productos espectrales

FWM es producido por los procesos interbanda e intrabanda. El efecto de FWM debido a procesos interbanda corresponde a la variación temporal de la densidad de portadores, también denominada pulsación de la densidad de portadores (CDP, *Carrier Density Pulsation*), producto de la modulación de la densidad de portadores N . El efecto de FWM debido a procesos intrabanda es producido por modulación de la distribución de ocupación de los portadores en la banda [32]. En particular, recientemente se ha demostrado [33] que la eficiencia del producto f_i está caracterizado por una función de respuesta $R(\Delta f)$, compuesta por las contribuciones de los procesos interbanda (CDP) e intrabanda (CH), definida por:

$$R(\Delta f) = R_{CDP}(\Delta f) + R_{CH}(\Delta f) \quad (2.14)$$

$$R_{CDP}(\Delta f) = \frac{\tau_2}{1 - 2\pi i \Delta f \tau_2} \quad (2.15)$$

$$R_{CH}(\Delta f) = \frac{\tau_2}{1 - 2\pi i \Delta f \tau_{CH}} \quad (2.16)$$

FWM es dominado por procesos interbanda (CDP) o intrabanda (CH), dependiendo del espacio intercanal Δf , es decir, la separación entre las frecuencias de las señales que batan. Si $\Delta f < 1$ GHz, CDP domina. Por otra parte si Δf es del orden de cientos de GHz, CH es el proceso dominante. El espaciado intercanal en 100GBaseER4, por ejemplo, es de 800 GHz por lo que el proceso dominante de FWM en este caso es CH.

De la *figura 2.16* es posible observar que los productos de FWM están separados por el mismo espaciamiento que las señales de entrada. En un sistema WDM donde todos los canales están separados por el mismo espacio intercanal, es evidente que los productos FWM de dos señales adyacentes estarán en la misma frecuencia que las señales vecinas, por lo que producirán *cross-talk* o diafonía no lineal, con el correspondiente perjuicio en términos del desempeño del sistema de transmisión.

En un sistema WDM de cuatro canales λ_1 , λ_2 , λ_3 y λ_4 , los productos FWM de λ_1 y λ_2 afectarán a λ_3 ; los de λ_2 y λ_3 a λ_1 y λ_4 y los producidos por λ_3 y λ_4 afectarán a λ_2 , de forma que todos los canales resultaran afectados por el *cross-talk*. A su vez los productos FWM pueden mezclarse con los canales, generando productos FWM de segundo orden, repitiéndose este proceso. En sistemas de mayor número de canales, por ejemplo, de 16 canales como aquel propuesto para 400GbE, el sistema se degradará aún más, ya que incluso canales no adyacentes pueden mezclarse y afectar otros canales. Los canales más afectados por el impacto de FWM, evidentemente serán los canales centrales, ya que la distribución de combinaciones de los productos de los canales es máxima en el centro.

Es notorio, después de la descripción presentada, que los efectos no lineales debido al SOA operando en saturación con múltiples canales de entrada afectarán de alguna manera a la señal WDM amplificada. En el siguiente capítulo se reporta el análisis numérico del impacto del SOA efectuado en el sistema 100GBaseER4.

Capítulo 3

Análisis del impacto de las no linealidades del SOA en el sistema 100GBaseER4

El análisis numérico es una herramienta muy útil que permite obtener información y hacer predicciones sobre el comportamiento de sistemas que pueden tener un costo económico elevado o ser muy sensibles a la manipulación, así como realizar pruebas que serían difíciles, o imposibles, de llevar a cabo experimentalmente. Cuando se desea conocer el comportamiento de un dispositivo aislado, considerando el mayor número de variables posibles mediante modelos complejos, se realiza simulación a nivel dispositivo. Cuando muchos de estos dispositivos se interconectan en un sistema y se desea conocer el comportamiento de éste, se utilizan modelos eficientes, pero más simples, realizando simulación a nivel sistema, como en el caso del presente capítulo.

En este capítulo se presenta un análisis numérico acerca de la manera en que impacta el comportamiento del SOA en régimen no lineal en el desempeño del sistema WDM 4 x 25 Gbps empleado como interfaz para 100 GbE de rango extendido (100GBaseER4). Se describe, además, la metodología empleada en dicho análisis y el simulador numérico empleado para realizarlo.

3.1) Metodología

El análisis efectuado para el presente apartado fue a nivel sistema, centrado en el elemento crítico: el SOA y sus no linealidades. Para realizar este análisis se siguieron los siguientes pasos:

- Identificar, mediante el conocimiento teórico del fenómeno analizado, los parámetros cuya variación controlada provoca el cambio en la respuesta del sistema que se desea analizar.
- Diseñar los experimentos, escenarios o pruebas numéricas, de tal forma que se tengan controlados, si es posible, los parámetros que no deben variar y sólo se manifieste el efecto de la o las variables de interés en la respuesta del sistema.
- Utilizar un simulador numérico para llevar a cabo las pruebas diseñadas con el fin de obtener los datos necesarios para efectuar un análisis. Cabe resaltar que se utilizó a nivel usuario un simulador numérico validado, su desarrollo no es objetivo del presente proyecto de investigación.
- Analizar los datos obtenidos mediante la simulación numérica para encontrar patrones y tendencias, con el objeto de explicar cierto fenómeno o encontrar un conjunto de parámetros óptimos de desempeño, y generar conclusiones puntuales.

3.2) Simulador de sistemas ópticos de transmisión

Para la realización de las simulaciones se utilizó un paquete de simulación de sistemas ópticos de telecomunicaciones escrito en LabVIEW™¹ (*Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench*), desarrollado por *Bell Labs* en colaboración con el Instituto de Ingeniería de la UNAM.

LabVIEW es un lenguaje de programación gráfico desarrollado por *National Instruments* (NI) empleado comúnmente en adquisición de datos y análisis [1], o como una herramienta didáctica de laboratorio debido a su uso intuitivo e interfaz gráfica [2]. La unidad básica que emplea un programa en LabVIEW es denominada Instrumento Virtual (VI, *Virtual Instrument*), 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 [3].

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 [4,5].

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, (de)multiplexor, 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 [6,7].

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. Al describir la configuración del sistema bajo prueba, se indicarán los módulos utilizados del simulador y los parámetros de cada dispositivo.

Los resultados que proporciona el simulador son: Relación señal a ruido óptica (OSNR, *Optical Signal to Noise Ratio*) en el receptor, parámetro de desempeño Q, razón de bit en error (BER, *Bit Error Ratio*), 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, *Extinction Ratio*), principalmente. Uno de los resultados importantes para conocer el desempeño del sistema es la BER, la cual se calcula experimentalmente como el número de bits erróneos entre el número

¹ <http://www.ni.com/labview/>.

total de bits y se mide con un BERT (*Bit Error Ratio Tester*) 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 [8,9]. La descripción de estos métodos se encuentra fuera de los alcances de esta tesis.

Por último, cabe mencionar que el simulador utilizado, así como ciertos módulos individuales, han sido validados en trabajos anteriores publicados en la literatura internacional [10, 11].

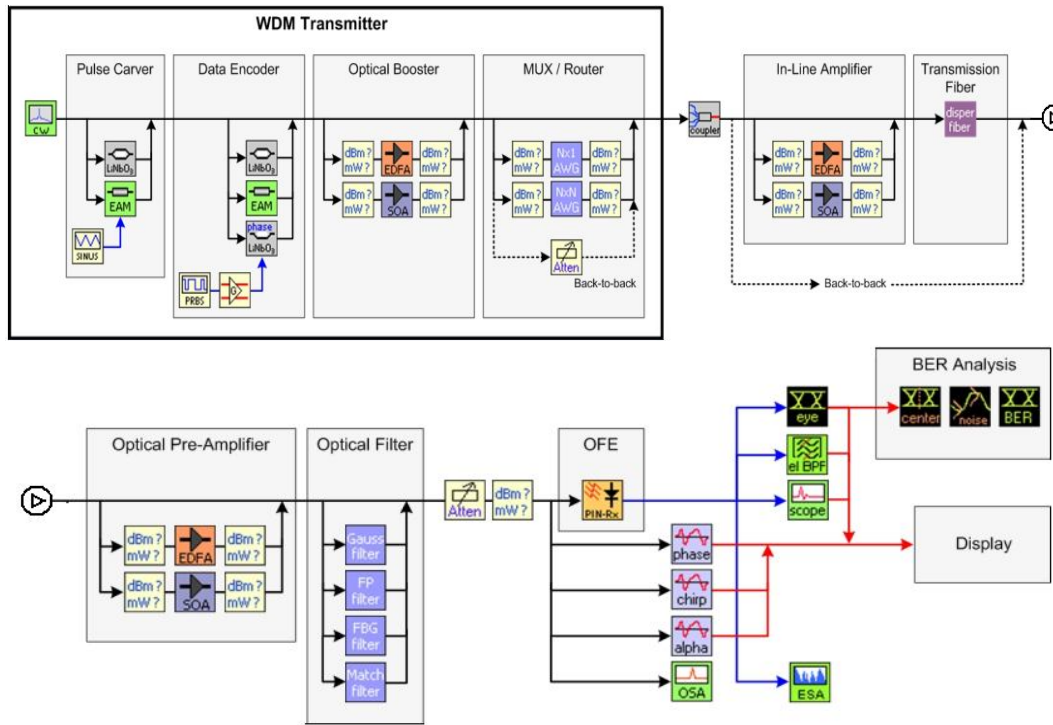


Figura 3.1 Diagrama de módulos del simulador de sistemas ópticos en LabVIEW

3.3) Sistema bajo prueba: 100GBaseER4

El sistema en que se efectuará el análisis es una configuración física para el PMD de 100 Gigabit Ethernet a 40 km: un sistema WDM de cuatro canales, cada uno a una tasa de 25.781 Gbps (25 Gbps en la capa MAC más 0.781 Gbps debido a los bits agregados por PCS por la codificación 64/66B) sobre fibra óptica monomodo convencional ITU-T G.652B (SMF). Este sistema es denominado 100GBaseER4 en el estándar 802.3ba, como se menciona en el punto 1.2.3 de este documento.

El sistema bajo prueba consta de los siguientes elementos. El transmisor WDM compuesto de cuatro láseres modulados externamente (EML, *External Modulated Laser*) multiplexados en una fibra SMF estándar. Cada EML se construye mediante un láser de retroalimentación distribuida (DFB, *Distributed Feedback Laser*) modulado externamente por un modulador de electroabsorción (EAM, *ElectroAbsorption Modulator*) 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 40 km, ya que se puede establecer el alcance máximo del equipo Ethernet pero no el mínimo. El receptor se compone de un preamplificador SOA de los cuatro canales multiplexados, seguido de un demultiplexor y cuatro receptores ópticos (OFE, *Optical Front End*) conectados a su respectivo receptor electrónico (Rx). En la *figura 3.2* se muestra el diagrama de bloques del sistema. Las especificaciones de cada componente y su correspondiente modulo en el simulador, con una breve descripción, se detallarán a continuación. Cabe aclarar que los valores de todos los parámetros cumplen con lo fijado en el estándar IEEE 802.3ba para el PMD 100GBaseER4 [12].

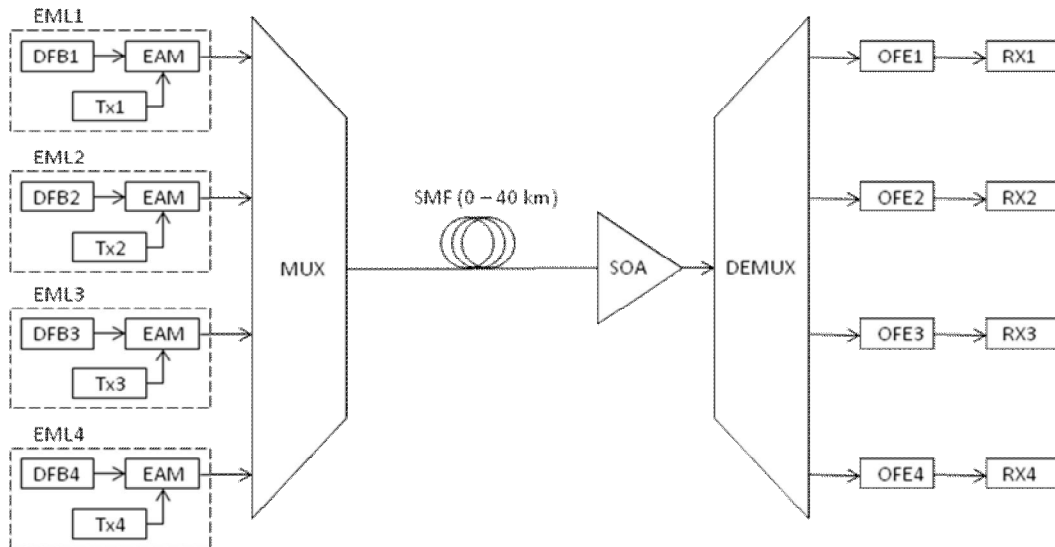


Figura 3.2 Sistema WDM 4 x 25 Gbps para 100 GbE ER4

3.3.1) Transmisor EML y Multiplexor

Cada transmisor tiene una potencia promedio de salida modulada (Pow_{EML}) de +2 dBm, OSNR de 35 dB y espectro de ASE centrado en la frecuencia central del láser con un ancho de 5 [THz]. Cada láser emite una señal continua centrada a determinada frecuencia, dependiendo del canal y el espacio intercanal definido en cada prueba, con un ancho de línea de 30 [MHz].

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, *Non Return to Zero*). El EAM es modelado en el simulador mediante una función de transferencia que se aplica a la señal continua del láser. Tal función se forma mediante el producto de términos de absorberencia 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 [13, 14]. Como se ha mencionado, la realización del simulador está fuera del objetivo de este proyecto, 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 casos, de 8 dB a la salida del modulador.

El transmisor electrónico genera una secuencia de bits pseudoaleatoria (PRBS, *Pseudo-Random Bit Sequence*) o con un patrón compuesto de 1's y 0's alternados (101010...) a 25.781 Gbps, con un tamaño de 1024 bits. El transmisor tiene un ancho de banda electroóptico a los 3dB de 25 [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 [15, 16]. El multiplexor se encuentra modelado mediante filtros pasa banda Gaussianos de tercer orden, con un ancho de banda a 3 dB de 175 [GHz].

3.3.2) Fibra óptica

Para la fibra óptica se siguen las especificaciones de la recomendación ITU-T G.652 [17]. 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 Schroedinger [18] y resulta 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 [19]. Para información sobre el modelado se sugiere consultar las referencias.

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

Tabla 3.1 Parámetros ópticos de la fibra óptica SMF estándar

3.3.3) Preamplificador SOA

Los parámetros del SOA utilizado se muestran en la *tabla 3.2*. El modelo dinámico del SOA fue concebido para estudiar la propagación no lineal del pulso en una guía de onda activa de material semiconductor [20]. El modelo está basado en la integración analítica de la ecuación de propagación de la densidad de fotones y en la integración numérica de las ecuaciones no lineales acopladas que caracterizan al material semiconductor [21]. Para información detallada sobre el modelo empleado se sugiere consultar las referencias.

Parámetros del SOA	Valor	Unidades
Ganancia de señal pequeña	23.0	dB
Potencia de saturación de salida	8.0	dBm
Longitud de onda de la máxima ganancia	1310	nm
Tiempo de vida de los portadores	200	ps
Tiempo de relajación de temperatura	500	fs
Factor de compresión de <i>carrier heating</i> CH	0.002	1/mW
Factor de Henry α	6.0	
Factor de Henry para la temperatura α_T	3.0	
Figura de ruido	7.5	dB

Tabla 3.2 Parámetros ópticos de un SOA estándar

3.3.4) Demultiplexor, receptores óptico y electrónico

El demultiplexor (DEMUX) tiene pérdidas de inserción de 5.2 dB [22], 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 transimpedancia (TIA, *Trans-Impedance Amplifier*). El fotodiodo tiene un ancho de banda de 25 [GHz], 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 25 [GHz], y una varianza de ruido de 2.86 [mV_{rms}], correspondiente a una sensibilidad de 40mV_{pp}. El OFE conectado al receptor tiene una sensibilidad de -13.2 dBm para una señal NRZ de 25.78 Gbps, calculada para una ER de 10 dB y una OSNR de entrada de 40 dB [23].

3.3.5) Indicadores de desempeño

El parámetro de desempeño utilizado, para facilidad de interpretación, es $-\log(BER)$ en lugar del valor de BER, debido a que éste último se mide en cantidades muy pequeñas. Un valor mayor de $-\log(BER)$ corresponde a un mejor desempeño. Se utilizarán los diagramas de ojo y espectros como indicadores gráficos cualitativos. La medición del desempeño del sistema se realiza en el Canal 2, debido a que, al ser un canal intermedio, tiene dos canales vecinos y por ende el efecto de las no linealidades es mayor que en los canales de los extremos que tienen solo un canal vecino.

3.4) Prueba numérica 1: Impacto del SOA en el enlace

El comportamiento no lineal del SOA depende de las relaciones entre su potencia de saturación y la potencia de la señal de entrada, y entre la duración de sus procesos dinámicos y la tasa de transmisión de la señal. Para el sistema bajo prueba, la tasa de transmisión de cada canal es fija, mientras que la potencia de la señal de entrada al SOA es variable, dependiente de la potencia de salida del EML, las pérdidas de los dispositivos, las penalizaciones de potencia y las pérdidas por atenuación en la fibra óptica. Las penalizaciones de potencia por dispersión (que serán tratadas en el punto 3.6.2) y las pérdidas por atenuación dependen de la longitud del enlace de fibra óptica.

En el estándar IEEE 802.3ba se especifica que el sistema 100GBaseER4, debe garantizar una BER mínima de 10^{-12} para cualquier longitud del enlace entre 0 y 40 [km]. La función del SOA es proporcionar la ganancia suficiente para que el receptor pueda distinguir entre un valor alto (uno lógico) y uno bajo (cero lógico) y así garantizar la BER mínima para los enlaces más largos, de longitud entre 30 y 40 [km], en los cuales la señal llega más degradada debido a la atenuación acumulada al propagarse por la fibra óptica. En este caso el SOA opera muy cercano al régimen de señal pequeña y su comportamiento es prácticamente lineal. Sin embargo, para enlaces cortos (0 – 10 [km]) la potencia de entrada al SOA es alta y produce saturación de la ganancia y los asociados efectos no lineales.

En la presente prueba se variará la longitud del enlace de 0 a 40 [km] en un factor de 5 [km], midiendo el desempeño utilizando SOA y sin utilizarlo, así como la razón de extinción ER y la OSNR en el receptor cuando se usa el SOA, con el propósito de observar su impacto en el enlace. La potencia de salida del EML se fija en +2 dBm con una OSNR de 35 dB. Las pérdidas de los dispositivos que componen el enlace son: pérdidas de inserción del MUX de 3.7 dB, del DEMUX de 5.2 dB, y de todos los conectores de aproximadamente 2 dB. Las frecuencias centrales de cada canal, con un espaciado de 800 GHz, son las estandarizadas en IEEE 802.3ba: Ch1=231.4 [THz], Ch2= 230.6 [THz], Ch3= 229.8 [THz], Ch4=229 [THz].

En la *figura 3.3* se muestran los resultados del experimento numérico para el desempeño del sistema. Para enlaces menores a 5 km, el desempeño es mejor sin utilizar el SOA, lo cual se explica por los efectos no lineales de éste: en esta zona la potencia de la señal de entrada es la más alta y lo satura, lo que resulta en un comportamiento no lineal que degrada al sistema. De 5 [km] en adelante se observa una caída rápida del desempeño en el sistema no amplificado, y para más de 8 [km] el desempeño está por debajo del mínimo que marca el estándar. Utilizando el SOA, se observa que a los 20 [km] se tiene un pico en el desempeño, conforme el enlace se hace más corto o más largo el desempeño comienza a decaer, diferenciándose dos zonas: longitudes menores y mayores a la del pico. En la primera zona, el factor que más afecta al buen desempeño es el comportamiento no lineal del SOA, mientras que en la segunda zona, la reducción en el desempeño se debe a la disminución de la OSNR, como se explica enseguida.

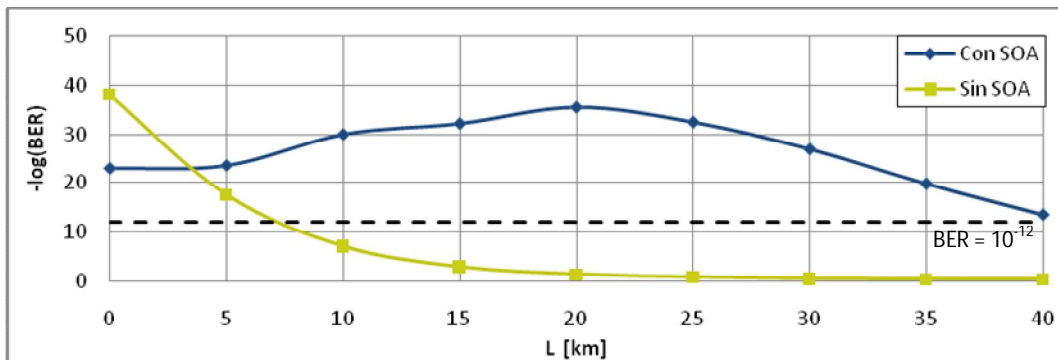


Figura 3.3 Desempeño en función de la longitud del enlace, utilizando SOA y no utilizándolo. La línea punteada muestra el valor mínimo permitido por el estándar.

El SOA amplifica tanto la señal como el ruido producido por la emisión espontánea (ASE, *Amplified Spontaneous Emission*), en una misma proporción. Sin embargo, el nivel de ASE de la señal también se incrementa durante el proceso de amplificación debido precisamente a la figura de ruido del amplificador, lo que produce una reducción de la OSNR, la cual se entiende como la diferencia en dB de la potencia de la señal y la del ruido. Para enlaces cortos, la potencia de la señal de entrada es alta y al ser amplificada, guarda una diferencia de potencia grande con respecto al ruido por ASE, que no solamente se amplifica, sino que se incrementa por la figura de ruido del amplificador, lo cual resulta en una OSNR alta. Para enlaces largos, la potencia de la señal se ha degradado por atenuación de la fibra y es baja, por lo que al ser amplificada guarda una diferencia de potencia menor con el ruido por ASE, lo que se traduce en una disminución de la OSNR. Esto se ilustra en la *figura 3.4a*, en la cual se observa que, en

ausencia de fibra, la OSNR se mantiene a 35 dB, mientras que para enlaces de 40 [km], ésta alcanza solamente un valor de 25 dB.

Por otra parte, para enlaces cortos, la potencia de entrada al SOA es alta, por lo que se satura y tiene un comportamiento no lineal, mientras que para enlaces largos, la potencia de entrada es baja y el SOA opera en régimen de señal pequeña, con un comportamiento prácticamente lineal. La razón de extinción ER, es la diferencia en dB entre la potencia correspondiente al estado alto (uno lógico) y la correspondiente al estado bajo (cero lógico) de la señal. Cuando el SOA presenta un comportamiento no lineal, produce alteraciones en la potencia y forma de los pulsos, como se puede observar en los diagramas de ojo de la *figura 3.5*, por lo cual disminuye la razón de extinción. Conforme se aumenta la longitud del enlace, la potencia de entrada al amplificador disminuye y el efecto de las no linealidades baja, por lo que la ER aumenta tal como se ilustra en la *figura 3.4b*. En ella se observa que en ausencia de fibra que atenúe la señal, la ER es de 6 [dB], mientras que para un enlace de 40 [km] de fibra, en que la señal se ha atenuado suficientemente, se tiene una ER de 7.8 dB, muy cercana a la ER de 8 dB a la salida del transmisor. Los diagramas de ojo confirman lo anterior, observándose un ojo distorsionado y con muy poca apertura para enlaces sin fibra óptica, mientras que para el enlace de 40 [km] el ojo se ve abierto y muy parecido a aquel obtenido cuando no existe fibra ni amplificador (caso denominado *back-to-back*).

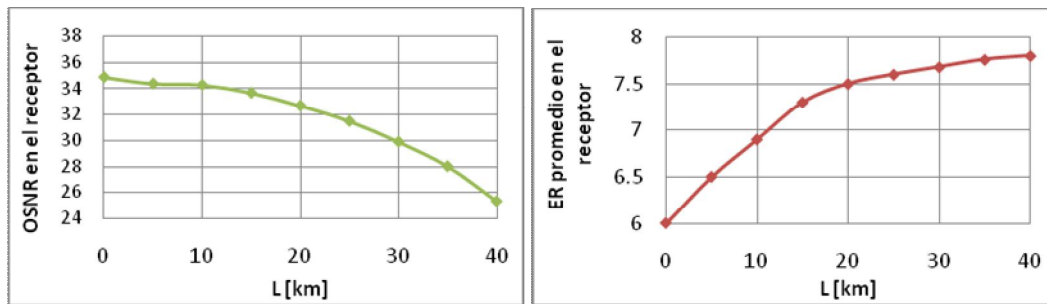


Figura 3.4 (a) OSNR y (b) ER promedio, en el receptor en función de la longitud del enlace

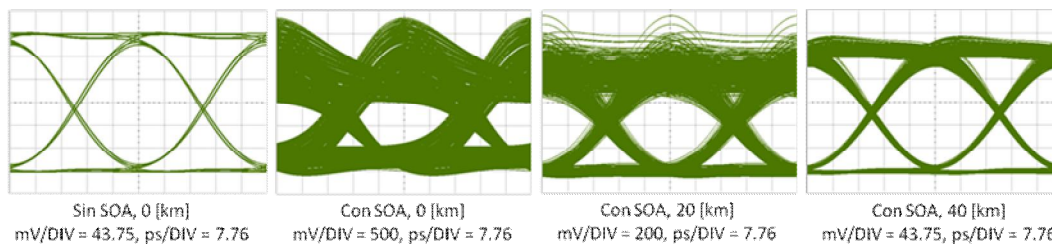


Figura 3.5 Diagramas de ojo medido en el receptor para diferentes longitudes del enlace analizado

El desempeño del sistema, entonces está sujeto a dos condiciones: Por una parte tiende a subir al aumentar la longitud del enlace, debido a que disminuye el efecto de las no linealidades del SOA; y por otra tiende a bajar conforme aumenta la longitud del enlace debido a la degradación de la OSNR. Esto explica la forma del desempeño en la *figura 3.3*, donde justo para un enlace medio se tiene el máximo, y éste disminuye si se acorta o se alarga el enlace.

3.5) Prueba numérica 2: Discriminación del impacto de las no-linealidades del SOA

Al utilizar detectores de potencia en el sistema, las no linealidades del SOA que tienen efecto en su degradación son las que producen modulación de ganancia: SGM y XGM; así como FWM, cuyo efecto frecuencial de entrecruzamiento de canales, también se ve reflejado en la potencia. En este apartado se analizará cuál, o cuáles, de estas no linealidades tiene un mayor impacto en la degradación del sistema. Para ello se plantearon escenarios, en los que el efecto de cada una de estas no linealidades desaparece o se minimiza, basados en el conocimiento del comportamiento de estas no linealidades descritas en el Capítulo 2 de este documento. Como se mostrará más adelante, el impacto de las no linealidades de la fibra óptica es despreciable, por lo que en la presente prueba sólo se atenderán al impacto de las no linealidades relativas al SOA.

La respuesta de FWM depende inversamente del espacio intercanal, y directamente de las constantes que determinan la magnitud de CH y CDP (ecuaciones 2.15 y 2.16). El espacio intercanal utilizado en esta prueba es de 800 [GHz]. Como se menciona en el punto 2.3.3, para espacios intercanal de cientos de GHz, la respuesta de FWM es causada casi exclusivamente por CH, por lo que, si se hace cero artificialmente en el simulador la constante relacionada con la magnitud de la compresión producida por CH (ϵ_{psCH}), el efecto de FWM debe reducirse al mínimo, permaneciendo solo la respuesta relacionada a CDP que debe ser mínima. Este efecto se ilustra en la *figura 3.6*. Efectivamente, se puede observar una reducción de más de 10 dB en el primer tono adyacente a los canales cuando se elimina artificialmente el efecto de CH.

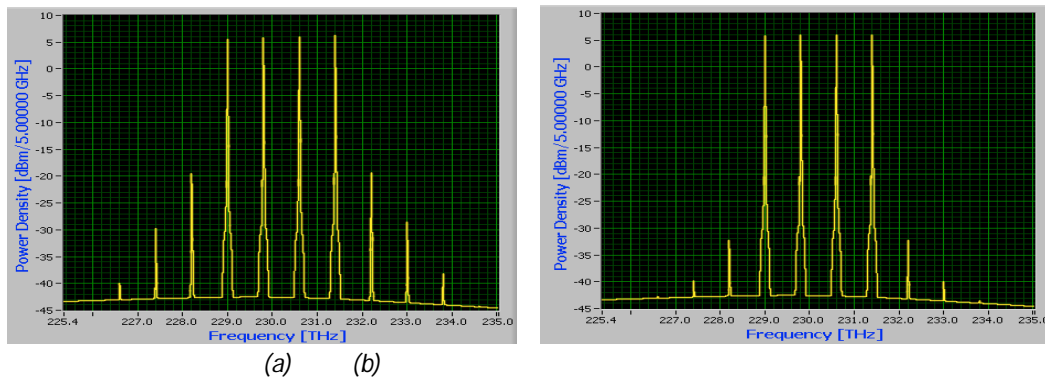


Figura 3.6 Espectros de una señal WDM de cuatro canales espaciados 800 GHz, amplificada con un SOA
(a) Con FWM, (b) Con FWM artificialmente reducido al mínimo ($\epsilon_{psCH}=0$)

El efecto de XGM se manifiesta cuando los canales portan distinta información, es decir, cuando sus señales temporales son distintas, y cada señal modula a las otras y es modulada por ellas. Para eliminar el efecto de XGM se puede utilizar un escenario en que todos los canales transmiten el mismo patrón de información y sus señales están alineadas para cualquier longitud del enlace. Mediante esta configuración, si bien se elimina el efecto de XGM, se anticipa que el efecto de SGM en todos los canales será muy grande: cuando todas las señales correspondan al valor alto (uno lógico), la señal multiplexada WDM que entra al SOA

(que puede aproximarse, para tener una idea general, a la suma temporal de las señales de datos moduladoras) corresponderá a un pulso de potencia alta que satura al SOA produciendo un efecto de SGM (*Patterning*) muy marcado.

De lo anterior se deduce que, para diseñar un escenario en el que se minimice el efecto de SGM y así discriminar su impacto en el deterioro del sistema, se debe conocer la distribución temporal de las señales de cada canal cuya suma (la señal multiplexada WDM que entra al SOA) sea la que resulte en el mejor desempeño. Para ello se diseñó una prueba que consiste en variar el retardo temporal intercanal y medir el desempeño del sistema en función de éste. La configuración del sistema para desarrollar dicha prueba es ilustrada en la *figura 3.7*. Para este sistema se utiliza un patrón de 1024 bits 1's y 0's alternados (101010...), lo que facilita el análisis, a una tasa de 25.781 Gbps. Debido a que con este patrón se alcanzan valores de $-\log(BER)$ más altos que con una señal PRBS, se utiliza una ER de 4 dB. El sistema consta de cuatro canales que se multiplexan y se introducen al SOA sin utilizar fibra óptica y se demultiplexan. Los parámetros de los dispositivos MUX, DEMUX, SOA y receptores, son los mismos que se definieron para el sistema bajo prueba 100GBaseER4. La señal multiplexada WDM se aproxima mediante la suma temporal de las señales de datos moduladoras (*Suma**).

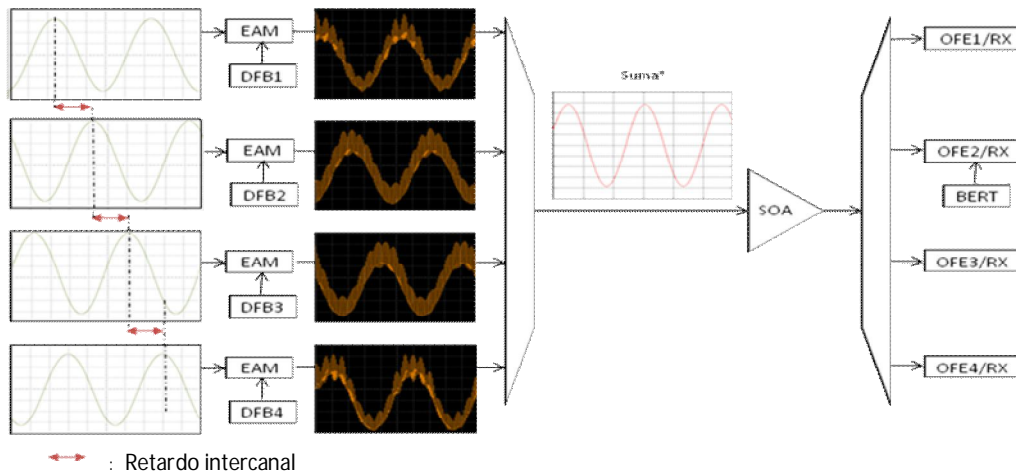


Figura 3.7 Sistema para medir el desempeño en función del retardo intercanal Δt (ejemplo para $\Delta t=0.75$)

En la *figura 3.8* se muestran los resultados de desempeño para diferentes retardos intercanal, desde 0, cuando los canales están alineados, hasta 2 bits de retardo, cuando se alinean nuevamente y se repite la secuencia. Para ciertos casos representativos, se muestran las señales temporales de cada canal y la aproximación de la señal multiplexada WDM (*Suma**). Cabe aclarar que el EAM añade un pequeño retardo, como se observa en la *figura 3.7*, cuyo efecto fue ajustado al analizar los resultados.

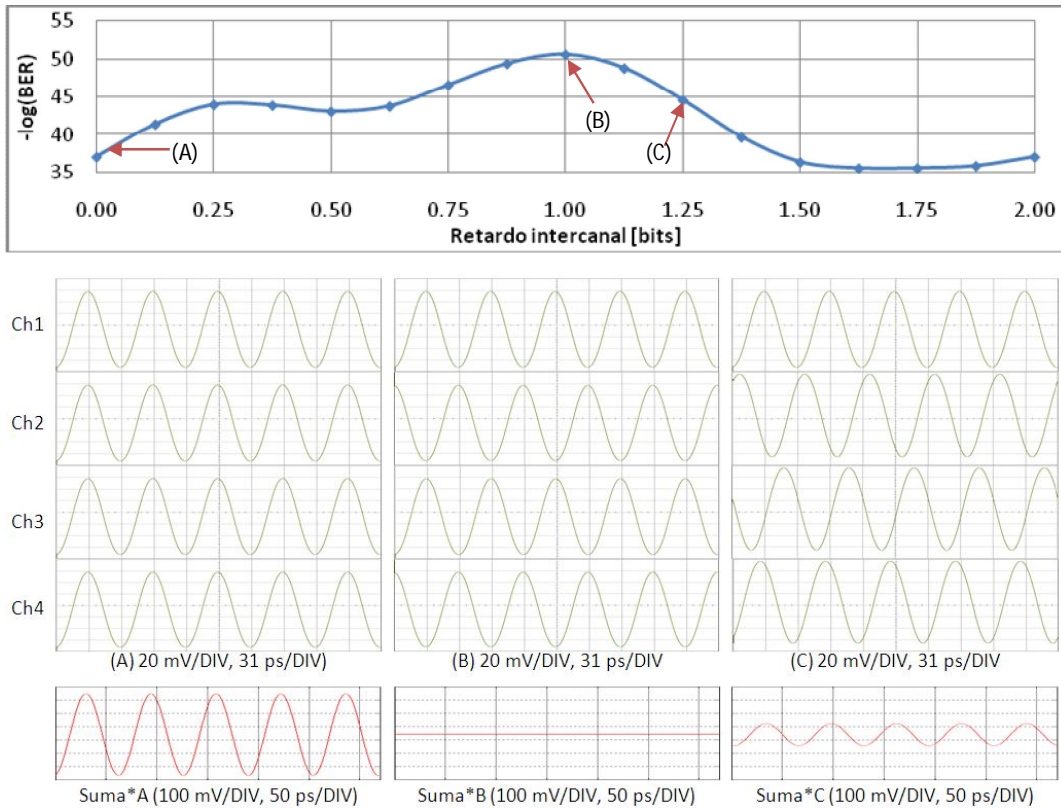


Figura 3.8 Desempeño del sistema ilustrado en la figura 3.7 en función del retardo intercanal. Se añaden las señales temporales de cada canal y su suma, para tres casos representativos de retardo intercanal.

En la figura 3.8 se observa que el mejor desempeño corresponde al caso en que los canales tienen un retardo de 1 bit entre ellos (punto B) y el peor desempeño resulta cuando los canales están alineados (punto A). En la gráfica, esto corresponde al retardo 0 y al retardo de dos bits, para el cual se alinean nuevamente. Para el caso de mejor desempeño, la suma, que es aproximadamente la señal que entra al SOA, es prácticamente constante, contrariamente al caso correspondiente al peor desempeño, en que la suma son pulsos de alta potencia. Un caso intermedio se ilustra para un retardo intercanal de 1.25 bits (punto C), en el que la suma son pulsos, pero de potencia baja comparada con el peor caso, que resulta en un desempeño medio.

Lo anterior demuestra que el desempeño es función del defasamiento entre los canales, ya que este influye en la forma de la señal multiplexada WDM. Para el caso en que los bits están alineados, no existe XGM, pero SGM es máxima. Si se observan las señales correspondientes a cada canal, se observará que para el caso de mejor desempeño, los canales 1 y 3 están alineados, así como 2 y 4; a su vez, los canales 1 y 3 son los inversos de 2 y 4. Esto resulta en que la suma sea prácticamente constante, y que SGM sea mínima, a la vez que el efecto de XGM, si bien no se anula, se reduce. El caso que más se asemeja a lo que ocurre en un sistema real, corresponde al punto C (o una situación similar), ya que aun cuando al momento de ser transmitidos los pulsos de cada canal se encontraran en un caso como el analizado en el punto A o B, el efecto de la dispersión de la fibra rompería la alineación de los pulsos (salvo para distancias muy particulares). Es importante mencionar que en este análisis se asume que la

dispersión producida por la propagación de los pulsos dentro del amplificador es prácticamente nula. Finalmente, cabe señalar que el análisis que se está desarrollando es válido para pulsos que tengan la misma forma y potencia pico en cada canal, lo cual no es necesariamente cierto en una situación real. Sin embargo, el análisis es útil para ilustrar como, efectivamente, el desfasamiento temporal entre canales produce variaciones en el BER del sistema. Con base en el análisis anterior podemos plantear los siguientes cuatro escenarios para discriminar el impacto de las no linealidades del SOA en el sistema 100 GbE de rango extendido en estudio.

1) Contemplando el efecto de todas las no linealidades (Todas las NL presentes). Se transmite una secuencia PRBS en todos los canales, los cuales están decorrelacionados debido a la dispersión de la fibra óptica. Se consideran presentes todos los efectos no lineales en el SOA.

2) Reduciendo al mínimo el efecto de FWM (Sin FWM). Mismas características del escenario anterior, con la excepción de que se apaga artificialmente en el simulador el efecto de FWM debido a CH, dando un valor igual a 0 a la constante asociada a CH en el modelo del SOA.

3) Eliminando el efecto de XGM (Sin XGM / SGM máxima). Se transmite una secuencia 101010... y los canales se conservan alineados para cualquier longitud del enlace, lo cual se consigue alineándolos inicialmente y utilizando una fibra con dispersión nula para no añadir ningún retardo. Para este caso el efecto de SGM es máximo. Se contempla el efecto de FWM.

4) Reduciendo al mínimo en efecto de SGM y considerando un efecto de XGM moderado (SGM mínima / XGM media). Se transmite una secuencia 101010 con un retardo de 1 bit entre cada uno de los canales, situación que se conserva para cualquier longitud utilizando una fibra sin dispersión para no añadir retardos adicionales. Se contempla el efecto de FWM.

Definidos dichos escenarios, para cada uno de ellos se varia la longitud del enlace de 0 a 40 [km] en un factor de 5 [km], con el fin de contrastar su desempeño. Ya que no es objetivo de esta prueba garantizar la BER mínima definida en el estándar IEEE 802.3ba, se utiliza una ER de 4 dB, para no manejar valores muy altos de $-\log(BER)$. El resto de los parámetros son los definidos para el sistema bajo prueba en el punto 3.3 de este capítulo. En la *figura 3.9* se muestran los resultados de la comparación de desempeño para cada escenario anterior.

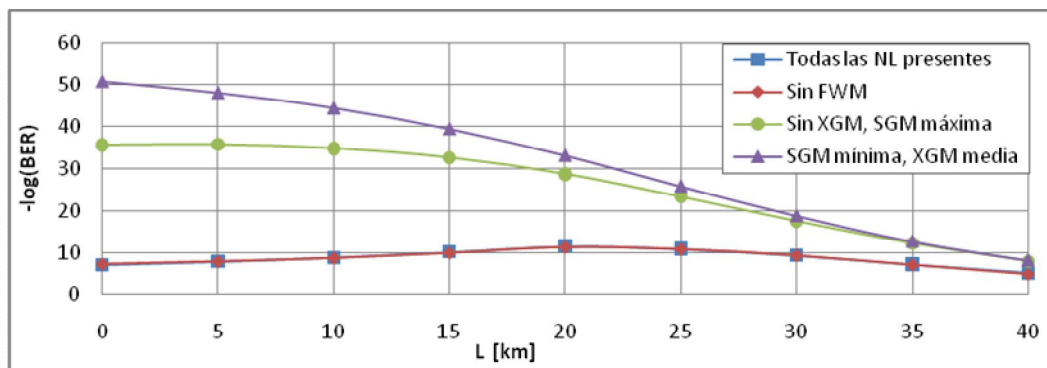


Figura 3.9 Desempeño en función de la longitud del enlace para diferentes escenarios de NL del SOA

De la figura se observa que el mejor desempeño se obtiene cuando se minimiza el efecto de SGM y el de XGM es moderado, correspondiente al escenario 4 anteriormente planteado. Cabe resaltar que al utilizar una escala logarítmica para el desempeño, se debe tener cuidado al interpretar los resultados. Un salto en el desempeño, medido con $-\log(BER)$, de 5 a 35, por ejemplo, se traduce en un salto de 10^{-5} a 10^{-35} en la BER, la cual es una diferencia considerable. Por el contrario, la misma diferencia, pero ahora de 35 a 70 en $-\log(BER)$, corresponde a un salto de 10^{-35} a 10^{-70} , el cual en escala lineal en realidad es muy pequeño. Con base en esta consideración, la diferencia de desempeño entre el escenario en que se elimina XGM (curva verde) y en el que se minimiza SGM (curva morada) no es tan marcada. En cambio, la diferencia de desempeño entre estas curvas (ya sea verde o morada) y el caso en que todas las no linealidades están presentes (curva azul) es grande. Por otra parte, la diferencia de desempeño resultante de eliminar FWM (curva roja) es muy pequeña, prácticamente inapreciable.

En la *figura 3.10* se muestran los diagramas de ojo correspondientes a los cuatro escenarios planteados, para el caso *back-to-back*, con los cuales se soportan, de manera cualitativa, los resultados anteriores. Se observa que, para el caso en que están presentes todas las no linealidades, el ojo está muy cerrado y los estados correspondientes al cero y uno lógico tienen una distribución de valores muy amplia, por lo que el ojo está muy distorsionado. Al eliminar el efecto de FWM el ojo presenta sólo una pequeña mejoría, principalmente respecto a una mayor apertura. Por el contrario, al eliminar el efecto de XGM (con FWM presente) el ojo correspondiente muestra una muy buena apertura, y los estados uno y cero lógico son claramente diferenciables. Para el caso en que se reduce el mínimo el efecto de SGM y el efecto de XGM es moderado, se observa un diagrama de ojo prácticamente ideal.

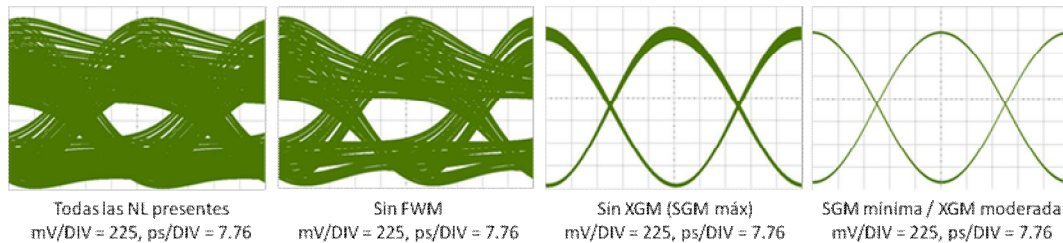


Figura 3.10 Diagramas de ojo a la salida del amplificador para diferentes escenarios de no linealidades del SOA

Con base en todo este análisis, podemos afirmar que las no linealidades de modulación de la ganancia XGM/SGM, son las que tienen un mayor impacto en la degradación del sistema, mientras que FWM tiene un impacto mucho menor. En términos prácticos, en un enlace Ethernet es altamente improbable que la información de los canales esté correlacionada, caso en que SGM es máximo y afecta de forma considerable al desempeño como se puede apreciar en la gran diferencia de desempeño entre la curva verde, en que el impacto de SGM es máximo, y la morada, en que este impacto es mínimo. Por el contrario, debido a que la información en un enlace Ethernet puede considerarse decorrelacionada en todo momento, el impacto de XGM siempre estará presente, por lo que se puede concluir que este es el más perjudicial para el desempeño del sistema en términos prácticos.

3.6) Prueba numérica 3: Variación del espacio intercanal

Una de las variables de un sistema WDM es el espacio intercanal, es decir, la diferencia entre las frecuencias (o longitudes de onda) centrales entre canales adyacentes. Teóricamente se espera que al variar el espacio intercanal el desempeño resulte afectado, ya que los siguientes fenómenos, que impactan en el desempeño, son función de este espaciamento:

a) No linealidades en el SOA. En el punto 2.3.3 de este documento se explica que la respuesta de FWM en el SOA es dependiente del espacio intercanal (ecuaciones 2.15 y 2.16), por lo que al variar este espaciamento la respuesta de FWM variará, produciendo diferente grado de *cross-talk* y degradando la calidad del sistema en función de dicho espaciamento.

b) No linealidades en la fibra óptica. En una fibra óptica también se produce el fenómeno de FWM, sin embargo, se anticipa que debido a las condiciones de potencia del sistema y la distancia del enlace, su impacto sería muy bajo [24]. Aun así, es un aspecto que se considerará.

c) Dispersión en la fibra. La fibra óptica presenta una dispersión D que es función de la longitud de onda [25], por lo que a cada longitud de onda le corresponde un valor de dispersión diferente. Esto significa que cada canal WDM que viaja por la fibra sufre dispersión con un factor diferente, es decir, la señal de cada canal viajará a diferente velocidad [26]. Al variar el espacio intercanal, las frecuencias centrales de cada canal WDM se alejan entre sí, por lo que sufren distinto factor de dispersión. Existen métodos para cuantificar la penalidad de potencia debido a la dispersión, como se mostrará más adelante.

En la presente prueba, se mide el desempeño del sistema, mediante el indicador que se ha utilizado a lo largo de este trabajo ($-10\log(BER)$), para diferentes longitudes del enlace de fibra, de 0 a 40 km, aumentando en un factor de 5 [km], considerando cuatro valores diferentes del espaciamento intercanal ($ChSp$, *Channel Spacing*): 200 [GHz], 400 [GHz], 600 [GHz] y 800 [GHz], para diferentes escenarios, con el fin de identificar para qué espacio intercanal se tiene un mejor desempeño y reconocer el grado de impacto de cada fenómeno, anteriormente descrito, en la diferencia de desempeño.

El plan de frecuencias elegido, mostrado en la *tabla 3.3*, sigue la recomendación ITU-T G.694.1 detallada en la sección 1.3.2 de este documento.

Canal	ChSp	200 GHz	400 GHz	600 GHz	800 GHz
Ch1		230.8	231	231.2	231.4
Ch2		230.6	230.6	230.6	230.6
Ch3		230.4	230.2	230	229.8
Ch4		230.2	229.8	229.4	229
Frecuencia central WDM		230.5	230.4	230.3	230.2

Tabla 3.3 Asignación de frecuencias [THz] para los diferentes canales y espaciamentos intercanal

En la *figura 3.11* se muestran los resultados de la prueba realizada, cuyas principales características son: se utiliza fibra óptica SMF con una atenuación de 0.5 [dB/km],

contemplando efectos de dispersión y no linealidades; el SOA tiene una ganancia de señal pequeña de 23 dB, su potencia de salida en saturación es de 8 dB y tiene una figura de ruido de 7.5 dB; la potencia de salida modulada de cada EML es de +2 dB con una OSNR de 35 dB; se utiliza una secuencia PRBS de 1024 bits a una tasa de 25.781 Gbps en cada generador. Las pérdidas de inserción del MUX son de 3.7 dB y las de DEMUX de 5.2

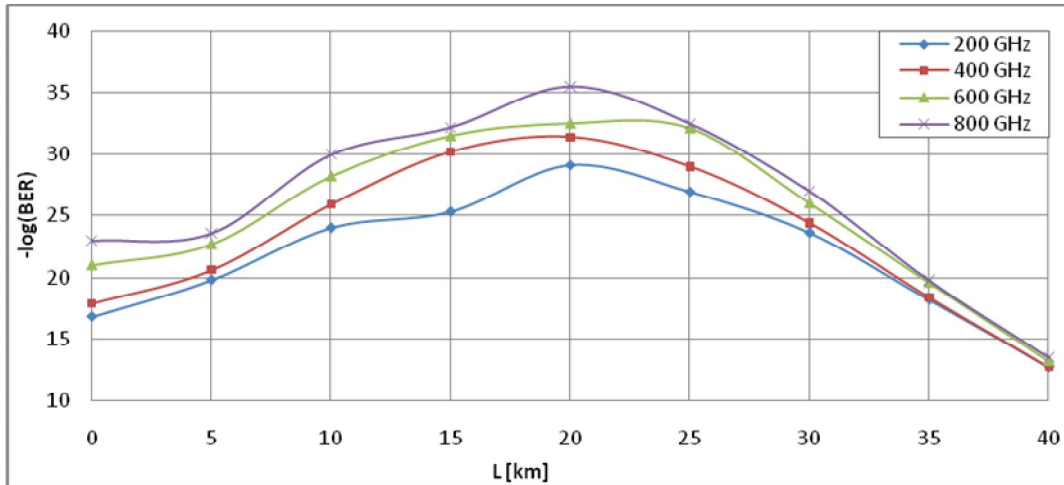


Figura 3.11 Desempeño en función de la longitud del enlace para diferente espaciado intercanal

Se observa que al aumentar el espacio intercanal mejora el desempeño para todas las longitudes del enlace. Para enlace largos, en los que los efectos de las no linealidades del SOA no son tan marcados, debido a que la señal llega con una potencia degradada, y en los cuales la dispersión acumulada de la fibra es máxima, la diferencia de desempeño en función del espacio intercanal no es tan significativa, lo que podría apuntar a que ésta depende en gran medida del SOA. Para corroborar este planteamiento, se requiere un análisis más detallado que se efectuará a continuación.

3.6.1) Efecto de las no linealidades de la fibra óptica

Para averiguar el impacto de las no linealidades de la fibra óptica en el desempeño del sistema, se apagarán artificialmente sus no linealidades y se medirá el desempeño para diferentes longitudes, para compararlo con el desempeño cuándo las no linealidades de la fibra están presentes.

La opción de apagar en el simulador las no linealidades en la fibra, se debe a su modelado, el cual, a grandes rasgos, calcula los efectos dispersivos y no lineales por separado. Los resultados de apagar las no linealidades de la fibra, contrastados con los correspondientes cuando están presentes, se muestran en la *figura 3.12*. Este procedimiento se efectuó para dos valores de espacio intercanal: 400 GHz y 600 GHz.

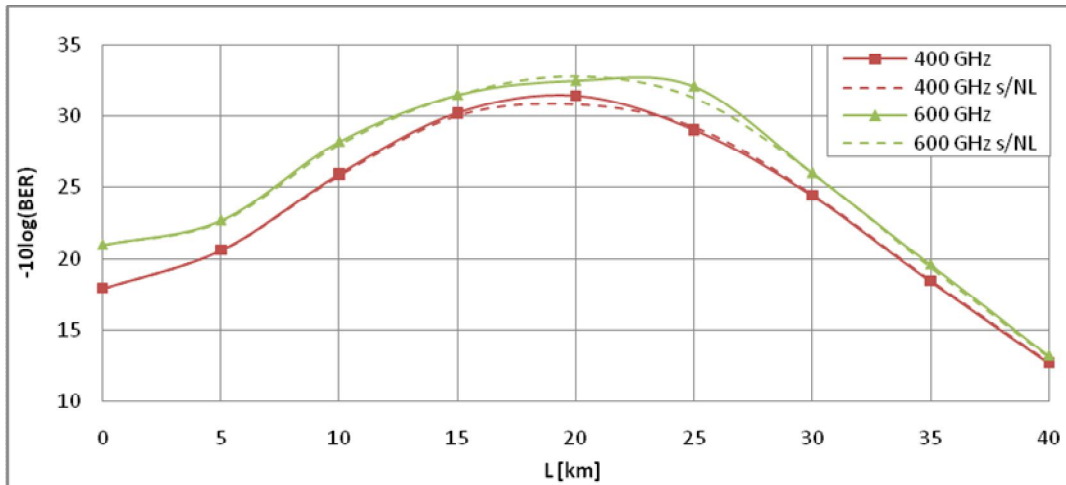


Figura 3.12 Desempeño en función de la longitud del enlace para diferentes valores de espacio intercanal. En las líneas punteadas no se contemplan no linealidades en la fibra óptica.

Se observa que las diferencias en el desempeño, debido a las no linealidades en la fibra, son muy pequeñas, por lo que pueden considerarse despreciables.

3.6.2) Efecto de la dispersión de la fibra óptica

Con objeto de identificar el efecto de la dispersión de la fibra óptica en el desempeño del sistema al variar el espacio intercanal, se eliminarán los efectos dispersivos, considerando la fibra sólo como un atenuador. La finalidad de esta simulación es contrastar estos resultados con los correspondientes al caso en que se considera dispersión y no linealidades de la fibra. Como se mostró anteriormente, los efectos no lineales de la fibra son despreciables, por lo que tampoco se considerarán. Los resultados de la simulación se muestran en la figura 3.13.

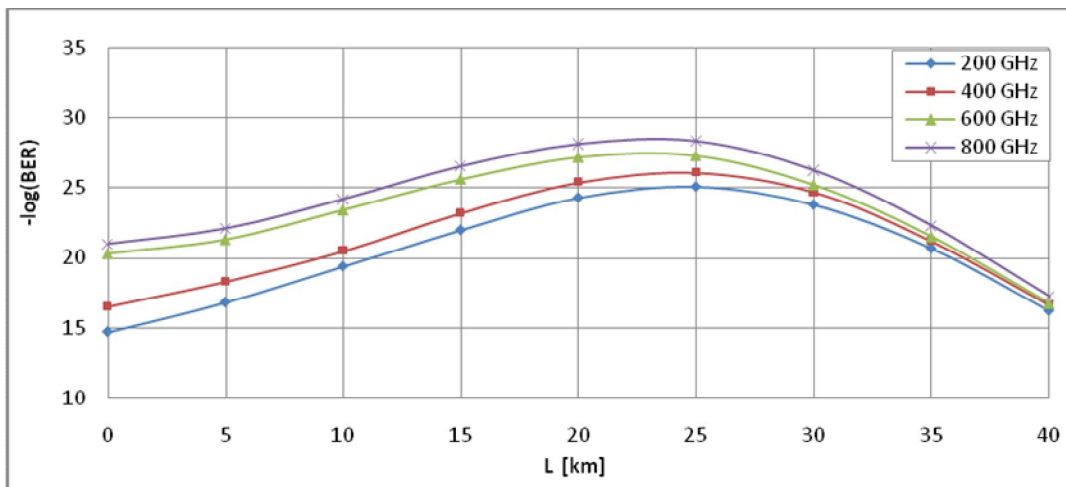


Figura 3.13 Desempeño en función de la longitud del enlace para diferentes valores de espacio intercanal, sin considerar efectos dispersivos y no lineales de la fibra óptica

Se puede observar que al no considerar la dispersión de la fibra óptica, se sigue presentando acentuadamente la diferencia de desempeño en función del espacio intercanal, por lo que, presumiblemente, el factor que tiene más impacto en esta diferencia son las no linealidades del SOA. Contrastando las gráficas de las figuras 3.11 y 3.13 se observa que siguen la misma tendencia, pero se diferencian en que la gráfica correspondiente al caso en que no se toma en cuenta la dispersión, presenta una variación uniforme, mientras que cuando se toma en cuenta, se observan fluctuaciones en la forma. Por lo anterior se concluye que el efecto de la dispersión, si bien no es el factor preponderante en la diferencia de desempeño en función del espacio intercanal, es responsable de estas fluctuaciones, en algunos puntos de magnitud considerable.

Existe una expresión para cuantificar la penalización de potencia (*Power Penalty*) debido a la dispersión, que puede proporcionar una aproximación de su impacto en el desempeño del sistema. Para efectos prácticos, en el desarrollo de esta expresión [27] se desprecian los efectos del *chirp* en la señal (recuérdese que se está utilizando modulación externa) y de la dispersión de segundo orden; además, se considera una señal NRZ a una tasa alta de transmisión y un ancho espectral de la fuente angosto, características a las cuales se ajusta bien el sistema en estudio. El ensanchamiento espectral σ_D debido a la dispersión está dado por:

$$\sigma_D = \frac{|D|\lambda^2 LB}{c\pi} \quad (3.1)$$

Aquí, D es el valor absoluto del coeficiente de dispersión cromática, L es la longitud de la fibra óptica, B es la tasa de transmisión del sistema, λ es a longitud de onda central de la fuente y c es la velocidad de la luz en el vacío. La penalización de potencia debido a la dispersión se calcula como [28]:

$$P_p[dB] = 5 \log(1 + 2\pi B^2 \sigma_D^2) \quad (3.2)$$

Se puede definir una función lineal del coeficiente de dispersión cromática D con respecto a la longitud de onda central de la fuente λ , ya que los valores de ésta, para los diferentes escenarios, son muy cercanos, mediante las especificaciones de la fibra óptica SMF ITU-T G.652 definidos en la *tabla 3.2*:

$$D = S(\lambda - \lambda_0) + D_0 \quad (3.3)$$

En esta ecuación, S es la pendiente de la dispersión (*Slope*) con un valor de 0.09 [ps/nm²·km], λ_0 es la longitud de onda central de referencia igual 1310 [nm] y D_0 es el coeficiente de dispersión cromática correspondiente a λ_0 . En la *tabla 3.4* se especifican las longitudes de onda centrales correspondientes a la asignación de frecuencias definidas en la *tabla 3.1* para cada canal y cada espacio intercanal. En la *tabla 3.5* se muestran los valores del coeficiente de dispersión cromática correspondientes a cada longitud de onda central, para una longitud de la fibra $L = 40$ km (caso de mayor dispersión acumulada) y una tasa de transmisión $B = 25.781$ Gbps; y en la *tabla 3.7* su correspondiente penalización de potencia calculada con base en la ecuación 3.2.

	Ch1	Ch2	Ch3	Ch4
200 GHz	1298.927	1300.054	1301.182	1302.313
400 GHz	1297.803	1300.054	1302.313	1304.58
600 GHz	1296.68	1300.054	1303.445	1306.855
800 GHz	1295.559	1300.054	1304.58	1309.137

Tabla 3.4 Asignación de longitudes de onda [nm] para los diferentes canales y valores del espacio intercanal

	Ch1	Ch2	Ch3	Ch4
200 GHz	-1.19657	-1.09514	-0.99362	-0.89183
400 GHz	-1.29773	-1.09514	-0.89183	-0.6878
600 GHz	-1.3988	-1.09514	-0.78995	-0.48305
800 GHz	-1.49969	-1.09514	-0.6878	-0.27767

Tabla 3.5 Coeficiente de dispersión cromática [ps/nm-km] correspondiente a cada canal y espacio intercanal definidos en la tabla 3.4 ($L = 40$ km, $B = 25.781$ Gbps)

	Ch1	Ch2	Ch3	Ch4
200 GHz	0.044	0.037	0.031	0.025
400 GHz	0.051	0.037	0.025	0.015
600 GHz	0.059	0.037	0.019	0.007
800 GHz	0.068	0.037	0.015	0.002

Tabla 3.6 Penalización de potencia [dB] debida a la dispersión correspondiente a cada canal y espacio intercanal definidos en la tabla 3.4 ($L = 40$ km, $B = 25.781$ Gbps)

Se observa que para una longitud de 40 [km] de fibra óptica, caso de mayor dispersión acumulada, la penalización de potencia, en el peor de los casos, es de 0.07 [dB], correspondiente a un valor pequeño (para comparar, la penalización de potencia para 1550 [nm], en las mismas condiciones, es de 5.76 [dB]). Por tanto, el efecto de la dispersión de la fibra en el sistema WDM en estudio solamente sería apreciable para enlaces largos. Sin embargo, en la *figura 3.11* se observan, para enlaces cortos y medios, considerables fluctuaciones en el desempeño, especialmente al contrastarla con la *figura 3.13* donde no se contempla el efecto de la dispersión. Por lo tanto se intuye que, si bien el efecto de la dispersión por sí solo no afecta en una medida considerable al desempeño del sistema, al combinarse con otro factor produce dichas fluctuaciones. Dicho factor es, tentativamente, el efecto de las no linealidades en el SOA.

3.6.3) Efecto de la dispersión combinada con las no linealidades del SOA

Como se mostró en el análisis del apartado 3.5 de este capítulo, el defasamiento de cada canal con respecto a los otros, debido a un retardo introducido en el transmisor electrónico, cambia la señal multiplexada WDM que entra al SOA, impactando en su operación y por tanto en el desempeño del sistema. Esto es: el desempeño del sistema es función del defasamiento entre las señales de cada canal.

En una fibra óptica el coeficiente de dispersión es función de la longitud de onda, por lo que cada canal, centrado en diferente longitud de onda, se propagará por la fibra óptica a

diferente velocidad. Esto resulta en que la señal WDM va cambiando su forma de onda temporal al propagarse por la fibra, debido a la dispersión. Esta variación de la señal WDM cuando es amplificada por el SOA, como se ha analizado en el apartado 3.5, tiene un impacto en el desempeño del sistema, debido a las no linealidades del amplificador. Por lo tanto, se puede afirmar que en un sistema WDM pre-amplificado mediante un SOA en régimen no lineal, el desempeño tiene variaciones en función de la longitud del enlace, debido a la dispersión, independiente de la degradación del desempeño producida a la atenuación de la potencia de la señal.

De acuerdo al análisis anterior y al realizado en el apartado 3.5, si a la salida de los transmisores EML las señales de todos los canales estuvieran correlacionadas entre sí, se tendría el peor desempeño posible. Si la fibra por la que se propaga la señal no fuera dispersiva, esta condición de correlación entre todos los canales se conservaría, independientemente de la longitud del enlace. Si por el contrario, la fibra fuera dispersiva, a pesar de la correlación inicial entre todos los canales, al recorrer cualquier tramo los canales se decorrelacionarían, por lo cual, si la potencia de la señal WDM es lo suficientemente alta para que el SOA opere en régimen no lineal, el desempeño sería mejor comparado con una fibra sin dispersión. Sólo para enlaces largos, en que la operación del SOA es lineal, la correlación o decorrelación de los canales que conforman la señal WDM no impacta en el desempeño, mientras que la penalización debida a la dispersión acumulada en la fibra dispersiva resultaría en un desempeño menor que la de la fibra no dispersiva.

En la *figura 3.14* se contrasta el desempeño del sistema al transmitir las señales inicialmente correlacionadas con un espacio intercanal de 800 [GHz] para el caso en que se considera el efecto de la dispersión y para el caso en que no, corroborando los razonamientos anteriores: para enlaces cortos y medianos (de 0 a 30 [km]) el desempeño del sistema utilizando fibra con dispersión es mayor, y presenta fluctuaciones dependiendo de la longitud del enlace. Por el contrario para enlaces largos (35 a 40 [km]) el desempeño sin dispersión es mayor. Con lo anterior se muestra que la dispersión combinada con las no linealidades del SOA es responsable de las fluctuaciones en el desempeño del sistema para diferentes longitudes de enlace, explicando así las diferencias observadas al contrastar los resultados en las *figuras 3.11* y *3.13*.

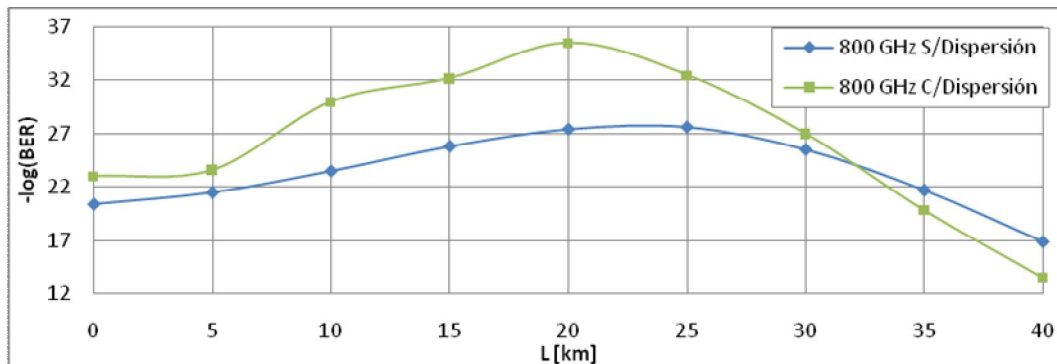


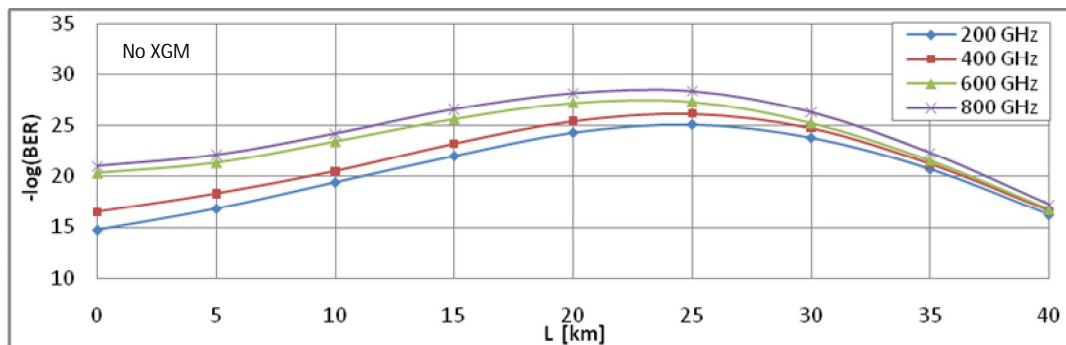
Figura 3.14 Desempeño del sistema en función de la longitud del enlace, contrastando el sistema con dispersión en la fibra y sin ella para un espacio intercanal de 800 [GHz]

3.6.4) Efecto de las no linealidades del SOA

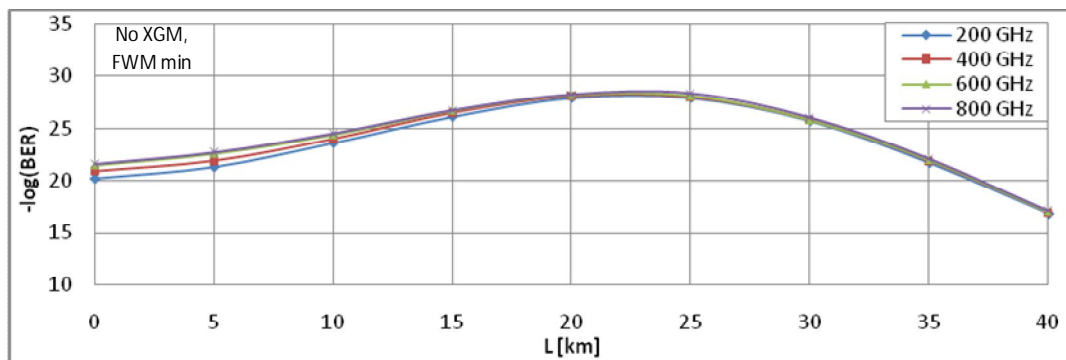
Por último, se verificará si las no linealidades del SOA son el factor preponderante en la variación del desempeño en función del espacio intercanal, para lo cual se apagarán, con los medios descritos en el punto 3.5 de este capítulo, las no linealidades del SOA. Si al eliminarlas desaparece la diferencia de desempeño, esto quiere decir que son el factor de mayor impacto, por el contrario, si persiste esta diferencia, significa que no tienen impacto.

Para eliminar el efecto de XGM, se transmiten alineadas las señales de cada canal y se elimina el efecto de la dispersión de la fibra para que estos continúen alineados para todas las longitudes. Este escenario, de hecho, se ha llevado a cabo en el punto 3.6.2, y se ilustra en la *figura 3.15a*, donde se observa que hay diferencia marcada en el desempeño en función del espacio intercanal, por lo que se afirma que XGM no tiene impacto en éste.

Queda entonces reducir al mínimo el efecto de FWM, apagando artificialmente la constante responsable de CH en el SOA, y observar el efecto producido. En la *figura 3.15b* se muestran los resultados al eliminar XGM y reducir al mínimo FWM; se observa que la diferencia de desempeño es muy pequeña para enlaces cortos, la cual es causada por FWM residual debido a CDP, y despreciable para enlaces largos. Por lo anterior se concluye que, efectivamente, el comportamiento no lineal del SOA, específicamente FWM, es el factor preponderante en la diferencia de desempeño en función del espacio intercanal.



(a)



(b)

Figura 3.15 Desempeño en función de la longitud del enlace para diferentes valores del espacio intercanal (a) eliminando XGM, (b) eliminando XGM y reduciendo al mínimo FWM

Para finalizar este apartado, en la *figura 3.16* se muestra el espectro de la señal WDM a la salida del SOA para los diferentes valores del espacio intercanal analizados en este apartado. Se observa que para 200 [GHz], los productos FWM tienen mayor potencia, lo cual afecta más al desempeño del sistema. Conforme aumenta el espacio intercanal la potencia de estos productos FWM van disminuyendo, lo cual corrobora que al aumentar el espacio intercanal, mejora el desempeño del sistema.

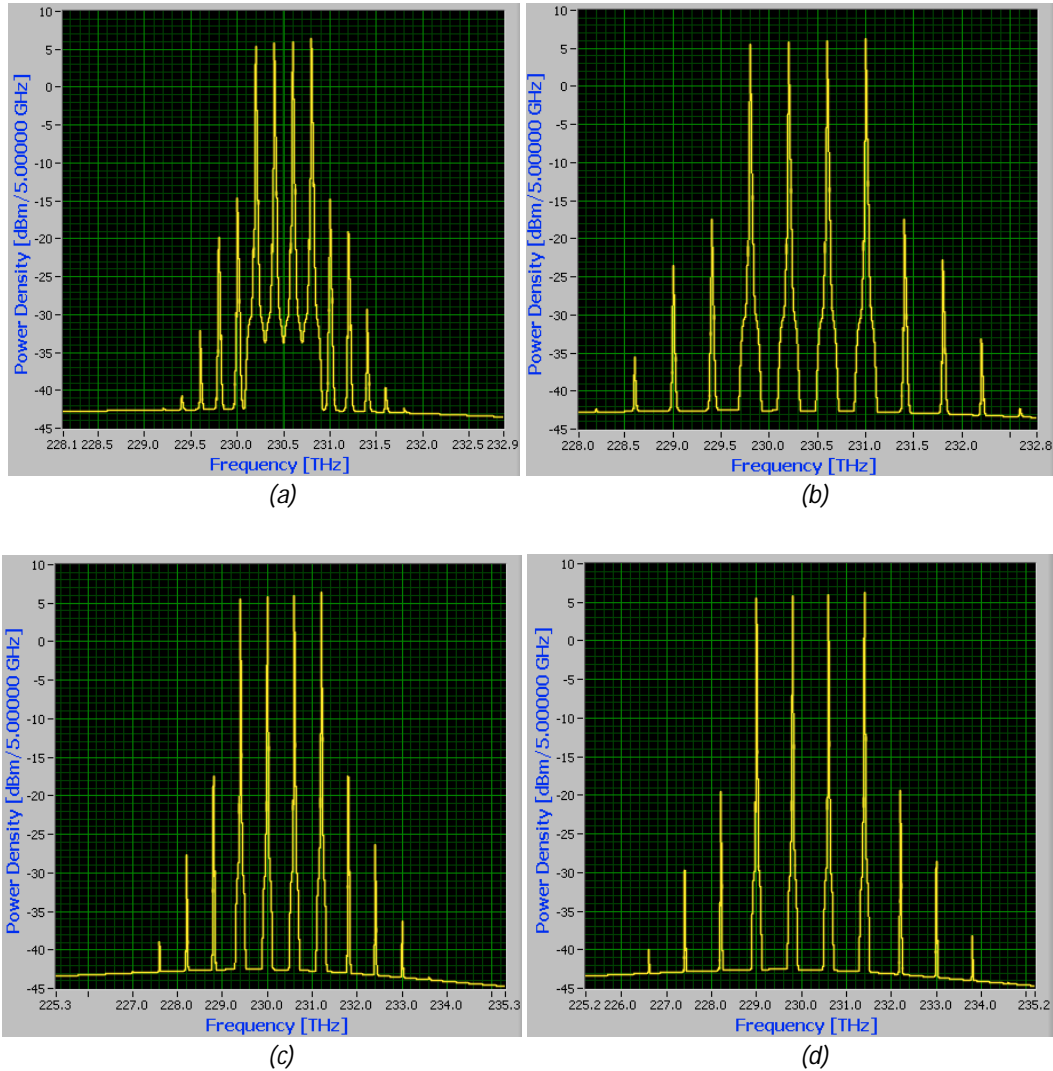


Figura 3.16 Espectro de la señal WDM medido después del SOA para (a) 200 [GHz] (5 [THz/DIV]), (b) 400 [GHz] (5 [THz/DIV]), (c) 600 [GHz] (10 [THz/DIV]), (d) 800 [GHz] (10 [THz/DIV])

Capítulo 4

Análisis del sistema WDM 16 x 25 Gbps propuesto para 400GBaseER16

En el capítulo anterior se realizó un análisis del sistema WDM 4 x 25 Gbps a 40 [km], empleado como PMD de 100 GbE a 40 [km], centrado en el impacto que las no linealidades del SOA tienen en su desempeño. Así mismo, se describió la metodología del análisis, el simulador utilizado para las pruebas numéricas y cada componente del sistema. En el presente capítulo se analiza, siguiendo la misma metodología y utilizando el mismo simulador numérico, un sistema WDM 16 x 25 Gbps que bien pudiera utilizarse como PMD de 400 GbE a 40 [km], denominado tentativamente 400GBaseER16, y que en esta tesis se propone por primera vez, hasta donde sabemos.

La característica principal por la que se considera al sistema 400 GbE que aquí proponemos como una opción viable para la siguiente actualización del estándar Ethernet es que la subcapa dependiente del medio PMD, o interfaz óptica, puede ser una versión extendida de la utilizada en 100 GbE, y así, emplear los mismos componentes ópticos que actualmente están disponibles comercialmente, o lo estarán en corto plazo de acuerdo a las tendencias anunciadas en el mercado.

El análisis aquí presentado consiste, en primera instancia, en determinar si el sistema es factible y para qué parámetros mínimos lo es; y, en segunda, en determinar el impacto del SOA en el desempeño del sistema, de forma similar al análisis realizado en el capítulo anterior para el sistema 100GBaseER4, con el fin de extender y ampliar las conclusiones sobre el impacto del SOA en el desempeño de sistemas WDM a tasas de transmisión del orden de cientos de gigabits por segundo.

4.1) Descripción del sistema

El sistema analizado es un sistema WDM de dieciséis canales, cada uno a una tasa de 25.781 Gbps. Esta tasa resulta de aumentar a la tasa de 25 Gbps en la capa MAC una tasa de 0.781 Gbps resultado de agregar bits en la subcapa PCS por la codificación 64/66B, utilizada en 10 GbE y 100 GbE, y que se anticipa será utilizada en 400 GbE.

Los dieciséis canales son multiplexados mediante WDM y transmitidos a través de una fibra SMF estándar de longitud variable entre 0 y 40 [km], pre-amplificados por un SOA y posteriormente demultiplexados y recibidos. Cada canal WDM es generado por un transmisor óptico EML compuesto por un láser DFB modulado externamente mediante un EAM controlado por un transmisor eléctrico que genera una señal de datos PRBS de 1024 bits (para fines del análisis numérico) a una tasa de 25.781 Gbps, simulando el torrente de datos de usuario con sus encabezados de red proveniente de la capa MAC. En el extremo receptor cada canal demultiplexado pasa por un OFE que convierte la señal óptica en pulsos eléctricos mediante un sistema de decisión, los que finalmente son recibidos por el receptor electrónico que simula la capa MAC en el extremo receptor. El diagrama de bloques de este sistema se

muestra en la *figura 4.1*. Cada componente del sistema, y su correspondiente módulo en el simulador, ha sido previamente descrito en el punto 3.3 del capítulo anterior.

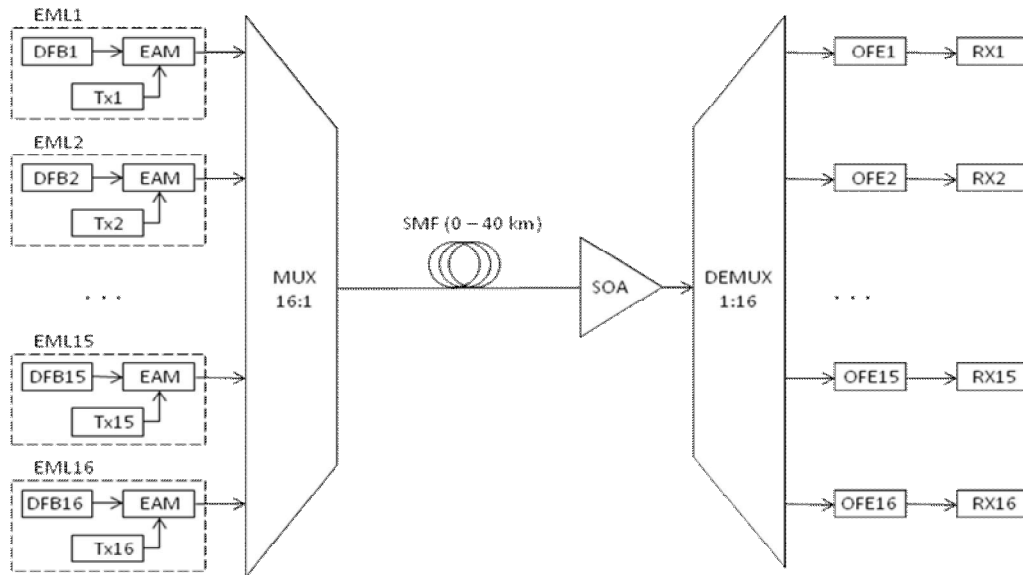


Figura 4.1 Sistema bajo prueba WDM 16 x 25 Gbps

4.1.1) Parámetros de los componentes

Algunos parámetros de los componentes se consideran variables y se eligen, mediante el análisis de factibilidad, para garantizar el desempeño mínimo definido por un valor de BER menor a 10^{-12} , mientras que otros parámetros se consideran fijos, tomando valores estándar de componentes disponibles comercialmente. Además, en la elección de los valores se contemplan algunos valores límite establecidos para 100 GbE en el estándar IEEE 802.3ba, extendiéndolos para el sistema 400GBaseER16 propuesto.

La potencia promedio de salida modulada de cada transmisor EML ($P_{W_{EML}}$), su OSNR y el plan de frecuencias centrales para cada láser DFB, son parámetros de diseño. Los valores de $P_{W_{EML}}$ definidos por IEEE 802.3ba están entre -2.9 y 2.9 dBm. El espectro de ASE de cada DFB se centra en la frecuencia central del láser con un ancho de banda de 5 [THz] y se considera un ancho de línea del láser igual a 30 [MHz]. La razón de extinción ER de la señal modulada se fija en 8 dB, de acuerdo al valor máximo recomendado en el estándar IEEE 802.3ba.

El multiplexor es WDM 16:1 con pérdidas de inserción de 3.7 dB y cruzamiento entre canales fijado a los 25 dB. Para el demultiplexor WDM 1:16 se consideran pérdidas de inserción de 5.2 dB. Ambos están modelados mediante filtros Gaussianos de tercer orden con un ancho de banda de 175 [GHz] a los -3 dB del valor máximo.

La fibra óptica considerada es SMF estándar, cuyos parámetros se eligen siguiendo las especificaciones de la recomendación ITU-T G.652 A y B, los cuales se muestran en la *tabla 4.1*.

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

Tabla 4.1 Parámetros ópticos de la fibra óptica SMF estándar

Los parámetros del SOA utilizado se muestran en la *tabla 4.2*. La ganancia de señal pequeña y la potencia de salida de saturación son parámetros de desempeño interdependientes, que se fijan simultáneamente mediante el valor de la corriente de inyección (bombeo). La longitud de onda para la cual se tiene la máxima ganancia se elige de acuerdo al plan de frecuencia utilizado, el cual también es parámetro de diseño.

Parámetros del SOA	Valor	Unidades
Tiempo de vida de los portadores	200	ps
Tiempo de relajación de temperatura	500	fs
Factor de compresión de <i>carrier heating</i> CH	0.002	1/mW
Factor de Henry α	6.0	
Factor de Henry para la temperatura α_T	3.0	
Figura de ruido del SOA	7.5	dB

Tabla 4.2 Parámetros ópticos de un SOA estándar

El OFE se compone de un fotodiodo y un amplificador de transimpedancia (TIA). El fotodiodo tiene un ancho de banda de 25 [GHz], con una característica de Bessel de quinto orden y responsividad de 0.7 [A/W]. El receptor eléctrico consta de un filtro RC de quinto orden con un ancho de banda de 25 [GHz], presenta una varianza de ruido de 2.86 [mV_{rms}], correspondiente a un valor de sensibilidad de 40mV_{pp}. El OFE conectado al receptor eléctrico tiene una sensibilidad de -13.2 dBm para una señal NRZ de 25.78 Gbps, con ER de 10 dB y OSNR de entrada de 40 dB [1].

La medición del desempeño del sistema se realiza en el Canal 8, ya que al ser un canal intermedio, el impacto de FWM es máximo. Garantizando factibilidad en uno de los canales centrales, se puede garantizar factibilidad en el resto, ya que, como se mostró en el capítulo anterior, la penalización por dispersión es pequeña comparada con el impacto de FWM.

4.2) Análisis de factibilidad

4.2.1) Propuesta de planes de frecuencia y mapas de dispersión

El plan de frecuencia del sistema se centra en la banda óptica alrededor de los 1310 [nm], en la cual la fibra SMF estándar presenta los valores mínimos de dispersión cromática, siguiendo la asignación de frecuencias recomendada en ITU-T G.94.1.

El espaciamiento intercanal propuesto es de 400 [GHz], por las siguientes consideraciones. Para un plan de 16 canales con espaciamiento intercanal de 600 [GHz] u 800 [GHz], el ancho de banda total que el sistema WDM abarcaría estaría alrededor de los 50 [nm] y 70 [nm], respectivamente, mientras que para un espaciamiento de 400 [GHz] el ancho de banda es de alrededor de 35 [nm]. El ancho de banda de un SOA estándar se encuentra entre los 50 y 60 [nm], por lo que si se utiliza un espaciamiento de 800 [GHz], los canales extremos estarían fuera del ancho de banda para el que la característica espectral de ganancia se puede considerar plana, lo cual resulta en una diferencia de ganancia para un canal central y uno extremo que puede ser significativa, fenómeno conocido como *tilting*. Para el caso de 600 [GHz], si bien la banda de frecuencias aun se encuentra dentro del ancho de banda del SOA, esto es por un margen muy estrecho, por lo que también podrían existir problemas en cuanto al rendimiento del amplificador en los canales de los extremos. Otro factor importante es que el modelo del SOA, por simplicidad y eficiencia, una vez que calcula el valor de la ganancia de la frecuencia central del plan de frecuencias mediante un modelo parabólico centrado en la longitud de onda central fijada para la operación del SOA, considera completamente plana la característica de ganancia dentro de su ancho de banda, lo cual se aproxima bastante a la realidad cuando el ancho de banda del plan de frecuencias es algunas veces menor que el ancho de banda del SOA, pero va perdiendo fineza si los intervalos espectrales son comparables o iguales. Por estas razones, físicas y numéricas, se elige para el análisis de factibilidad el espaciamiento intercanal de 400 [GHz].

En cuanto a la longitud de onda central del plan, se consideran las siguientes alternativas. Se puede elegir igual a 1310 [nm], en la cual el valor de dispersión cromática correspondiente es mínimo y aproximadamente nulo, con lo que se tendría un plan con una distribución simétrica del valor de dispersión cromática para cada canal con respecto al valor nulo. Otra opción es elegir 1300 [nm] como longitud de onda central, con lo que se tendría un plan asimétrico, es decir, los valores de dispersión correspondientes a los canales contiguos al canal central serían diferentes. Si bien en un plan asimétrico se anticipa una mayor penalización por la dispersión, cada canal tendría un valor de dispersión cromática diferente (por ejemplo, un canal extremo tendría un valor mucho mayor de dispersión que el otro, mientras que en un plan simétrico tendrían un valor prácticamente igual), por lo que cada canal viajaría a diferente velocidad, mediante lo cual se disminuye el nivel de correlación entre los canales, lo que, de acuerdo al análisis efectuado en el punto 3.5 en el capítulo anterior, tiene repercusiones positivas en el desempeño, debido a que la señal WDM de entrada al SOA tendría una característica más suave, contraria al caso en que los canales están completamente correlacionados, es decir portando la misma información y alineados, en la cual la señal WDM que entra al SOA consistiría en un tren de pulsos de alta potencia. Por último, se puede investigar el desempeño del sistema con un plan centrado en una longitud de onda intermedia entre los casos anteriores, es decir de 1305 [nm].

Definidas las longitudes de onda centrales para tres planes de frecuencias a comparar, definido un espacio intercanal de 400 [GHz] y siguiendo la asignación de frecuencias recomendada en la norma ITU-T G.94.1, en la *figura 4.2* se detallan las frecuencias y longitudes de onda de cada plan de frecuencias, así como su correspondiente penalización de potencia debido a la

dispersión cromática, calculada mediante la expresión 3.2, definida en la sección 3.6.2 en el capítulo anterior.

<i>f</i> ₀ [THz]	<i>Lambda</i> [nm]	PowPen @40km
234.2	1280.07	0.2314
233.8	1282.26	0.2037
233.4	1284.458	0.1772
233	1286.663	0.1521
232.6	1288.875	0.1285
232.2	1291.096	0.1065
231.8	1293.324	0.0862
231.4	1295.559	0.0678
231	1297.803	0.0513
230.6	1300.054	0.0369
230.2	1302.313	0.0247
229.8	1304.58	0.0148
229.4	1306.855	0.0074
229	1309.137	0.0025
228.6	1311.428	0.0002
228.2	1313.727	0.0006
227.8	1316.033	0.0038
227.4	1318.348	0.0100
227	1320.671	0.0190
226.6	1323.003	0.0311
226.2	1325.342	0.0462
225.8	1327.69	0.0644

Figura 4.2 Planes de frecuencia propuestos para el sistema 400 GbE de rango extendido

El plan 1 está centrado alrededor de los 1300 [nm], va desde 1280.1 a 1313.7 [nm] y se denomina como plan asimétrico. La mayor penalización por dispersión a 40 [km] la sufre el canal extremo centrado en 1280.1 [nm], y es de 0.23 dB, mientras que el canal del extremo opuesto, centrado en 1313.7 [nm] tiene una penalización por dispersión prácticamente nula. El plan 2 está centrado alrededor de los 1305 [nm], va desde 1288.8 a 1323 [nm] y se denomina plan intermedio. La penalización máxima a 40 [km] es la de un canal extremo de 0.13 dB, mientras que la del canal extremo opuesto es de solo 0.03 dB. Por último el plan 3 centrado alrededor de los 1310 [nm] va desde 1293.3 a 1327.7 [nm] y se denomina plan simétrico. La penalización por dispersión de los canales extremos para 40 [km] es muy cercana, de 0.08 y 0.06 dB.

El mapa de dispersión de 0 a 40 [km] de los tres planes se muestra en la figura 4.3 donde se hace evidente de forma gráfica la denominación de cada plan en cuanto a simetría con respecto al valor de dispersión nulo.

Para elegir el plan de frecuencias a utilizar, se procede a la simulación y se analiza el desempeño en función de la longitud del enlace, para contrastar si tienen mayor impacto en el desempeño las penalizaciones de potencia por dispersión o el nivel de correlación de los canales al ser amplificados por el SOA. Antes de proceder con éste análisis, se realizará el presupuesto de potencia para estimar los parámetros mínimos que deben tener los dispositivos para garantizar la sensibilidad mínima en el receptor.

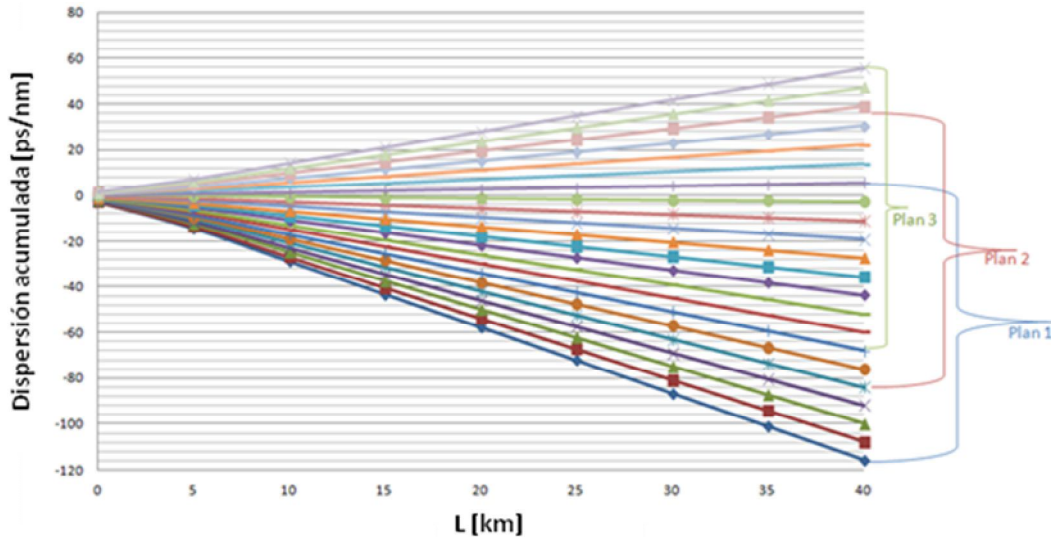


Figura 4.3 Mapa de dispersión de los tres planes de frecuencia propuestos

4.2.2) Presupuesto de potencia

El presupuesto de potencia se realiza para conocer las necesidades mínimas de potencia de transmisión, conociendo el valor total de las pérdidas y ganancias de todos los dispositivos que conforman un enlace, tal que se garantice la sensibilidad mínima del receptor para que éste opere correctamente para una tasa de errores BER dada.

El valor del nivel de potencia de transmisión que se obtiene con el cálculo del presupuesto es estimado, ya que no se toman en cuenta algunas consideraciones que suceden en la realidad, como el deterioro del desempeño del sistema debido a no linealidades en la fibra o al impacto de no linealidades del SOA. Por ello se debe recurrir a la simulación numérica mediante los modelos matemáticos de los dispositivos que contemplen estos factores para tener una visión más cercana a la realidad. Para aproximar el cálculo del presupuesto de potencia a la realidad se contemplan ciertos márgenes de diseño.

La sensibilidad de cada receptor utilizado es de -13.2 dBm para una señal NRZ a 25.78 Gbps, con ER de 10 dB y OSNR de entrada de 40 dB y un valor de BER de 10^{-9} . Considerando una ER de 8 dB, y un valor de BER de 10^{-12} , valores utilizados en el sistema analizado, y suponiendo un valor de OSNR de 38 dB, valor empleado en el sistema 100GBaseER4 analizado en el capítulo anterior, el sistema se encuentra operando en condiciones peores a las especificadas, y con una exigencia mayor en cuanto a BER, por lo cual la sensibilidad tiene que ser más alta, en un estimado de 3 dB, es decir, igual a -10.2 dBm, correspondiente a un valor de 0.09 [mW]. Por lo tanto la señal suma de los dieciséis canales en el receptor debe ser de al menos 0.09 [mW] x 16, igual a 1.53 [mW], es decir, 1.84 dBm.

Las pérdidas del MUX son de -3.7 dB, del DEMUX de -5.2 , de los conectores un total de -2 dB, de la atenuación por fibra óptica para el enlace más largo, 40 km, de -20 dB (0.5 [dB/km]) y considerando el peor caso de pérdidas por penalización debido a la dispersión, es decir la

correspondiente al canal extremo del plan 1, igual a 0.23 dB, resulta que el total de pérdidas es de 31.13 dB. La ganancia la proporciona el SOA, para el caso del enlace a 40 [km] se considera su operación en régimen de señal pequeña, con una ganancia de 23 dB. Considerando un margen de diseño de pérdidas adicionales igual a -3 dB, el presupuesto de potencia (pérdidas totales, más ganancia, más margen) es igual a -11.13 dB.

Si en el receptor la señal suma de los 16 canales debe tener un valor mínimo de 1.84 dBm, entonces la señal suma de los 16 canales en el transmisor debe ser de 11.13 dBm más 1.84 dB, igual a 12.97 dBm. Un valor de 12.97 dBm corresponde a 19.8 [mW] de potencia, por lo que la potencia de salida promedio mínima de cada transmisor EML debe ser de $19.8/16$ [mW], es decir, 1.24 [mW], expresado en decibeles igual a $0.93 \text{ dBm} \cong 1 \text{ dBm}$.

De acuerdo al cálculo del presupuesto de potencia, con potencias de salida del EML iguales o superiores a 1 dBm se garantizaría el desempeño deseado para una tasa de errores BER igual a 10^{-12} . Sin embargo, este valor solo es una estimación que sirve como guía, por lo que para mostrar factibilidad técnica se procede a realizar la simulación numérica del sistema.

4.2.3) Elección del plan de frecuencia

Para elegir entre los tres planes de frecuencia planteados anteriormente, se contrasta su desempeño en función de la longitud del enlace. Los parámetros que se definieron como variables en la sección 4.1.1 se fijan, como una primera referencia, de acuerdo a los valores utilizados en el sistema WDM 4 x 25 Gbps analizado en el capítulo anterior: potencia de salida de cada transmisor EML de +2 dBm, mayor a +1 dBm (calculada mediante el presupuesto de potencia), OSNR del transmisor de 38 dB, ganancia de señal pequeña del SOA de 23 dB, potencia de salida de saturación del SOA de 8 dBm y longitud de onda de máxima ganancia del SOA de 1300, 1305 y 1310 [nm] para el plan 1, 2 y 3, respectivamente. La señal PRBS es la misma para todos los transmisores, pero se decorrelaciona la información en los canales mediante el efecto de la dispersión, transmitiendo las señales previamente por 10 [m] de fibra óptica. En la *figura 4.4* se muestran los resultados de las simulaciones realizadas para esta prueba. En línea punteada se muestra el límite de desempeño mínimo admisible correspondiente a una BER de 10^{-12} .

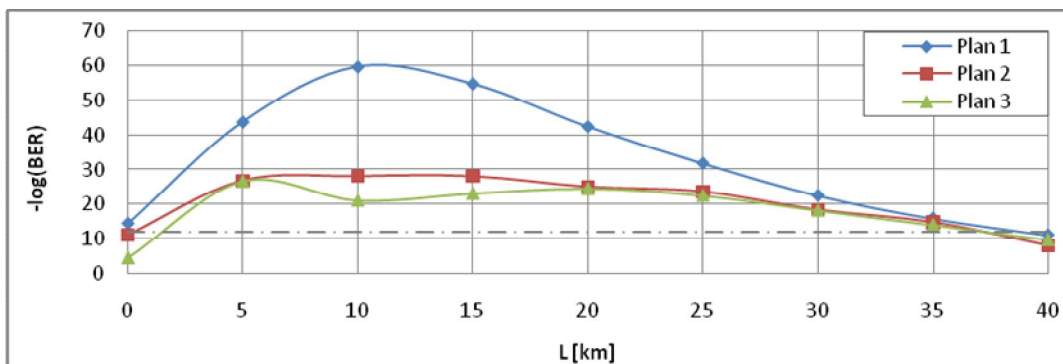


Figura 4.4 Desempeño vs. longitud de enlace para los tres planes de frecuencia propuestos en la Fig.4.2

Se observa que el plan 1, centrado en 1300 [nm] presenta el mejor desempeño, mientras que los planes 2 y 3 tienen un desempeño muy parecido, pero en general, menor que el que presenta el plan 1. Esto extiende lo concluido para el sistema WDM de 4 canales al presente sistema WDM de 16 canales: para valores pequeños del coeficiente de dispersión cromática operando en la banda alrededor de los 1300 [nm], el efecto negativo de la dispersión por sí misma, medido mediante la penalización por dispersión, tiene un impacto menor en el desempeño del sistema que el efecto positivo que causa al decorrelacionar los canales cuando se utiliza un SOA.

Para comprobar que el efecto de la dispersión de tan solo 10 [m] de fibra óptica efectivamente decorrelaciona los canales, se repite el experimento anterior, pero esta vez decorrelacionando los canales desde su lanzamiento en el propio transmisor. Esto se logra configurando diferentes retardos, de magnitud aleatoria, para cada canal, y sin utilizar los 10 [m] de fibra previa a la transmisión. Los resultados de esta prueba se muestran en la *figura 4.5*.

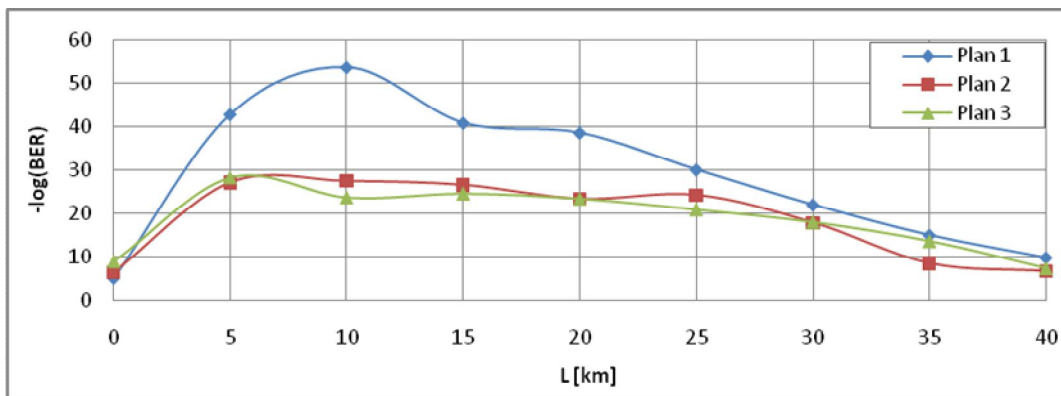


Figura 4.5 Desempeño vs longitud de enlace para los tres planes de frecuencia propuestos en la Fig. 4.2. Decorrelación aleatoria de canales.

Se observa que la tendencia es la misma tanto en esta como en la prueba anterior, con resultados similares, con lo cual se comprueba que el efecto de utilizar un pequeño tramo de fibra para decorrelacionar los canales por efecto de la dispersión es prácticamente equivalente a transmitir los canales decorrelacionados desde el transmisor por medio de un retardo aleatorio diferente para cada canal. Por tanto, es posible concluir que el plan de frecuencias centrado en 1300 [nm] con un espaciado intercanal de 400 [GHz], también denominado plan 1 o asimétrico, es el que presenta un mejor desempeño y es el que será utilizado en el resto de las pruebas realizadas para este sistema.

4.2.4) Elección de la potencia promedio de salida de los transmisores EML

A partir de los resultados de la prueba realizada para elegir el plan de frecuencias mostrados en la *figura 4.4*, se observa que para los parámetros utilizados, el sistema no garantiza factibilidad para enlaces de 40 [km], ya que su desempeño es menor al límite mínimo admisible. Si bien el cálculo del presupuesto de potencia muestra que para un valor de

potencia de salida de EML mayor a +1 dBm el sistema es viable, esto no deja de ser una estimación, ya que no se toma en cuenta el impacto de los efectos no lineales del SOA, principalmente. Como se mostró en la sección 3.6.1 del capítulo anterior, el impacto de los efectos no lineales de la fibra óptica se puede considerar despreciable.

Para elegir una potencia promedio de salida del EML apropiada, tal que el sistema opere dentro de los márgenes establecidos, se contrasta el desempeño del sistema para las siguientes potencias a la salida del transmisor: 1.9, 2.9, 3.9, 4.9 y 5.9 dBm, en función de la longitud del enlace. Así mismo, este análisis permite establecer un intervalo de potencias de operación para el cual el sistema sea factible. Los demás parámetros permanecen iguales a los considerados en el punto anterior, a excepción de la OSNR que se aumenta a 39 dB para el resto de las pruebas, valor comercialmente aceptable, con el objetivo de lograr el desempeño mínimo con el menor aumento de potencia. En la *figura 4.6* se muestran los resultados de esta prueba, en línea punteada se muestra el límite de desempeño mínimo admisible.

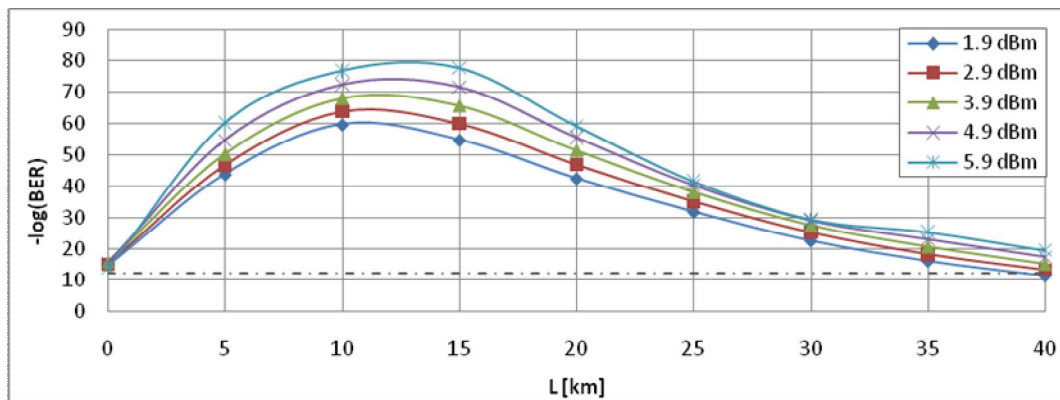


Figura 4.6 Desempeño vs. longitud de enlace para diferentes potencias de salida del EML

Se observa que a partir de 2.9 dBm de potencia promedio a la salida del EML el sistema es factible. El comportamiento continúa para la potencia más alta de 5.9 dBm, por lo que podemos afirmar que en este intervalo de potencias el sistema es factible. Se elegirá la potencia promedio de salida del EML de 2.9 dBm, ya que es la más baja, además de que está dentro del límite recomendado en el estándar IEEE 802.3ba para los transmisores EML del sistema 100GbE ER4, lo que garantiza que un transmisor con esta potencia de salida se encuentra disponible comercialmente [2].

4.2.5 Elección de la ganancia de señal pequeña y potencia de salida de saturación del SOA

Si bien se ha logrado un sistema factible con los parámetros antes obtenidos, se puede optimizar si para valores menores a 23 dB de ganancia de señal pequeña, con los 8 dBm de potencia de salida de saturación asociados, el sistema tiene un mejor comportamiento. Este planteamiento surge basado en un análisis realizado para buscar contrarrestar el efecto de las no linealidades del SOA, mediante control de su corriente de inyección, en sistemas WDM de 4 x 25 Gbps con características similares a los sistemas analizados en el presente proyecto. En

dicho análisis se demuestra que si el SOA opera en saturación, se puede obtener un mejor desempeño reduciendo el coeficiente de ganancia de señal pequeña [3]. Si bien el SOA opera en saturación para enlaces cortos, y se esperaría que al disminuir el coeficiente de ganancia de señal pequeña aumente el desempeño, la interrogante es, si para enlaces largos, especialmente de 40 [km], la disminución de este coeficiente permitiría conservar la viabilidad del sistema. Si es así, se elige el valor más bajo, con lo que se optimizan los requisitos mínimos del sistema. Para ello se contrasta su desempeño en función de la longitud del enlace para tres valores del coeficiente de ganancia de señal pequeña del SOA: 17, 20 y 23 dB. Debido a que el coeficiente de ganancia y la potencia de salida de saturación son interdependientes y se fijan mediante la corriente de inyección [4], realizando un cálculo resulta en que los valores correspondientes de potencia de salida de saturación son de 8, 5.5 y 3.5 dBm para valores de ganancia de 23, 20 y 17 dB, respectivamente. El resto de los parámetros se fijan con los valores que han demostrado la factibilidad previamente. En la *figura 4.7* se muestran los resultados de esta prueba. En línea punteada se muestra el límite de desempeño mínimo admisible.

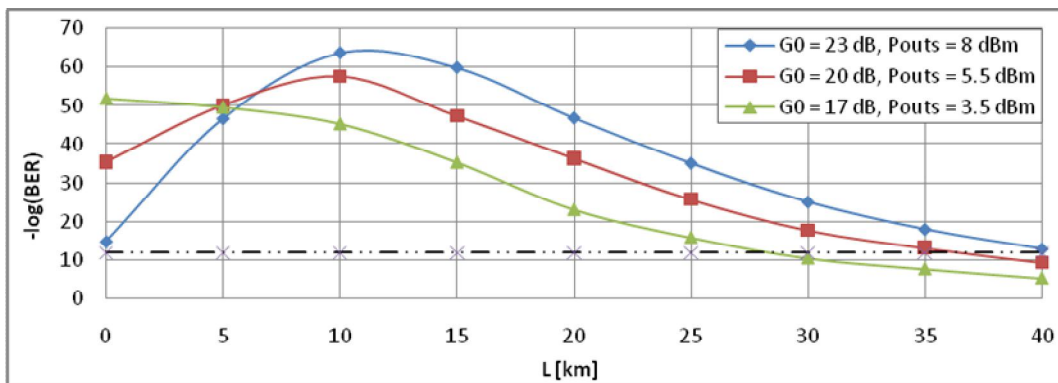


Figura 4.7 Desempeño vs. longitud de enlace para diferentes coeficientes de ganancia de señal pequeña y potencias de salida de saturación del SOA

A partir de la figura se observa que, efectivamente, para enlaces cortos, menores a 5 [km], al disminuir el coeficiente de ganancia de señal pequeña el desempeño aumenta, revirtiéndose este efecto para enlaces de longitud mayor. Para enlaces menores a 25 [km] el sistema es factible con cualquier coeficiente de ganancia. Para enlaces menores a 35 [km] solo se logra factibilidad utilizando coeficientes mayores a 20 dB. Sin embargo para enlaces de 40 [km], solo es factible utilizar un coeficiente de ganancia de 23 dB o mayor, para las condiciones dadas del sistema, por lo que se conserva este valor como mínimo para garantizar factibilidad.

4.2.6) Propuesta de parámetros mínimos para garantizar factibilidad

Con base en las pruebas anteriores, se pueden fijar los siguientes valores mínimos de operación de los componentes, para garantizar factibilidad del sistema WDM 16 x 25 Gbps a 40 [km] como PMD de 400 GbE ER16. Los transmisores EML operan con una potencia de salida de +2.9 dBm, OSNR de 39 dB, y la longitud de onda central de cada láser está definida por el plan de frecuencias mostrado en la *tabla 4.3*.

	Canal 1	Canal 2	Canal 3	Canal 4	Canal 5	Canal 6	Canal 7	Canal 8
f_0 [THz]	234.2	233.8	233.4	233	232.6	232.2	231.8	231.4
λ_0 [nm]	1280.07	1282.26	1284.46	1286.66	1288.87	1291.09	1293.32	1295.56

	Canal 9	Canal 10	Canal 11	Canal 12	Canal 13	Canal 14	Canal 15	Canal 16
f_0 [THz]	231	230.6	230.2	229.8	229.4	229	228.6	228.2
λ_0 [nm]	1297.80	1300.05	1302.31	1304.58	1306.85	1309.13	1311.42	1313.72

Tabla 4.3 Plan de frecuencias propuesto para 400GBaseER16

El valor de ganancia de señal pequeña del SOA es de 23 dB, la potencia de salida de saturación es de 8 dBm y la longitud de onda para máxima ganancia es de 1300 [nm]. El resto de los parámetros se definieron fijos desde un principio con los valores establecidos en la sección 4.1.1.

En la *figura 4.8* se muestra la gráfica de desempeño en función de la longitud del enlace para los valores propuestos que garantizan factibilidad del sistema 400 GbE de rango extendido para cualquier longitud de fibra entre 0 y 40 [km], con todos los componentes operando en condiciones promedio, más cercanas a la operación real (en línea azul). Asimismo se muestra el caso extremo de peor desempeño (en línea roja) en que los canales están alineados para cualquier longitud del enlace, lo cual se logra alineando inicialmente todos los canales y no considerando la dispersión en la fibra óptica. En este caso, se observa factibilidad hasta los 35 [km]. En el supuesto de que se presentara este caso para enlaces de 35 a 40 [km], se podría garantizar la factibilidad aumentando unas cuantas fracciones de decibel la potencia de salida de los EML. Sin embargo, este caso es altamente improbable, ya que debido a la dispersión acumulada durante 35 o 40 [km], incluso canales que portaran la misma información, estarían desalineados y la información decorrelacionada. En la práctica, además, la información que porta cada canal está decorrelacionada, ya que son datos de usuario que pueden considerarse una variable aleatoria. Por esta razón, excluyendo este caso por altamente improbable, se garantiza factibilidad con los valores propuestos.

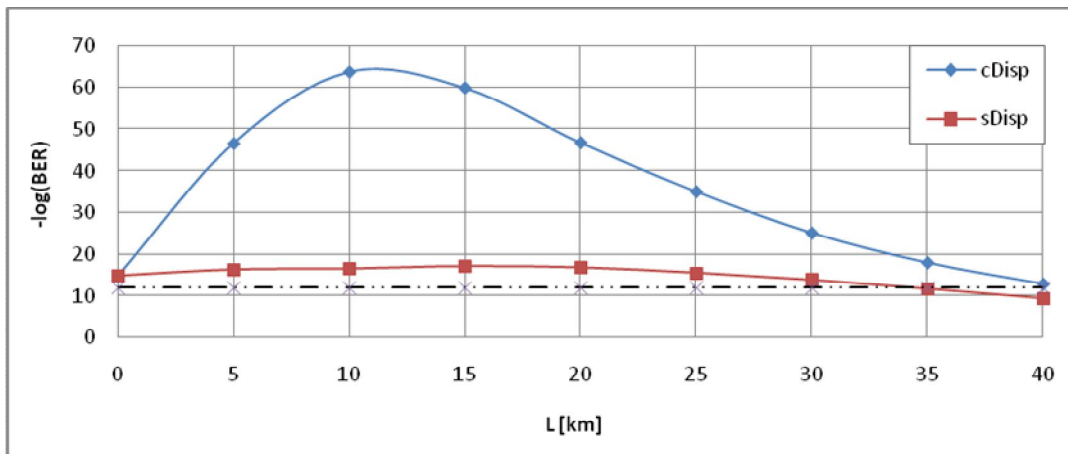


Figura 4.8 Desempeño vs longitud de enlace para el sistema 400GBaseER16 con los valores mínimos propuestos para garantizar factibilidad.

4.3) Análisis del impacto del SOA en el sistema propuesto para 400GBaseER16

Una vez demostrada la factibilidad del sistema propuesto y fijados los valores mínimos para garantizarla, se puede analizar el impacto del SOA en el sistema. Esto se realiza con el fin de extender las conclusiones alcanzadas en el análisis del impacto del SOA en el sistema WDM 4 x 25 Gbps, a un sistema con mayor número de canales, en el que, debido a que se manejan potencias mayores en la señal multiplexada WDM, los efectos no lineales se deben observar acentuados. Por último cabría hacer una comparación entre los resultados obtenidos para los sistemas WDM 4 x 25 Gbps y WDM 16 x 25 Gbps en la que se ponga de manifiesto la acentuación del impacto de los efectos no lineales del SOA y reafirmar las conclusiones obtenidas previamente.

4.3.1) Variación del retardo intercanal

Con el fin de diseñar escenarios del sistema mediante los cuales se puedan discriminar los efectos de las no linealidades del SOA, se procede a analizar el efecto que tiene, en el desempeño del SOA, la forma de la señal temporal WDM de entrada. Este análisis es idéntico al realizado para el sistema WDM 4 x 25 Gbps, reportado en el punto 3.5 del capítulo anterior, y consiste básicamente en variar paulatinamente el retardo entre cada uno de los 16 canales, con el fin de modificar la señal suma multiplexada y observar el comportamiento del SOA ante este cambio de forma de la señal suma multiplexada.

No se utiliza fibra óptica entre el MUX, el SOA y el DEMUX, para no añadir retardos adicionales debido a la dispersión. El patrón de bits que se utiliza es una sucesión de 1 y 0 (101010...) en lugar de la secuencia PRBS, para tener mayor claridad de análisis de los resultados. El retardo intercanal se varía desde 0 bits, para el cual todos los canales están alineados, hasta 2 bits, en el cual vuelven a estarlo. Para el retardo intercanal de 1 bit, los canales contiguos están invertidos. Los resultados de ésta prueba se ilustran en la *figura 4.9*. Así mismo se muestra la señal suma multiplexada (aproximada como la suma de las señales de datos moduladoras) para algunos retardos representativos.

Se observa que cuando los canales están alineados (Caso A), se tiene el peor desempeño, debido a que la señal WDM que entra al SOA consiste de pulsos de alta potencia, correspondiente a la suma de la amplitud de los dieciséis canales alineados, lo cual satura al SOA y tiene un comportamiento altamente no lineal. Cuando se comienzan a desalinear los canales, incluso para retardos pequeños, el desempeño aumenta considerablemente y se mantiene muy parecido para cualquier retardo, teniendo el máximo desempeño en un retardo de 1 bit, cuya señal suma correspondiente es una señal continua, ya que para este retardo cada canal contiguo es el inverso del otro, por lo cual su suma es una constante.

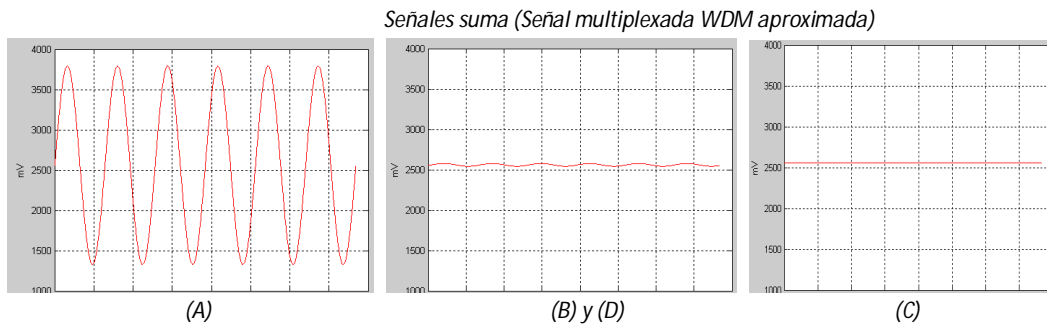
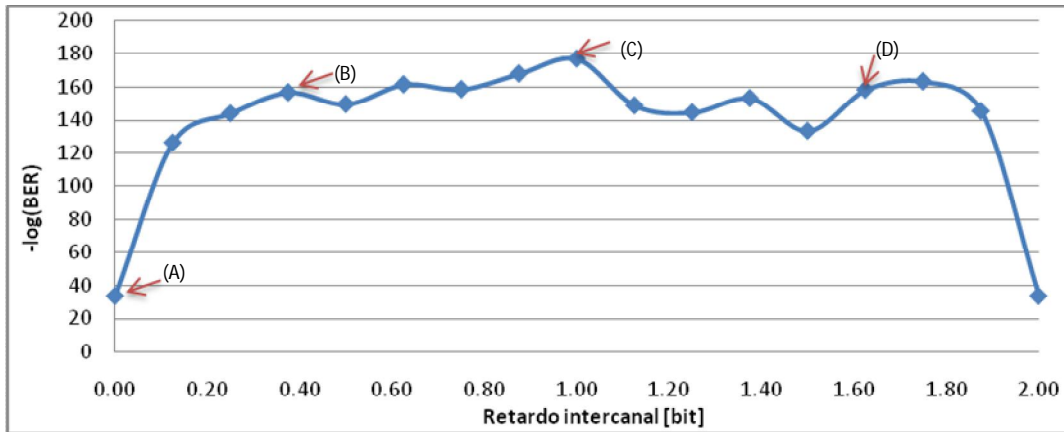


Figura 4.9 Desempeño del sistema sin fibra óptica vs. retardo intercanal. Señal suma para algunos puntos representativos

Cuando los canales están alineados, el efecto de XGM es nulo, ya que todos los canales tienen la misma información, por lo que no hay modulación de ganancia entre ellos. Sin embargo para este caso el efecto de SGM es máximo, ya que el SOA presenta una alta saturación y se intensifica el efecto *patterning*. Cuando los canales tienen un retardo de 1 bit entre sí, si bien existe XGM, esta es mínima ya que ocho canales portan la misma información, y los otros ocho portan esta misma información invertida. Por otra parte, el efecto de SGM es mínimo, ya que la señal WDM que entra al SOA es la más suave de todos los casos, siendo prácticamente continua. Este análisis ayuda a plantear los escenarios para la discriminación del impacto de las no linealidades que se estudiará en el siguiente punto.

4.3.2) Discriminación del impacto de las no linealidades

Con base en el análisis realizado en el punto 3.5 se podría anticipar que SGM tiene el mayor impacto en el deterioro del desempeño del sistema, seguido con poca diferencia por el efecto de XGM, mientras que FWM tiene un impacto pequeño en comparación con los dos anteriores. El propósito de hacer la prueba de discriminación del impacto de no linealidades para el sistema WDM 16 x 25 Gbps, es observar si se conserva esta tendencia y, principalmente, observar si se acentúan algunos efectos. Por ejemplo, se espera que el impacto de FWM sea mayor, debido a que al aumentar el sistema de 4 a 16 canales, las combinaciones entre estos crecen considerablemente, y existen mucho más productos FWM

que en el caso de cuatro canales, que repercuten negativamente en el desempeño. Por otra parte, al tener dieciséis canales con valores de potencia similares al caso de cuatro canales, la señal multiplexada tiene una potencia en promedio cuatro veces mayor, acentuando la saturación del SOA y los correspondientes efectos no lineales de ganancia.

Basados en el análisis realizado en el punto anterior, y a lo realizado en el capítulo anterior, se plantean los siguientes cuatro escenarios para discriminar el impacto de las no linealidades del SOA:

1) Contemplando el efecto de todas las no linealidades (Todas las NL presentes). Se transmite una secuencia PRBS, decorrelacionando ligeramente los canales mediante el uso de la dispersión transmitiendo previamente por 10 [m] de fibra óptica. Se utiliza considera presente la dispersión de la fibra óptica y todos los efectos no lineales en el SOA.

2) Reduciendo al mínimo el efecto de FWM (Sin FWM). Mismas características del escenario anterior, con la excepción de que se apaga artificialmente en el simulador el efecto de FWM debido a CH, dando un valor igual a 0 a la constante asociada a CH en el modelo del SOA.

3) Eliminando el efecto de XGM (Sin XGM / SGM máxima). Se transmite una secuencia 101010... y los canales se conservan alineados para cualquier longitud del enlace, lo cual se consigue alineándolos inicialmente y utilizando una fibra con dispersión nula para no añadir ningún retardo. Para este caso el efecto de SGM es máximo. Se contempla el efecto de FWM.

4) Reduciendo al mínimo en efecto de SGM y considerando un efecto de XGM moderado (SGM mínima / XGM media). Se transmite una secuencia 101010 con un retardo de 1 bit entre cada uno de los canales, situación que se conserva para cualquier longitud utilizando una fibra sin dispersión para no añadir retardos adicionales. Se contempla el efecto de FWM.

Para cada uno de estos escenarios se obtiene la gráfica de desempeño en función de longitud del enlace, con el objetivo de contrastar su impacto. Los resultados de esta prueba se ilustran en la *figura 4.10*.

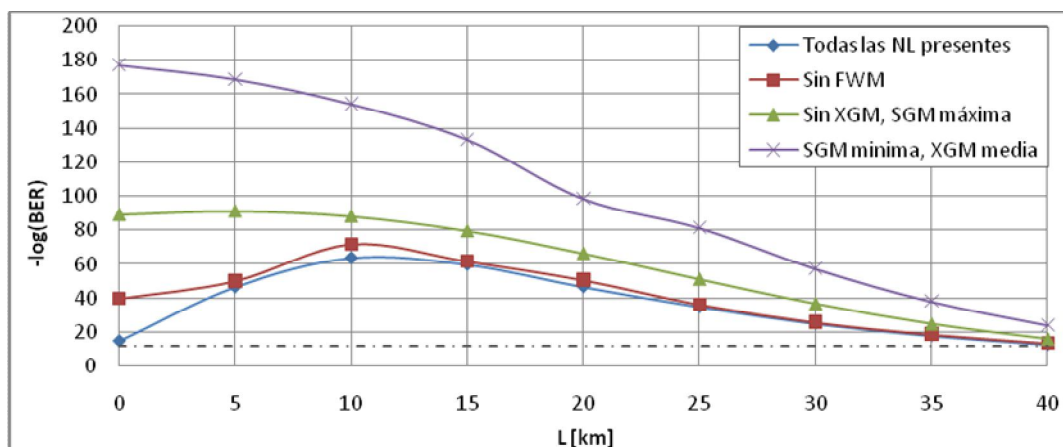


Figura 4.10 Desempeño vs longitud del enlace para diferentes escenarios de no linealidades del SOA

La prueba nos muestra que, comparado con el caso de WDM 4 x 25 Gbps, se conserva la tendencia de impacto de las no linealidades, pero sí se modifica el grado de impacto. Por un lado, el impacto de SGM presenta una diferencia más marcada respecto al impacto de XGM. Por otro, el efecto de FWM es más apreciable, principalmente para enlaces cortos, menores a 10 [km]. Esto se debe a que se cuadruplica el número de canales, pero sin disminuir la potencia de cada canal, sobre lo cual se detallará posteriormente al realizar una comparación entre WDM de 4 y 16 canales.

Aun cuando el impacto de SGM es el más intenso, en condiciones promedio de operación del sistema, los canales casi nunca están alineados y portando la misma información. El caso que más representa una situación real es el de canales decorrelacionados, en los que el mayor impacto es debido a XGM, ya que, como se mostró anteriormente, con un ligero retardo que decorrelacione los canales, la señal WDM se suaviza y el efecto de SGM generalmente no es tan marcado, mientras que XGM sigue impactando.

El efecto de FWM, si bien es más pequeño que el de las no linealidades de ganancia, es más apreciable que para el caso de cuatro canales, por lo que se anticipa que su efecto será más notorio en la diferencia de desempeño al variar el espacio intercanal para el sistema de 16 canales. En la siguiente sección se confirma que la diferencia en desempeño del sistema como función del espacio intercanal se debe casi exclusivamente al efecto de FWM.

4.3.3) Variación del espacio intercanal

Con el objeto de observar la diferencia de desempeño en función del espacio intercanal, se contrasta un plan espaciado a 200 GHz, mostrado en la *tabla 4.4*, contra el plan propuesto espaciado a 400 GHz. Ambos planes están centrados alrededor de los 1300 [nm]. El resto de los parámetros queda fijo. Los resultados de esta prueba se ilustran en la *figura 4.11*. Cabe recordar al lector que el estudio de un espacio intercanal superior a los 400 [GHz] carece de importancia, por las razones comentadas en la sección 4.2.1

	Canal 1	Canal 2	Canal 3	Canal 4	Canal 5	Canal 6	Canal 7	Canal 8
f_0 [THz]	234.2	233.8	233.4	233	232.6	232.2	231.8	231.4
λ_0 [nm]	1280.07	1282.26	1284.46	1286.66	1288.87	1291.09	1293.32	1295.56

	Canal 9	Canal 10	Canal 11	Canal 12	Canal 13	Canal 14	Canal 15	Canal 16
f_0 [THz]	231	230.6	230.2	229.8	229.4	229	228.6	228.2
λ_0 [nm]	1297.80	1300.05	1302.31	1304.58	1306.85	1309.13	1311.42	1313.72

Tabla 4.4 Plan de frecuencias centrado en 1300 [nm] con espacio intercanal de 200 GHz

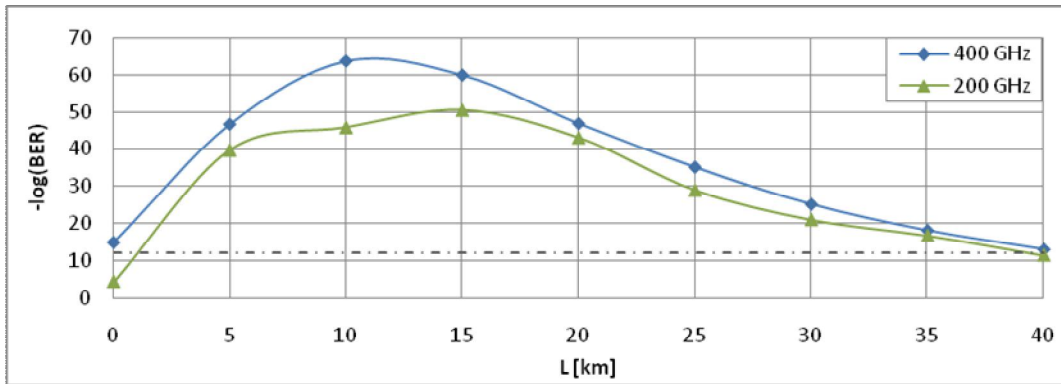


Figura 4.11 Desempeño vs. longitud del enlace para dos valores del espacio intercanal

De la figura se observa, como se anticipaba, una diferencia de desempeño. Esta diferencia es un tanto más marcada para enlaces cortos. La figura también muestra que en términos de desempeño es más conveniente trabajar con un espacio intercanal de 400 GHz, ya que si se optara por el espaciamiento más pequeño, sería necesario optimizar nuevamente el resto de los parámetros del sistema para poder garantizar su factibilidad en el caso de enlaces muy cortos.

Para comprobar que FWM es responsable de esta diferencia, como se espera de acuerdo a análisis anteriores, se apagará artificialmente FWM debido a CH. Los resultados se muestran en la figura 4.12.

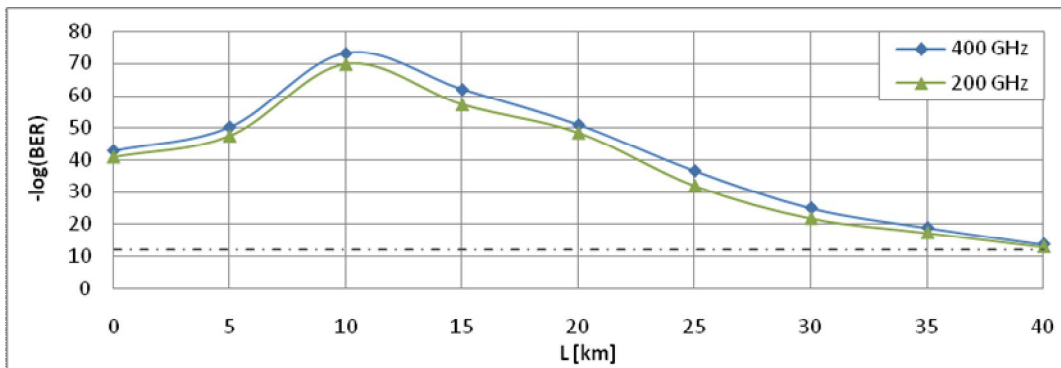


Figura 4.12 Desempeño vs. longitud del enlace para diferentes valores del espacio intercanal apagando artificialmente FWM debido a CH

De la figura se observa que, efectivamente, al apagar artificialmente el efecto de FWM, disminuye considerablemente la diferencia de desempeño, lo cual es específicamente notorio para enlaces cortos. La diferencia remanente se debe al efecto de FWM producido por CDP y al efecto de la dispersión, pero en realidad es pequeña.

Con esta prueba se muestra que lo concluido sobre el impacto del SOA en un sistema WDM de 4 canales, se puede extrapolar a un sistema WDM de 16 canales, operando en condiciones similares de plan de frecuencia y potencia. Resta recapitular comparando ambos sistemas para mostrar el impacto de aumentar canales y por ende, la potencia de entrada al SOA.

4.4) Comparación de resultados del impacto del SOA entre WDM de 4 y 16 canales

En esta sección realiza una comparación del impacto del SOA entre el sistema WDM de 4 y el de 16 canales a una tasa por canal de 25.781 Gbps de forma cualitativa; esto se debe a la gran diferencia que tiene la potencia de la señal multiplexada WDM de entrada al SOA en ambos sistemas, que a su vez se ve reflejada en el desempeño, y por tanto, una comparación cuantitativa sería poco ilustrativa.

El primer punto de comparación se refiere al efecto de cuadruplicar el número de canales, en la forma de la señal WDM que entra al SOA. Como se reporta en los puntos 3.5 y 4.3.1 de la tesis, al variar el retardo entre los canales la forma de la señal multiplexada cambia. Cuando los canales están decorrelacionados, desalineándolos aunque porten la misma información, la señal WDM representada en el tiempo tiene una forma más suave que cuando los canales se encuentran completamente correlacionados, es decir alineados y portando la misma información, caso en el que la señal WDM presenta altos picos de potencia. Esto influye en el desempeño del sistema, ya que la dinámica de recuperación de la ganancia en el SOA es función de la distribución temporal de la energía de la señal de entrada, resultando en un efecto *Patterning* mucho más marcado cuando la señal con picos de alta potencia agota los portadores libres, que cuando la señal es prácticamente constante.

Si la señal amplificada por el SOA es la correspondiente a la de un solo canal, portando información modulada mediante OOK, entonces irremediablemente se amplifica una secuencia de pulsos. Ahora bien, si la potencia promedio de esta señal es pequeña, tal que el SOA no esté en régimen de saturación, la señal no se degrada. Si por el contrario la potencia promedio de la señal es alta, tal que el SOA se sature, entonces se degrada debido a SGM.

Si ahora, la función de entrada al SOA corresponde a la de dos señales de diferente frecuencia multiplexadas y moduladas con OOK, ocurren diferentes escenarios. Si las dos señales portan la misma información, suponiendo un caso simple correspondiente a una secuencia de unos y ceros alternados, y están alineadas en el tiempo, no existe XGM entre ellas, pero la señal WDM sufre del máximo efecto de SGM ya que la suma de las dos señales moduladas alineadas es la misma secuencia de pulsos pero prácticamente con el doble de potencia. Por el contrario, cuando las señales de cada canal están desalineadas, entonces la señal WDM se suaviza, y no alcanza los picos máximos de potencia que en el caso anterior, reduciéndose el efecto de SGM de la señal WDM (el caso en que las señales están retardadas entre sí un bit es en el que la señal es más suave, análisis mostrado en el punto 3.4). Sin embargo, el efecto de XGM se hace presente, ya que las señales están desalineadas, y la información que portan, aunque sea la misma, está decorrelacionada temporalmente.

Pasando ahora al caso de cuatro señales multiplexadas WDM que entran al SOA, resulta natural pensar que cuando ellas están alineadas, la señal WDM es una secuencia de pulsos cuya potencia es cuatro veces más alta que la de cada canal individual, con lo que el SOA opera en un régimen de mayor saturación. Por otra parte, al retardar cada canal con respecto a los demás, es decir, decorrelacionándolos, la señal WDM se suaviza más que en el caso de dos canales.

Siguiendo este razonamiento, se concluye que a medida que aumente el número de canales multiplexados, la señal WDM será cada vez más suave para prácticamente cualquier valor de retardo entre los canales, excepto para el caso en que los canales estén alineados. En este último caso, la señal será una secuencia de pulsos de gran potencia pico, cuyo valor será mayor conforme se aumente el número de canales.

Lo anterior se traduce en que, al aumentar el número de canales, por ejemplo de cuatro a dieciséis, para cualquier retardo la señal WDM será suave y el desempeño más estable. Por el contrario, si se aumenta el número de canales y estos están alineados, el SOA se satura localmente más fácilmente y el desempeño baja de forma proporcional. Esto se corrobora con los resultados obtenidos anteriormente acerca del desempeño del sistema sin fibra como función del retardo intercanal cuando se simulan 4 y 16 canales, mostrados nuevamente en la figura 4.13.

Se observa que, en el caso de cuatro canales (figura 4.13a), conforme el retardo intercanal se acerca a un bit, en el cual el desempeño tiene su máximo, éste va aumentando gradualmente, teniendo el peor desempeño para los casos de un retardo de 0 y 2 bits, en que los canales están alineados. Por otra parte, para el caso de dieciséis canales (figura 4.13b) el desempeño es muy similar para prácticamente cualquier retardo, excepto para 0 y 2 bits de retardo, para los cuales el desempeño baja abruptamente. La figura 4.13 también permite observar que los valores máximos de desempeño para el caso de 16 canales (figura 4.13b) son bastante más altos que en el caso de cuatro canales (figura 4.13a), fenómeno que corrobora lo expresado en los dos párrafos anteriores referente al aumento de la suavidad de la señal conforme se incrementa el número de canales.

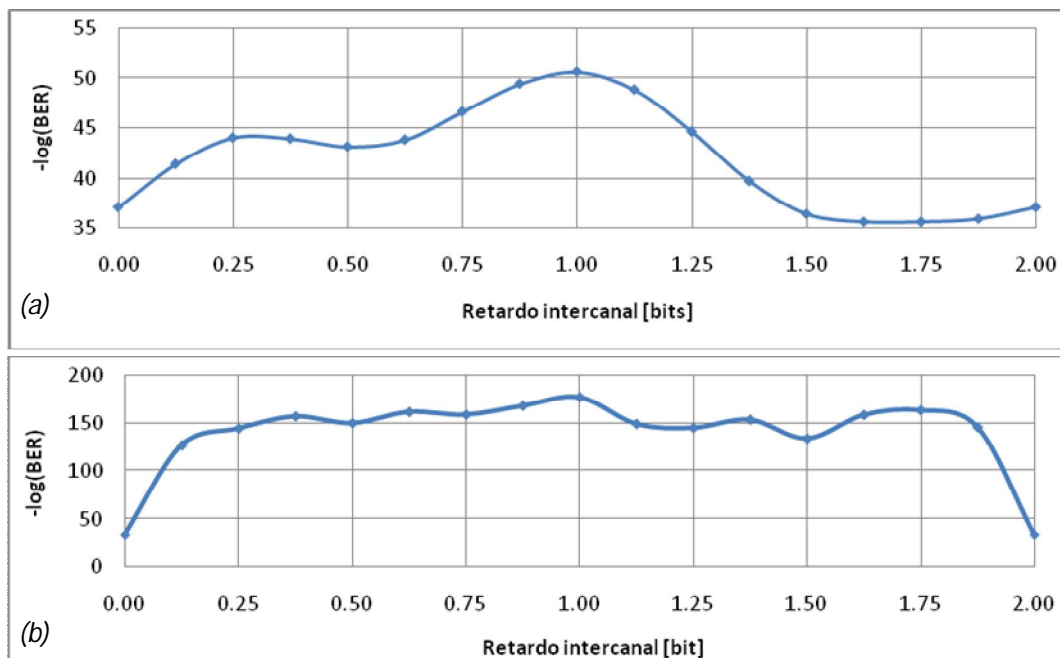


Figura 4.13 Desempeño vs retardo intercanal para (a) 4 canales WDM -ver Figura 3.8-, (b) 16 canales WDM -ver Figura 4.9-

Como se ha analizado anteriormente, dependiendo del retardo intercanal, se pueden configurar escenarios para discriminar el impacto de las no linealidades (SGM y XGM). Para eliminar el impacto de XGM, se alinean los canales, aunque en este caso el impacto de SGM sea máximo. Para reducir al mínimo el impacto de SGM, se retardan 1 bit todos los canales entre sí, caso en que se suaviza la señal WDM. Si el aumento del número de canales modifica el comportamiento del desempeño en función del retardo intercanal, entonces es de suponer que el grado de impacto de cada no linealidad también cambie en función de este aumento.

En la *figura 4.14* se muestra el impacto de las no linealidades del SOA cuando se consideran sistemas con 4 y 16 canales; ambas gráficas fueron obtenidas anteriormente en las secciones 3.5 y 4.3.2 de esta tesis, respectivamente.

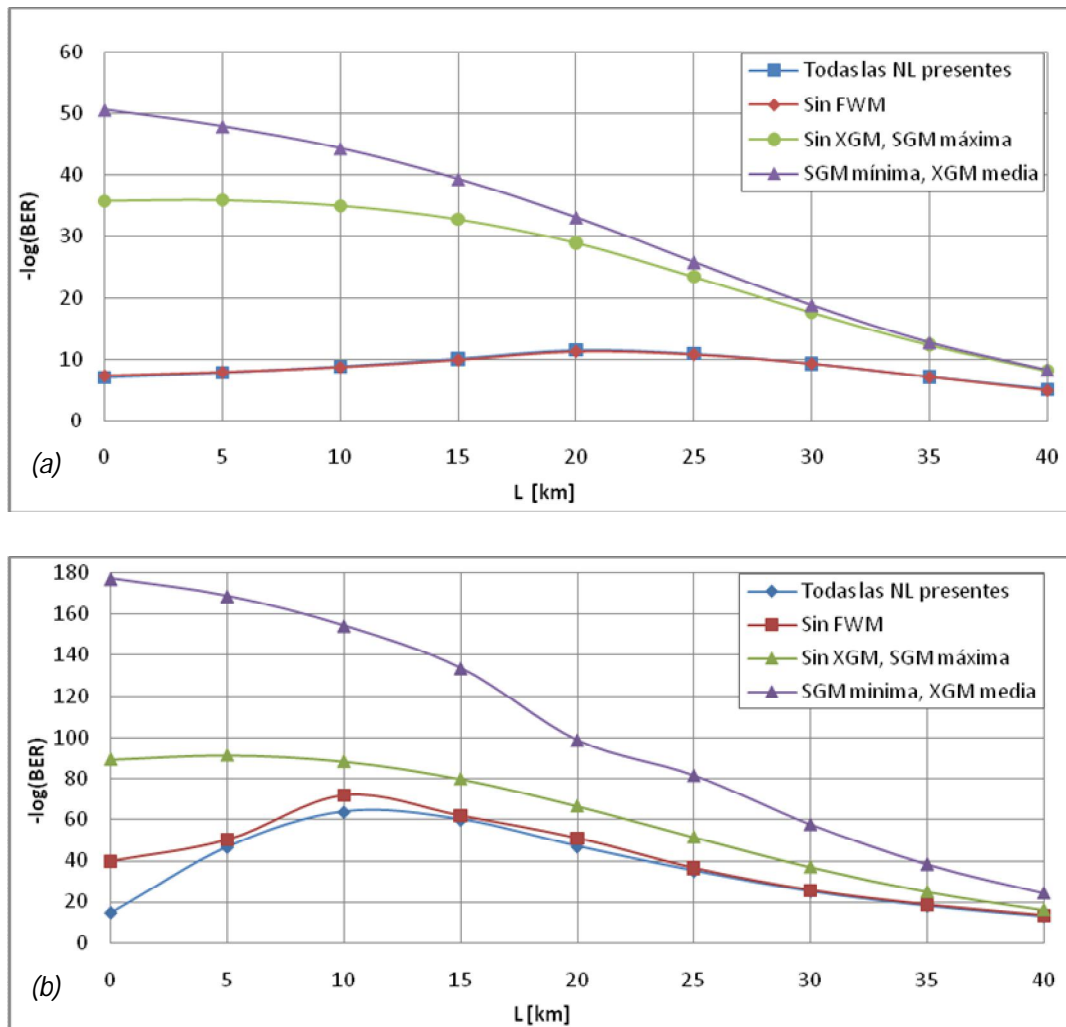


Figura 4.14 Discriminación del impacto de las no linealidades del SOA para (a) 4 canales WDM -ver Figura 3.9-, (b) 16 canales WDM -ver Figura 4.10-

Comparando ambas gráficas, se observa que para el sistema de dieciséis canales, la diferencia de desempeño entre el escenario en que se elimina XGM (curva en verde) y en el que se reduce SGM al mínimo (curva violeta), es mucho mayor que para el sistema de cuatro canales.

Esta gran diferencia se explica de la siguiente manera: para el caso de dieciséis canales, al cuadruplicar el número de canales, la potencia de la señal WDM es considerablemente mayor que en el caso de cuatro canales. Considerando el caso en que los dieciséis canales están alineados (curva en verde), la señal WDM es una secuencia de pulsos de alta potencia, por lo que, debido al efecto de SGM, la ER sufre una degradación considerablemente mayor a la correspondiente al caso de cuatro canales, disminuyendo el desempeño. Por el contrario, al disminuir SGM al mínimo (curva en violeta), la degradación de la ER es mucho menor y el desempeño sí crece abruptamente. Además, si bien es cierto que el impacto de XGM crece al aumentar el número de canales y el desempeño debería aumentar en forma proporcional al eliminarlo (curva en verde), debe recordarse que al aumentar el número de canales, la señal WDM se suaviza (excepto si los canales están alineados), resultando en una mejor recuperación de la ganancia en el SOA, mejorando el desempeño del sistema. En los sistemas analizados, debido al efecto de la dispersión, los canales prácticamente nunca están alineados. Por lo tanto, al aumentar el número de canales, se contrarresta el efecto perjudicial del aumento de XGM con el efecto positivo de que la señal WDM se suaviza, lo cual mejora el desempeño del SOA. Por estas razones, los valores de desempeño obtenidos con la curva violeta son bastante más altos en el caso de 16 que en el de 4 canales: al aumentar el número de canales, el impacto de SGM cuando los canales están alineados, es cada vez mayor que el impacto de XGM en el deterioro del desempeño del sistema. Por fortuna, el caso en que los canales están alineados y portando la misma información, es altamente improbable, como se ha mencionado anteriormente, por lo que la no linealidad más perjudicial en sistemas WDM reales pre-amplificados mediante un SOA es XGM.

Por último, en la *figura 4.14* también se observa que el impacto de FWM aumenta proporcionalmente al aumentar el número de canales, precisamente como se esperaba, ya que al aumentar los canales aumentan las combinaciones posibles de mezclado para producir tonos FWM que degradan al sistema. Mientras que en la *figura 4.14a*, correspondiente al sistema de cuatro canales, el desempeño es prácticamente el mismo eliminando o no FWM, en la *figura 4.14b* se observa una diferencia más apreciable, principalmente en los enlaces cortos, en que las potencias son mayores.

Capítulo 5

Conclusiones

5.1) Conclusiones generales

Nuestro tiempo ha sido tentativamente denominado *La Era de la Información*. Es un hecho que la demanda de transmisión y recepción de datos está continuamente aumentando y lo seguirá haciendo. En las redes de telecomunicaciones, aumentar la tasa de transmisión y ampliar la cobertura geográfica son dos necesidades fundamentales que deben ser satisfechas constantemente. Por tanto, las redes de transporte soportadas por sistemas ópticos de comunicaciones deben ser constantemente actualizadas, labor que requiere investigación y desarrollo continuos.

Actualmente, los sistemas ópticos comerciales son capaces de transmitir tasas de hasta 100 Gbps en una sola fibra óptica. La última actualización del estándar Ethernet, publicada en junio de 2010, define especificaciones para redes de área local y metropolitana a tasas de 40 y 100 Gbps para enlaces de hasta 40 [km]. La UIT ha determinado que la tasa de la siguiente recomendación OTN (*Optical Transport Network*) para redes de largo alcance (*Long-Haul*) será de 112 Gbps, capaz de transportar las tramas de 100 GbE [1]. De acuerdo a las predicciones de IDC (*International Data Corporation*), la salida de datos de los servidores se duplica cada 24 meses, mientras que la cantidad de tráfico sobre las redes de los proveedores lo hace cada 18 meses. De acuerdo con estas predicciones, sistemas operando a 100 Gbps en la actualidad, requerirán tasas alrededor de los 400 Gbps en cinco años y tasas de terabits por segundo en 10 años. Motivados, y anticipándose a estas necesidades, los grupos de investigación y desarrollo se encuentran trabajando en los diferentes prototipos de sistemas que podrían cubrir esta demanda.

Como fue expuesto al final del primer capítulo del presente documento, se ha considerado que la actualización de Ethernet más viable debe definir especificaciones para sistemas a una tasa de transmisión de 400 Gbps a una distancia máxima de 40 [km]. Por esta razón, en el presente proyecto se analizó numéricamente la factibilidad técnica de un sistema WDM operando a 400 Gbps, para enlaces de 0 de 40 [km]. Se demostró numéricamente, por primera vez hasta donde sabemos, que un sistema WDM de 16 canales a una tasa de 25 Gbps es factible como interfaz óptica de 400 GbE de rango extendido, es decir, que la transmisión de información puede considerarse "libre de errores" (BER inferior a 10^{-12}). Así mismo, mediante diversos análisis numéricos, se fijaron los parámetros óptimos para garantizar esta factibilidad técnica, los cuales se resumen en el siguiente párrafo. Cabe destacar que la arquitectura de la interfaz óptica propuesta para 400 GbE de rango extendido es una extensión natural de la utilizada para 100 GbE de rango extendido, lo cual tiene la gran ventaja de que emplea componentes existentes en el mercado, o que se ha anunciado lo estarán en un plazo máximo de 2 años.

La tasa de transmisión de cada uno de los 16 canales multiplexados WDM se contempla igual a 25.781 Gbps, empleando modulación en amplitud OOK. Los transmisores EML operan con una potencia de salida de +2.9 dBm, OSNR de 39 dB, ER de 8 dB y la longitud de onda central de cada láser está definida por un plan de frecuencias que va de 228.2 a 234.2 [THz] (1313.72 -

1280.07 [nm]) con un espacio intercanal de 400 [GHz]. El espectro de ASE de cada DFB se centra en la frecuencia central del láser con un ancho de banda de 5 [THz] y se considera un ancho de línea del láser igual a 30 [MHz]. Las pérdidas del MUX son de -3.7 dB, del DEMUX de -5.2, de los conectores un total de -2 dB, de la atenuación por fibra óptica para el enlace más largo, 40 km, de -20 dB (0.5 [dB/km]). La fibra óptica considerada es SMF estándar, cuyos parámetros se eligen siguiendo las especificaciones de la recomendación ITU-T G.652. La ganancia de señal pequeña del SOA es de 23 dB, la potencia de salida de saturación es de 8 dBm, la longitud de onda para de máxima ganancia es de 1300 [nm], la figura de ruido es igual a 7.5 dB. El resto de los parámetros del SOA se muestra en la *tabla 5.1*.

Parámetros del SOA	Valor	Unidades
Tiempo de vida de los portadores	200	ps
Tiempo de relajación de temperatura	500	fs
Factor de compresión de <i>carrier heating</i> CH	0.002	1/mW
Factor de Henry α	6.0	
Factor de Henry para la temperatura α_T	3.0	

Tabla 5.1 Parámetros ópticos de un SOA estándar

Dado que la arquitectura propuesta en el presente proyecto para 400 GbE es una extensión de la utilizada en 100 GbE, se analizó numéricamente, como punto de partida, el impacto de los efectos no lineales del Amplificador Óptico de Semiconductor en el desempeño de un sistema WDM de 4 canales a 25 Gbps empleado como interfaz óptica de 100 GbE a 40 km. Mediante este análisis se obtuvieron conclusiones interesantes. Al realizar este mismo análisis para el sistema WDM de 16 canales, estas conclusiones fueron reafirmadas y extendidas. A continuación se enuncian las conclusiones generales.

El desempeño del sistema pre-amplificado muestra dos regiones diferenciadas separadas por un pico de desempeño para un enlace medio. En la primera, para enlaces cortos, la potencia de entrada al SOA es alta, por lo que el SOA se satura y opera en régimen no lineal, resultando en un comportamiento anómalo de la curva de desempeño: éste aumenta conforme aumenta el enlace. La curva de razón de extinción ER en función de la longitud del enlace sigue este mismo comportamiento, lo cual evidencia que éste es resultado de los efectos no lineales del SOA. Conforme aumenta la longitud del enlace, la potencia de entrada al SOA disminuye. Para cierta longitud, la potencia de entrada al SOA es menor a su potencia de saturación y se puede considerar que opera en régimen lineal. Esto se hace evidente en la región de enlaces largos, en la cual la curva de desempeño se normaliza: disminuye conforme aumenta el enlace, debido a la degradación de la OSNR por la pérdida de potencia de la señal al viajar por la fibra óptica.

En el deterioro del desempeño del sistema debido a efectos no lineales, SGM y XGM tienen mayor contribución que FWM. Se demostró que conforme las señales temporales de todos los canales están más correlacionadas entre sí, el impacto de SGM es más pronunciado, ya que se producen picos de alta potencia que saturan al SOA. A la par, XGM disminuye, ya que, si las señales tienden a ser las mismas, el efecto de modularse entre sí tiende a anularse. En un sistema real Ethernet, la información de cada canal puede considerarse decorrelacionada en todo momento, por lo que puede afirmarse que XGM es el efecto que más afecta a estos

sistemas. Sólo en casos excepcionales en que se transmita una secuencia repetida de larga duración, por ejemplo compuesta sólo de estados altos, podría darse el caso de que las señales estén correlacionadas, existiendo picos de alta potencia que saturen al SOA y el desempeño disminuya considerablemente. Este caso, altamente improbable en una transmisión convencional, podría servir como una alarma de falla en el transmisor si se sensa una caída abrupta en el desempeño en el receptor.

Al comparar el efecto de correlacionar/decorrelacionar las señales temporales, introduciendo en el transmisor diferentes retardos entre los canales, se mostró que al aumentar el número de canales, disminuye la posibilidad de tener picos de alta potencia, ya que gracias al defasamiento, aun ligero, al atravesar un pequeño enlace de fibra óptica debido a la dispersión cromática de esta, la suma de todas las señales es más suave para cualquier retardo, exceptuando el caso en que a la entrada del SOA los canales estén correlacionados, para el cual la caída en el desempeño es mucho más grande en el sistema de 16 canales que en el de 4. Sin embargo, este caso es altamente improbable, como se explicó anteriormente, por lo que se puede generalizar que al aumentar los canales en un sistema WDM, la señal multiplexada tiende a ser más uniforme, por lo que el efecto de XGM es el dominante.

Si bien FWM no afecta el desempeño de forma tan considerable como SGM y XGM, sí tiene repercusiones. Para un sistema de 4 canales no son tan evidentes, pero al aumentar a 16 el número de canales, el impacto en el deterioro del desempeño es mayor. Si bien al aumentar el número de canales en un sistema WDM, la señal es más uniforme y se evitan los picos de alta potencia, el efecto de FWM se hace más considerable, lo que remarca la necesidad de realizar análisis numérico para contrastar diferentes escenarios antes de aventurarse a realizar conclusiones apresuradas.

Al analizar el impacto de variar el espacio intercanal se encontró que el desempeño aumenta conforme éste aumenta, siempre que el ancho de banda de la señal WDM sea menor que el ancho de banda del SOA. En el caso del sistema de 4 canales se compararon espacios intercanal de 200 GHz, 400 GHz, 600 GHz y 800 GHz, siendo con el espaciamiento de 800 GHz con el que mejor desempeño se obtuvo, corroborando la elección hecha en el estándar para 100 GbE. Para la propuesta de 400 GbE solamente se compraron espacios intercanal de 200 GHz y 400 GHz, ya que al considerar espaciamientos mayores, el ancho de banda de la señal WDM sería comparable o mayor al ancho de banda del SOA. Se obtuvo un mejor desempeño con un espacio intercanal de 400 GHz.

Se encontró que FWM es el principal responsable de esta diferencia de desempeño en función del espacio intercanal. El deterioro en el desempeño crece al aumentar el número de canales, ya que el número de tonos FWM surgidos, que interfieren con los canales transmitidos, aumenta exponencialmente. Si al hacer mayor el espacio intercanal disminuye el efecto perjudicial de FWM sería lógico separar los canales lo mayor posible. Sin embargo, esto tiene sus limitantes. Si se requiere aumentar la tasa de transmisión de un sistema WDM, es necesario aumentar la tasa de los canales, conservando su número, o aumentar el número de canales conservando la tasa individual de cada canal. Debido a las limitaciones que imponen los dispositivos electrónicos para aumentar la tasa de transmisión de cada canal, es más viable

aumentar el número de canales. Además del aumento de ancho de banda de la señal WDM correspondiente al aumento del número de canales, se suma el correspondiente al espacio intercanal entre ellos. En la actualidad, el ancho de banda requerido en los sistemas de telecomunicaciones está alcanzando el límite que impone el ancho de banda de los amplificadores, por lo que ya no es viable utilizar valores grandes para el espacio intercanal en los sistemas WDM, como se mostró al elegir el espacio intercanal de 400 [GHz] para el sistema 400 GbE propuesto. Por el contrario, conforme aumenta la tasa de transmisión de los sistemas ópticos de telecomunicaciones la tendencia que se está desarrollando es la de multiplexar los canales lo más estrechamente posible, sobre lo que se tratará en el punto 5.2.

En los sistemas WDM analizados se encontró que el impacto en el desempeño de las no linealidades de la fibra óptica pueden considerarse despreciables y que la penalización de potencia debido a la dispersión cromática es muy pequeña, en el peor de los casos menor a 0.25 dB. Esto debido a que se opera en la ventana de los 1300 [nm], en la cual, la dispersión cromática es mínima. Al elegir esta banda, si bien se gana en este sentido, se pierde en el presupuesto de potencia, ya que presenta una atenuación de alrededor de 0.5 [dB/km], a diferencia de la atenuación en la ventana de los 1550 [nm] de aproximadamente 0.2 [dB/km]. Este sacrificio de potencia, realizado con el fin de evitar sistemas de compensación de la dispersión, se solventa mediante el uso del SOA. Desafortunadamente, para enlaces cortos, el SOA añade una penalización en el desempeño, como se ha mostrado anteriormente. Sin embargo, se ha mostrado en este documento, que la ganancia que otorga el SOA es mayor que la penalización debido a sus no linealidades, por lo que se justifica plenamente su uso en los sistemas analizados.

5.2) Trabajo futuro

En el presente proyecto, se ha demostrado mediante análisis numérico, que es factible utilizar la tecnología WDM con formato de modulación OOK sobre fibra SSMF y siguiendo la asignación de frecuencias propuesta por la ITU-T, para un sistema Ethernet a 400 Gbps con un alcance máximo de 40 [km]. La arquitectura de este sistema es una extensión de su antecesor, 100 GbE, que cuenta ya con productos comerciales para la primera generación de transceptores, y ha sido anunciada la segunda generación para éste año (2012) o el siguiente. Por lo tanto, se puede afirmar que en poco tiempo se contará con la tecnología comercial necesaria para implementar el sistema 400 GbE a 40 [km] y, de acuerdo a las predicciones, existirá demanda para sistemas operando a esta tasa de transmisión.

Sin embargo, es claro que la demanda de transmitir más información y llegar más lejos sin necesidad de regenerar la señal óptica, continuará en aumento. Más allá de 400 Gbps para redes locales y metropolitanas, o más allá de 100 Gbps para redes de largo alcance, la tecnología existente actualmente ya no parece ser factible.

El número de láseres para transmitir tasas del orden de Tbps, multiplexando canales modulados con OOK a 25 Gbps o incluso a 50 Gbps, es muy grande para ser práctico. De la misma forma, aumentar la tasa por canal implica un gran reto para los dispositivos

electrónicos. Sumado a esto, el ancho de banda de los amplificadores ópticos impone una limitación para transmitir a grandes distancias tasas de información elevadas utilizando el formato OOK.

Por todo esto, se hace evidente la necesidad de incrementar la eficiencia espectral de los sistemas ópticos. Hasta hace algunos años, esto no parecía necesario, debido a que el ancho de banda de los sistemas ópticos parecía demasiado grande para saturarlo. En un futuro próximo, esto ya no será así.

Para incrementar la eficiencia espectral de los sistemas ópticos, se puede recurrir a dos técnicas: utilizar formatos avanzados de modulación, que permitan transmitir más bits por segundo en cada hertzio, y utilizar técnicas de multiplexión que permitan agrupar los canales cada vez más cerca, incluso traslapándose, pero con la posibilidad de demultiplexarlos sin interferencia entre ellos.

Para ello, existen desde hace varios años técnicas que han sido implementadas en el dominio eléctrico y de radiofrecuencia. Formatos de modulación como Modulación en Amplitud de Multinivel por Cuadratura *m*-QAM (*Multilevel Quadrature Amplitude Modulation*) o Modulación Digital Multinivel en Fase *m*-PSK (*Multilevel Phase Shift Keying*) se utilizan exitosamente en los estándares de radio y video digital. Por otra parte, la técnica Multiplexión por División de Frecuencias Ortogonales (OFDM, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) ha sido implementada en estándares de redes inalámbricas, radio y video digital, entre otros.

Estas técnicas han sido investigadas en años recientes para ser implementadas en el dominio óptico [2]. En el terreno de prototipos de investigación, se tienen muchas propuestas que han sido demostradas experimentalmente, aunque no se han comenzado a comercializar. Es un hecho que las nuevas generaciones de sistemas ópticos de comunicaciones estarán basados en el uso de estas técnicas, por lo cual es un área de investigación promisoría que ofrece un amplio abanico de posibilidades para futuro trabajo de investigación en el desarrollo de sistemas ópticos de telecomunicaciones a tasas del orden de terabits por segundos cubriendo distancias del orden de cientos de kilómetros.

Referencias

Capítulo 1

- [1] IEEE 802.3, *IEEE Standard for Information technology-Specific requirements - Part 3: Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection (CSMA/CD) Access Method and Physical Layer Specifications*. (1983)
[Online] Disponible en: <http://standards.ieee.org/about/get/802/802.3.html>
- [2] M. Norris. *Gigabit Ethernet, technology and applications*. Artech House. (2003)
- [3] E. Schmidberg. *MetroEthernet, Seminario técnico*. IEEE. (2009)
- [4] C. E. Spurgeon. *Ethernet, the definitive guide*. O'Reilly Media. (2000)
- [5] A. S. Tanenbaum. *Redes de ordenadores, 3ª Ed*. Prentice Hall. (1997)
- [6] K. Gerd. *Local Area Networks, 2ª Ed*. McGraw-Hill. (2002)
- [7] C. E. Spurgeon. *Ethernet, the definitive guide*. O'Reilly Media. (2000)
- [8] U. Black. *Redes de computadores, 2ª Ed*. Alfaomega. (1997)
- [9] A. S. Tanenbaum. *Redes de ordenadores, 3ª Ed*. Prentice Hall. (1997)
- [10] K. Gerd. *Local Area Networks, 2ª Ed*. McGraw-Hill. (2002)
- [11] A. S. Tanenbaum. *Redes de ordenadores, 4ª Ed*. Prentice Hall. (2003)
- [12] IEEE 802.3x, *Full Duplex and flow control; also incorporates DIX framing, so there's no longer a DIX/802.3 split*. (1997)
[Online] Disponible en: <http://standards.ieee.org/about/get/802/802.3.html>
- [13] A. S. Tanenbaum. *Redes de ordenadores, 4ª Ed*. Prentice Hall. (2003)
- [14] K. Gerd. *Local Area Networks, 2ª Ed*. McGraw-Hill. (2002)
- [15] M. Norris. *Gigabit Ethernet, technology and applications*. Artech House. (2003)
- [16] M. Norris. *Gigabit Ethernet, technology and applications*. Artech House. (2003)
- [17] Anritsu. *Technical Note: 10 Gigabit Ethernet*. Anritsu Corporation. (2002)
- [18] J. Thatcher. *High Speed Study Group Objectives*. IEEE P802.3ae Task Force 10 GbE. (2001)
- [19] G. Waters. *10 Gigabit Ethernet and the XAUI interface*. Agilent Technologies. (2002)
- [20] 10 Gigabit Ethernet Alliance. *10 Gigabit Ethernet Technology Overview White Paper*. 10 GEA. (2002)
[Online] Disponible en: <http://www.10gea.org>
- [21] 10 Gigabit Ethernet Alliance. *10 Gigabit Ethernet Technology Overview White Paper*. 10 GEA. (2002)
[Online] Disponible en: <http://www.10gea.org>
- [22] J. D'Ambrosia, et al. *XAUI: An Overview*. (2002)
- [23] M. Norris. *Gigabit Ethernet, technology and applications*. Artech House. (2003)
- [24] SENACITEL. *Nuevas Tecnologías de Fibras Ópticas y su Implementación en Redes Nacionales*. Seminario Nacional de Telecomunicaciones y Congreso Internacional de Telecomunicaciones. (2004)
[Online] Disponible en: <http://antigua.senacitel.cl/downloads/senacitel2004/tt29.pdf>
- [25] J. H. Gutiérrez-Pérez. *Análisis de factibilidad en la implantación de 100 GbE sobre fibra SMF a 40 km*. UNAM. (2008)

- [26] ITU-T G.694.1, *Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid*. (2002)
[Online] Disponible en: <http://www.itu.int/rec/T-REC-G.694.1-200206-S/en>
- [27] Adaptado por HSSG y aprobado por IEEE P802.3ba. Objetivos, reunión plenaria Julio 2007. (2007)
- [28] *Ethernet de 40 GbE y 100 GbE, dos velocidades bajo un mismo estándar*. Management & Tecnología. (2007)
- [29] IEEE 802.3ba, *IEEE Standard for Information technology-Telecommunications and information exchange between systems-Local and metropolitan area networks-Specific requirements Part 3: Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection (CSMA/CD) Access Method and Physical Layer Specifications - Amendment 4: Media Access Control Parameters, Physical Layers and Management Parameters for 40 Gb/s and 100 Gb/s Operation*. (2010)
[Online] Disponible en: <http://standards.ieee.org/about/get/802/802.3.html>
- [30] J. D'Ambrosia, et al. *40 Gigabit Ethernet and 100 Gigabit Ethernet Technology Overview*. Ethernet Alliance. (2008)
- [31] J. D'Ambrosia, et al. *40 Gigabit Ethernet and 100 Gigabit Ethernet Technology Overview*. Ethernet Alliance. (2008)
- [32] IEEE 802.3ba, *IEEE Standard for Information technology-Telecommunications and information exchange between systems-Local and metropolitan area networks-Specific requirements Part 3: Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection (CSMA/CD) Access Method and Physical Layer Specifications - Amendment 4: Media Access Control Parameters, Physical Layers and Management Parameters for 40 Gb/s and 100 Gb/s Operation*. (2010)
[Online] Disponible en: <http://standards.ieee.org/about/get/802/802.3.html>
- [33] IEEE 802.3ba, *IEEE Standard for Information technology-Telecommunications and information exchange between systems-Local and metropolitan area networks-Specific requirements Part 3: Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection (CSMA/CD) Access Method and Physical Layer Specifications - Amendment 4: Media Access Control Parameters, Physical Layers and Management Parameters for 40 Gb/s and 100 Gb/s Operation*. (2010)
[Online] Disponible en: <http://standards.ieee.org/about/get/802/802.3.html>
- [34] C. Cole. *100-Gb/s and beyond transceiver technologies*. Optical Fiber Technology, No. 17. (2011)
- [35] S. Hardy. *The 10x10 MSA conundrum*. Lightwave. Mayo, 2011. (2011)
- [36] R. Ward. *OFC announcements and market trends*. Gazzetabyte. Abril, 2011. (2011)
- [37] G. Peckham. *Xilinx's 400 Gigabit Ethernet FPGA*. Gazzetabyte. Noviembre, 2010. (2010)
- [38] C. Cole. *100-Gb/s and beyond transceiver technologies*. Optical Fiber Technology, No. 17. (2011)
- [39] J. D'Ambrosia, K. Shrikhande. *Standardization efforts for 100 Gigabit Ethernet and beyond*. Optical Fiber Technology, No. 17 (2011)
- [40] H. Frazier. *Review of the 5 criteria*. IEEE 802.3 HSSG. (2006)
- [41] C. Cole. *1 TbE Transport – Why, When and How?*. OFC/NFOEC. (2010)
- [42] G. Peckham. *Xilinx's 400 Gigabit Ethernet FPGA*. Gazzetabyte. Noviembre, 2010. (2010)
- [43] C. Cole. *1 TbE Transport – Why, When and How?*. OFC/NFOEC. (2010)

- [44] T. Fujisawa, *et al.* 1.3- μm , 50-Gbit/s EADFB Lasers for 400GbE. OWD4 OSA/OFC/NFOEC. (2011)

Capítulo 2

- [1] B. Saleh, M. Teich. *Fundamentals of Photonics*, 2° ed. Wiley. (2007)
- [2] G. Agrawal. *Fiber-Optic Communication Systems*, 3° ed. Wiley. (2002)
- [3] P. Y. Yu, M. Cardona. *Fundamentals of Semiconductors: Physics and Materials Properties*, 4ª Ed. Springer. (2001)
- [4] J. Contreras-Torres. *Estudio teórico del desempeño de un Amplificador Óptico de Semiconductor como Convertidor de Longitud de Onda Óptico*. UNAM. (2005)
- [5] G. Agrawal. *Fiber-Optic Communication Systems*, 3° ed. Wiley. (2002)
- [6] G. Agrawal. *Fiber-Optic Communication Systems*, 3° ed. Wiley. (2002)
- [7] G. Agrawal. *Fiber-Optic Communication Systems*, 3° ed. Wiley. (2002)
- [8] J. Wiesenfeld. *Gain dynamics and associated nonlinearities in Semiconductor Optical Amplifiers*. International Journal of High Speed Electronics and Systems, Vol. 7, No. 1. (1996)
- [9] R. Gutiérrez-Castrejón. *Notas del curso Sistemas Ópticos de Alta Velocidad*. UNAM. (2011)
- [10] R. Gutiérrez-Castrejón. *Notas del curso Sistemas Ópticos de Alta Velocidad*. UNAM. (2011)
- [11] R. Gutiérrez-Castrejón. *Nonlinear dynamics of semiconductor optical amplifier in Optical Amplifiers*. Novinka. (2012)
- [12] J. Wiesenfeld. *Gain dynamics and associated nonlinearities in Semiconductor Optical Amplifiers*. International Journal of High Speed Electronics and Systems, Vol. 7, No. 1. (1996)
- [13] L. Occhi. *Semiconductor Optical Amplifiers made of Ridge Waveguide Bulk InGaAsP/InP: Experimental Characterisation and Numerical Modelling of Gain, Phase, and Noise*. Eidgenössische Technische Hochschule Zürich. (2002)
- [14] J. Wiesenfeld. *Gain dynamics and associated nonlinearities in Semiconductor Optical Amplifiers*. International Journal of High Speed Electronics and Systems, Vol. 7, No. 1. (1996)
- [15] J. Wiesenfeld. *Gain dynamics and associated nonlinearities in Semiconductor Optical Amplifiers*. International Journal of High Speed Electronics and Systems, Vol. 7, No. 1. (1996)
- [16] L. Occhi. *Semiconductor Optical Amplifiers made of Ridge Waveguide Bulk InGaAsP/InP: Experimental Characterisation and Numerical Modelling of Gain, Phase, and Noise*. Eidgenössische Technische Hochschule Zürich. (2002)
- [17] R. Gutiérrez-Castrejón. *Nonlinear dynamics of semiconductor optical amplifier in Optical Amplifiers*. Novinka. (2012)
- [18] J. Wiesenfeld. *Gain dynamics and associated nonlinearities in Semiconductor Optical Amplifiers*. International Journal of High Speed Electronics and Systems, Vol. 7, No. 1. (1996)
- [19] X. Li, *et al.* *Gain recovery in semiconductor optical amplifiers*. Optics Communications No. 281. (2008)

- [20] L. Occhi. *Semiconductor Optical Amplifiers made of Ridge Waveguide Bulk InGaAsP/InP: Experimental Characterisation and Numerical Modelling of Gain, Phase, and Noise*. Eidgenössische Technische Hochschule Zürich. (2002)
- [21] L. Occhi. *Semiconductor Optical Amplifiers made of Ridge Waveguide Bulk InGaAsP/InP: Experimental Characterisation and Numerical Modelling of Gain, Phase, and Noise*. Eidgenössische Technische Hochschule Zürich. (2002)
- [22] K. Hussain, et al. *Intraband effects on ultrafast pulse propagation in semiconductor optical amplifiers*. Indian Academy of Sciences, Vol. 75, No. 5. (2010)
- [23] Y. Wen, J. Mo, Y. Wang. *Advanced data modulation techniques for WDM transmission*. IEEE Communications Magazine, Vol. 8. (2006)
- [24] R. Gutiérrez-Castrejón. *Nonlinear dynamics of semiconductor optical amplifier in Optical Amplifiers*. Novinka. (2012)
- [25] J. Wiesenfeld. *Gain dynamics and associated nonlinearities in Semiconductor Optical Amplifiers*. International Journal of High Speed Electronics and Systems, Vol. 7, No. 1. (1996)
- [26] T. Durhuus, et al. *All-Optical Wavelength Conversion by Semiconductor Optical Amplifiers*. IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol. 14, No. 6. (1996)
- [27] J. Wiesenfeld. *Gain dynamics and associated nonlinearities in Semiconductor Optical Amplifiers*. International Journal of High Speed Electronics and Systems, Vol. 7, No. 1. (1996)
- [28] *Special issue on dynamic gratings and four-wave mixing*. IEEE J. Quantum Electron. QE-22 (1986)
- [29] H. Nakajima, R. Frey. *Intracavity nearly degenerate four-wave mixing in a (GaAl)As semiconductor laser*. Appl. Phys. Lett. 47. (1985)
- [30] G. Agrawal. *Intracavity resonant degenerate four-wave mixing: bistability in phase conjugation*. J. Opt. Soc. Am. 73. (1983).
- [31] J. Wiesenfeld. *Gain dynamics and associated nonlinearities in Semiconductor Optical Amplifiers*. International Journal of High Speed Electronics and Systems, Vol. 7, No. 1. 1996
- [32] S. Scotti, et al. *Effects of ultrafast processes on frequency converters based on four-wave mixing in semiconductor optical amplifiers*. IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, Vol. 3. (1997)
- [33] M.P. Dlubek. *Experimental verification of the existence of optically induced carrier pulsations in SOAs*. Optics Communications 283. (2010)

Capítulo 3

- [1] J. Vega, et al. *Multi-tier approach for data acquisition programming in the TJ-II remote participation system*. Rev. Scientific. Instrum. 75. (2004)
- [2] P.J. Moriarty, et al. *Graphical computing in the undergraduate laboratory. Teaching and interfacing with Lab-View*. Amer. J. Phys. 71. (2003)
- [3] R. Bitter, T. Mohiuddin, M. Nawrocki. *LabVIEW, Advanced Programming Techniques*. CRC Press. (2000)
- [4] P.K. Das, D.B. Koch. *The use of visual programming languages for communication system simulation*. IEEE Proc. of Southeast Con 91. (1991)
- [5] R.W. Sandage, J.A. Conelly. *A novel tool for circuit-system modeling*. IEEE 39th Midwest Symposium on Circuits and Systems, vol. 1. (1996)

- [6] R. Gutiérrez-Castrejón, M. Duelk. *Using LabVIEW™ for advanced nonlinear optoelectronic device simulations in high-speed optical communications*. Computer Physics Communications 176. (2006)
- [7] M. Duelk, R. Gutiérrez-Castrejón. *4 x 25-Gb/s 40-km PHY at 1310 nm for 100 GbE Using SOA-Based Preamplifier*. Journal of Lightwave Technology, Vol. 26, No. 12. (2008)
- [8] M. Duelk, R. Gutiérrez-Castrejón. *4 x 25-Gb/s 40-km PHY at 1310 nm for 100 GbE Using SOA-Based Preamplifier*. Journal of Lightwave Technology, Vol. 26, No. 12. (2008)
- [9] P. J. Winzer, A. Kalmar. *Sensitivity enhancement of optical receivers by impulse coding*. Journal of Lightwave Technology, Vol. 17, No. 2 (1999)
- [10] R. Gutiérrez-Castrejón, M. Duelk, P. Bernasconi. *A versatile modular computational tool for complex optoelectronic integrated circuits simulation*. Optical and Quantum Electronics, No.38. (2006)
- [11] R. Gutiérrez-Castrejón, M. Duelk. *Using LabVIEW™ for advanced nonlinear optoelectronic device simulations in high-speed optical communications*. Computer Physics Communications 176. (2006)
- [12] IEEE 802.3ba, *IEEE Standard for Information technology-Telecommunications and information exchange between systems-Local and metropolitan area networks-Specific requirements Part 3: Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection (CSMA/CD) Access Method and Physical Layer Specifications - Amendment 4: Media Access Control Parameters, Physical Layers and Management Parameters for 40 Gb/s and 100 Gb/s Operation*. (2010)
[Online] Disponible en: <http://standards.ieee.org/about/get/802/802.3.html>
- [13] J. C. Cartledge, B. Christensen. *Optimum operating points for electroabsorption modulators in 10 Gb/s transmission systems using nondispersion shifted fiber*. Journal of Lightwave Technology, Vol. 16, No. 3. (1998)
- [14] F. Devaux, Y. Sorel, 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)
- [15] M. Traverso. *Approach for 40 km PMD*. Presentado en IEEE 802.3 Higher Speed Study Group Meeting, Orlando, FL, Marzo, 2007. (2007)
[Online]. Disponible en: <http://grouper.ieee.org/groups/802/3/hssg/public/index.htm>, IEEE HSSG Contribution traverso_01_0307.pdf
- [16] M. Traverso. *Approach for 40 km PMD*. Presentado en IEEE 802.3 Higher Speed Study Group Meeting, Ottawa, ON, Canada, Abril, 2007 (2007)
[Online]. Disponible en: <http://grouper.ieee.org/groups/802/3/hssg/public/index.htm>, IEEE HSSG Contribution traverso_01_0407.pdf
- [17] ITU-T G.652, *Characteristics of a single-mode optical fibre and cable*. (1988)
[Online]. Disponible en: <http://www.itu.int/rec/T-REC-G.652/en>
- [18] G. P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics, 3rd ed*. New York: Academic. (2001)
- [19] T. E. Murphy. SSROP-Split Step Fourier Propagation Software. (2007)
[Online]. Disponible en: <http://www.photonics.umd.edu/software/ssprop/>
- [20] A. Mecozzi, 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)
- [21] D. Cassioli, S. Scotti, 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)

-
- [22] M. Traverso. *Approach for 40 km PMD*. Presentado en IEEE 802.3 Higher Speed Study Group Meeting, Ottawa, ON, Canada, Abril, 2007 (2007)
[Online]. Disponible en: <http://grouper.ieee.org/groups/802/3/hssg/public/index.htm>, IEEE HSSG Contribution traverso_01_0407.pdf
- [23] M. Duelk, R. Gutiérrez-Castrejón. *4 x 25-Gb/s 40-km PHY at 1310 nm for 100 GbE Using SOA-Based Pre-amplifier*. Journal of Lightwave Technology, Vol. 26, No. 12. (2008)
- [24] A. R. Chraplyvy. *Limitations on lightwave communications imposed by optical-fiber nonlinearities*. Journal of Lightwave Technology, Vol. 8, No. 10 (1990)
- [25] G. Nava-Heredia. *Enlaces WDM de fibra óptica para el anillo metropolitano académico*. Facultad de Ingeniería, UNAM. (2009)
- [26] Gutiérrez Castrejón, R. *Hacia un sistema de telecomunicaciones completamente óptico*. Instituto de Ingeniería, UNAM. (2005)
- [27] G. Nava-Heredia. *Enlaces WDM de fibra óptica para el anillo metropolitano académico*. Facultad de Ingeniería, UNAM. (2009)
- [28] S. Kartalopoulos. *DWDM Networks, Devices, and Technology*. IEEE Press. (2003)

Capítulo 4

- [1] M. Duelk, R. Gutiérrez-Castrejón. *4 x 25-Gb/s 40-km PHY at 1310 nm for 100 GbE Using SOA-Based Pre-amplifier*. Journal of Lightwave Technology, Vol. 26, No. 12. (2008)
- [2] IEEE 802.3, *IEEE Standard for Information technology-Specific requirements - Part 3: Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection (CSMA/CD) Access Method and Physical Layer Specifications*. (1983)
[Online] Disponible en: <http://standards.ieee.org/about/get/802/802.3.html>
- [3] R. Gutiérrez-Castrejón, M. Duelk. *Electronic versus optical mitigation of nonlinearities in 4 x 25 Gb/s WDM system for 100 Gb Ethernet*. IEEE LEOS TuE2.2 (2008)
- [4] R. Gutiérrez-Castrejón, V. Dolores-Calzadilla, M. Duelk. *Gain-controlled semiconductor optical pre-amplifier for the 100 Gbit/s 40 km Ethernet receiver*. Applied Optics Vol. 48, No. 25. (2009)

Capítulo 5

- [1] ITU-T G.709, *Interfaces for the Optical Transport Network (OTN)*. (2012)
[Online] Disponible en: <http://www.itu.int/rec/T-REC-G.709/en>
- [2] W. Shieh, *et al.* *Coherent Optical OFDM: Theory and design*. Optics Express, Vol. 16, No.2. (2008)