



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA

INGENIERÍA ELÉCTRICA – TELECOMUNICACIONES

“ANÁLISIS NUMÉRICO Y OPTIMIZACIÓN DEL COMPORTAMIENTO DE UN AMPLIFICADOR ÓPTICO DE SEMICONDUCTOR (SOA) EN SISTEMAS WDM DE NUEVA GENERACIÓN”

TESIS

QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:

DOCTOR EN INGENIERÍA

PRESENTA:

ERNESTO RAMÍREZ CRUZ

TUTOR PRINCIPAL:

DR. RAMÓN GUTIÉRREZ CASTREJÓN.
INSTITUTO DE INGENIERÍA, UNAM.

COMITÉ TUTOR:

DR. JULIO CÉSAR TINOCO MAGAÑA.
CENTRO DE INVESTIGACIÓN EN MICRO Y NANOTECNOLOGÍA (MICRONA),
UNIVERSIDAD VERACRUZANA.

DR. SERGIY KHOTYAINTEV.
FACULTAD DE INGENIERÍA, UNAM.

CIUDAD DE MÉXICO, ENERO DEL 2019



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. Matías Maruri José María

Secretario: Dr. Ceballos Herrera Daniel Enrique

1er. vocal: Dr. Gutiérrez Castrejón Ramón

2do. vocal: Dr. Khotyaintsev Sergiy

3er. vocal: Dr. Tinoco Magaña Julio César

Lugar o lugares donde se realizó la tesis:

INSTITUTO DE INGENIERÍA, CIUDAD DE MÉXICO.

TUTOR DE TESIS:

Dr. Ramón Gutiérrez Castrejón

FIRMA

AGRADECIMIENTOS

Agradezco a cada uno de los integrantes del comité quienes con sus comentarios y críticas indudablemente enriquecieron esta tesis de doctorado.

Este trabajo de Tesis, realizado en el Instituto de Ingeniería de la Universidad Nacional Autónoma de México, representa el esfuerzo en el cual, directa o indirectamente, participaron diversas personas.

En primer lugar, a mi director de Tesis, el Dr. Ramón Gutiérrez Castrejón, mi más amplio agradecimiento por haberme confiado este trabajo en persona, por su valiosa dirección y apoyo para seguir en este camino de la investigación. Por todo el tiempo que me ha dado, por las conversaciones de las que tanto provecho he sacado, por el respaldo y amistad.

Expreso mi más sincero reconocimiento al Dr. Sergiy Khotyaintsev y el Dr. Julio César Tinoco Magaña por el interés que en todos estos años pusieron y sus valiosos comentarios vertidos en las diversas evaluaciones durante mis estudios de doctorado.

Al Dr. Daniel Enrique Ceballos Herrera, por su ayuda, consejos, comentarios y charlas en las desarrolladas dentro del grupo de investigación del Instituto de Ingeniería.

Al Dr. José María Matías Maruri mi más sincera gratitud por su invaluable apoyo para lograr la culminación de todo este proceso.

Un especial agradecimiento al Dr. Irving Rendón Salgado al que me gustaría agradecerle su amistad, apoyo, ánimo y compañía en las diferentes etapas de mi vida profesional y personal. Ya que con el he compartido incontables horas de trabajo y buenos ratos, lo cual no tiene precio.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) le agradezco la beca recibida durante mis estudios de doctorado.

Agradezco a la Dirección General de Asuntos del Personal Académico (DGAPA) de la UNAM por los apoyos recibidos a través de los proyectos PAPIIT: “Sistemas de transmisión de alta eficiencia espectral con aplicación a redes locales de gran capacidad” (IN103416) y “Aplicación de los amplificadores ópticos de semiconductor en el desarrollo de un transmisor para redes ópticas flexibles” (IN102318).

A la Coordinación General de Estudios de Posgrado (CGEP) de la UNAM por el apoyo económico que me brindaron para poder asistir a la International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON) 2018, llevada a cabo en la ciudad de Bucarest, Rumania.

A la UNAM y principalmente al Instituto de Ingeniería por darme acceso a sus instalaciones y diversos servicios que me permitieron culminar mis estudios de doctorado.

Finalmente, pero no menos importante, quiero dedicar este trabajo mis padres Eloy y Alberto, ya que todo esto nunca hubiera sido posible sin el amparo incondicional que me otorgaron y el cariño que me inspiraron. Las palabras nunca serán suficientes para testimoniar mi aprecio y mi agradecimiento. A ustedes, mi eterno reconocimiento y gratitud.

CONTENIDO

| | |
|--|-----------|
| ÍNDICE DE FIGURAS | I |
| ÍNDICE DE TABLAS | X |
| ACRÓNIMOS | XI |
| Capítulo 1. Introducción | 1 |
| 1.1. El crecimiento global del tráfico de datos en Internet: panorama histórico y proyecciones. | 2 |
| 1.2. Tendencias tecnológicas en los sistemas de comunicaciones ópticas. | 9 |
| 1.3. Justificación del proyecto de investigación de doctorado. | 17 |
| 1.4. Objetivos de la Tesis de doctorado | 20 |
| 1.5. Contribuciones del proyecto de investigación de doctorado. | 21 |
| 1.6. Producción derivada a partir del trabajo de investigación. | 22 |
| 1.7. Contenidos de la tesis por capítulos | 24 |
| Capítulo 2. El amplificador óptico de semiconductor | 27 |
| 2.1. Amplificadores ópticos de semiconductor para las futuras redes de transporte óptico..... | 27 |
| 2.2. Principio de operación del amplificador óptico de semiconductor. | 35 |
| 2.2.1. Inversión de población en amplificadores ópticos de semiconductor..... | 37 |
| 2.2.2. Fenómenos intra-banda e inter-banda..... | 38 |
| 2.3. Parámetros del amplificador óptico de semiconductor. | 39 |
| 2.3.1. Ganancia del SOA. | 41 |
| 2.3.2. Potencia de saturación del SOA. | 43 |
| 2.3.3. Figura de ruido del SOA..... | 44 |
| 2.4. Efectos no lineales del amplificador óptico de semiconductor. | 45 |
| 2.4.1. Automodulación de ganancia (SGM) y fase (SPM). | 46 |
| 2.4.2. Modulación cruzada de ganancia (XGM) y fase (XPM). | 49 |
| 2.4.3. Mezclado de cuatros ondas (FWM)..... | 52 |
| Capítulo 3. Simulador de un sistema de comunicaciones ópticas WDM de alta velocidad | 55 |
| 3.1. Análisis y diseño de sistemas de comunicación óptico a través de la simulación..... | 55 |
| 3.2. Modelado del equipo transmisor..... | 57 |
| 3.3. Modelado del láser de realimentación distribuida (DFB). | 61 |
| 3.4. Modelado del modulador de electro-absorción (EAM). | 63 |
| 3.5. Modelado del multiplexor (MUX) y demultiplexor (DEMUX)..... | 66 |
| 3.6. Modelado de la fibra óptica monomodo (SMF)..... | 68 |
| 3.7. Modelado del atenuador óptico variable (VOA). | 74 |
| 3.8. Modelado del amplificador óptico de semiconductor (SOA)..... | 75 |
| 3.9. Modelado del receptor óptico. | 84 |
| Capítulo 4. Sistemas de transmisión ópticos WDM de nueva generación | 88 |
| 4.1. Evolución histórica del estándar Ethernet..... | 88 |

| | | |
|---|---|------------|
| 4.2. | Soluciones ópticas para sistemas de transmisión de datos a través de fibra óptica con capacidades de 100 [Gb/s]..... | 91 |
| 4.3. | Soluciones ópticas para sistemas de transmisión de datos a través de fibra óptica con capacidades de 400 [Gb/s]..... | 94 |
| 4.4. | Soluciones ópticas para sistemas de transmisión de datos a través de fibra óptica con capacidades mayores a 400 [Gb/s]. | 114 |
| Capítulo 5. Esquemas de mitigación del efecto de XGM en procesos de amplificación multicanal WDM con SOA. | | 120 |
| 5.1. | Estado del arte de los esquemas de mitigación de las no linealidades del amplificador óptico de semiconductor. | 121 |
| 5.2. | Planteamiento del problema. | 125 |
| 5.3. | Mitigación de XGM en procesos de amplificación con SOA en sistemas multicanal mediante etapas de filtrado óptico. | 127 |
| 5.4. | Esquemas de procesamiento digital de señales para la mitigación de XGM en procesos de amplificación multicanal con SOA. | 158 |
| Capítulo 6. Conclusiones generales del trabajo de investigación..... | | 165 |
| Referencias bibliográficas..... | | 171 |
| Anexo: Productos de investigación | | 186 |

ÍNDICE DE FIGURAS

| | |
|---|----|
| Fig. 1.1 El rol de los sistemas de comunicaciones ópticas como la principal infraestructura de transporte en la era de la información y acelerado crecimiento en el tráfico de datos. Diversos campos de aplicación y servicios se verán beneficiados de los avances generados alrededor de las redes de transporte basadas en fibras ópticas [2]. | 2 |
| Fig. 1.2 Gráfica comparativa sobre la evolución histórica y proyecciones futuras en el comportamiento de la tasa de transmisión de las interfaces electrónicas (círculos) y capacidades de los sistemas WDM (triángulos) [1]. | 3 |
| Fig. 1.3 Gráfica sobre el comportamiento histórico en el crecimiento global del tráfico de datos en Internet en Gigabytes por día (GB/día) desde el año 1992 hasta el año 2021 [11]. | 4 |
| Fig. 1.4 Proyección anual del crecimiento de tráfico de datos IP fijo medido en petabytes por mes (PB/mes) de usuarios y empresas-gobiernos [12]. | 5 |
| Fig. 1.5 Proyección anual del crecimiento global del tráfico IP del usuario de servicios móviles y fijos medido en Petabytes por mes (PB/mes) [12]. | 6 |
| Fig. 1.6 Proyección anual del crecimiento global de tráfico IP del consumidor para cada una de las regiones del mundo medido en Petabytes por mes (PB/mes) [12]. | 6 |
| Fig. 1.7 Proyección anual del crecimiento global de tráfico IP definiendo los principales servicios que consumen mayor ancho de banda medido en Petabytes por mes (PB/mes) [12]. | 7 |
| Fig. 1.8 Principales avances generados para el desarrollo de redes de transporte de mayor capacidad. La creación de diversos componentes ópticos y esquemas de transmisión han permitido explotar de manera eficiente la enorme capacidad de transmisión que ofrece la fibra óptica [15]. | 10 |
| Fig. 1.9 Diversos tipos de fibras ópticas para las futuras redes de transporte óptico. (a) Arreglo de fibras (b) Fibras multi-elemento (MEF) (c) Fibras multi-núcleo (MCF) (d) Fibras de pocos modos (FMF) (e) Fibras de núcleo acoplado (CCF) (f) Fibras de banda prohibida fotónicas (PBGF) [17]. | 11 |
| Fig. 1.10 Principales dimensiones físicas capaces de manipular para incrementar la capacidad de los sistemas de transmisión ópticos. (i) Espacial: Fibras multi-núcleo, fibras de pocos modos, fibras de cinta. (ii) Polarización: Transmisión de datos a través de dos modos de polarización. (iii) Frecuencia: Operación de varios canales sobre distintas bandas de longitud de onda. (iv) Cuadratura: Utilización de esquemas de modulación en cuadratura (amplitud-fase). (v) Tiempo: Uso de esquemas de modulación multi-nivel y pulsos temporales con espectros rectangulares [20] [21]. | 12 |
| Fig. 1.11 Banda de operación de los amplificadores ópticos de semiconductor (SOA) y amplificadores ópticos basados en fibras dopadas (FOA, <i>Fiber Optic Amplifier</i>). El uso de diversos dopantes en el caso de amplificadores basados en fibras posibilita la operación en distintas regiones ópticas, mientras que un mismo amplificador óptico de semiconductor es capaz de operar dentro de las mismas regiones [22]. | 13 |
| Fig. 1.12 Representación gráfica de los tres principales factores (<i>tasa de símbolos, multiplicidad de sub-portadoras, multiplicidad de constelaciones</i>) capaces de incrementar la capacidad de un sistema de transmisión óptico [10]. | 14 |
| Fig. 1.13 Datos experimentales sobre las tasas de transmisión alcanzadas en sistemas de transmisión modulados en intensidad con detección directa (IM/DD, <i>Intensity Modulation with Direct Detection</i>) y sistemas con detección coherente como función de la eficiencia espectral para cada estado de polarización. Las líneas continuas indican una tasa fija indicada en la gráfica [10]. | 15 |

| | |
|--|----|
| Fig. 2.1 Diagrama esquemático de un amplificador óptico de semiconductor. La potencia de una señal óptica a la entrada del SOA es amplificada dentro de la región activa gracias al proceso de emisión estimulada mediante la inyección de portadores de carga a través de una corriente eléctrica [36]. | 28 |
| Fig. 2.2 Principales tipos de amplificadores ópticos de semiconductor. (a) El SOA tipo Fabry-Perot genera múltiples reflexiones de la señal óptica de entrada que deriva en un espectro de ganancia modulado. (b) El SOA de onda viajera reduce la realimentación dentro de la región activa creando un perfil de ganancia espectral más amplio [38]. | 29 |
| Fig. 2.3 Diseño estructural de la unión de materiales semiconductores para el diseño de (a) homojunturas (b) heteroestructuras. Al polarizarse en directa la distribución de portadores de carga (electrones y huecos) en homojunturas no se logra un confinamiento como sí sucede en el caso de las heteroestructuras [41]. | 29 |
| Fig. 2.4 Técnicas empleadas para la reducción de las reflectividades internas de la señal óptica dentro de la región activa del SOA en las facetas de entrada-salida. (a) Región activa con cierto ángulo de inclinación. (b) Zonas transparentes entre los recubrimientos anti-reflectantes y la región activa [42]. | 30 |
| Fig. 2.5 Curvas típicas de las variaciones en los niveles de ganancia del SOA para los modos TM y TE como función de corriente [43]. | 31 |
| Fig. 2.6 Ilustración sobre las principales estructuras semiconductoras utilizadas en el diseño de SOAs. Cada una de estas estructuras permite controlar los grados de libertad en el movimiento de los electrones libres y el comportamiento en la densidad de estados de energía [44]. | 32 |
| Fig. 2.7 Estructuras fotónicas mostrando la multifuncionalidad que poseen los amplificadores ópticos de semiconductor para la implementación de aplicaciones dentro del campo de las comunicaciones ópticas. (a) Convertidor de longitud de onda (b) Compuertas fotónicas ópticas (c) Multiplexor completamente óptico (d) Generación de pulsos ópticos (e) Recuperador de la señal de reloj para la sincronización de la señal de información [45]. | 33 |
| Fig. 2.8 Esquema ilustrativo sobre los alcances físicos para diferentes redes de transporte óptico. Las redes de acceso basadas en (a) fibra-cable a casa (FTT), (b) ópticas pasivas basadas en TDM, (c) ópticas pasivas basadas en WDM están limitadas a un alcance de 20 km, mientras que las redes ópticas de (d) alcance extendido (TDM/WDM) permiten enlaces mayores a 60 km gracias a la inclusión de SOAs [48]. | 34 |
| Fig. 2.9 Procesos de excitación y relajación de los electrones entre las banda de conducción y de valencia [50]. | 35 |
| Fig. 2.10 Representación esquemática del proceso de (a) absorción y (b) emisión de un fotón [52]. | 36 |
| Fig. 2.11 Ilustración de un semiconductor de transición (a) directa e (b) indirecta entre la banda de conducción y de valencia a través de la región prohibida de energías (<i>bandgap</i>) [51]. | 36 |
| Fig. 2.12 Proceso de inversión de población mediante el suministro portadores de carga (electrones-huecos) con la inyección de corriente [54]. | 38 |
| Fig. 2.13 Diagramas esquemáticos sobre (a) las variaciones (<i>compresión y recuperación</i>) de ganancia del SOA debido a fenómenos intra-banda e inter-banda y (b) cambios en la densidad de portadores de carga como consecuencia de la interacción de una señal óptica dentro del medio activo [57]. | 39 |
| Fig. 2.14 Diagrama esquemático del (a) el SOA como elemento vital para contrarrestar las pérdidas de potencia entre el equipo transmisor (Tx) y receptor (Rx) debido a la atenuación de las fibras ópticas (L_1 y L_2). (b) Los distintos parámetros del SOA (<i>ganancia, potencia de saturación y figura de ruido</i>) definirán los límites de operación en ambas direcciones de propagación [59]. | 40 |
| Fig. 2.15 Diagrama esquemático del proceso de ganancia en un SOA. Una señal óptica de entrada se propaga a lo largo de la región activa del SOA dentro de la que se llevan a cabo diversos procesos radiativos y no radiativos [45]. | 41 |

| | |
|--|----|
| Fig. 2.16 Gráficas que representan el comportamiento de la ganancia del SOA como función de la (a) longitud de onda (<i>frecuencia</i>) (b) la potencia de entrada al SOA [48]. | 43 |
| Fig. 2.17 Variación normalizada de la ganancia del SOA como función de potencia de salida normalizada [37]. | 44 |
| Fig. 2.18 Diagrama esquemático representando los principales efectos no lineales que ocurren dentro del amplificador óptico de semiconductor. Una (a) señal de datos conformada por un patrón de bits (cuyo espectro óptico y diagrama de ojo se muestran) ingresa a un SOA junto con una señal CW (cuyo espectro óptico se muestra) interactúan internamente. (c) La representación temporal y espectral del fenómeno de SPM y SGM. (d) Espectro, diagrama de ojo y cambio de fase debido a XGM y XPM. (e) El espectro de FWM mostrando los espectros de las señales originales y los productos generados [32]. | 45 |
| Fig. 2.19 Curva característica del comportamiento de la ganancia del amplificador como función de la potencia de entrada. Cuando una o varias señales ópticas operan dentro de la región no lineal (pendiente de la curva) las variaciones de potencia óptica a la entrada modulan la ganancia observada por cada uno de los canales óptico [36]. | 46 |
| Fig. 2.20 Curvas típicas de variaciones de ganancia y fase generadas por un amplificador óptico de semiconductor experimental y simulado. Para una secuencia de bits (a) 1111000000000000 (b) 1011010000000000 y (c) 1010001010000000 [64]. | 48 |
| Fig. 2.21 Proceso de conversión de longitud de onda basado en el fenómeno de modulación cruzada de ganancia (XGM) del SOA. (a) Una señal de datos (λ_{in}) de alta potencia interactúa con una señal óptica continua CW (λ_{conv}) de baja potencia que a la salida del SOA tiene una etapa de filtrado que permite recuperar la señal CW modulada por la señal de datos. (b) La ganancia del SOA a la longitud de onda (λ_{conv}) es modulada acorde a los cambios de potencia presentes en la señal de datos (λ_{in}) [46]. | 49 |
| Fig. 2.22 Variaciones temporales de la señal de datos, ganancia dinámica del amplificador óptico de semiconductor y señal CW modulada de forma inversa [46]. | 50 |
| Fig. 2.23 Proceso de conversión de longitud de onda basado en el efecto de modulación cruzada de fase (XPM) del SOA [46]. | 51 |
| Fig. 2.24 Diagrama representativo del efecto de mezclado de cuatro ondas generado por el amplificador óptico de semiconductor [65]. | 52 |
| Fig. 2.25 (a) Diagrama esquemático del proceso de conversión de longitud de onda basado en FWM. (b) Espectros de frecuencia de entrada y salida del SOA [46]. | 53 |
| Fig. 3.1 Esquema representativo del diseño de un enlace de comunicaciones óptico a través del modelado con software especializado. El modelado de diversos componentes (<i>láseres, multiplexores, fibra óptica, filtros sintonizados, aisladores, amplificadores ópticos, acopladores, divisores de potencia, atenuadores, etc.</i>) e instrumentos de medición (<i>analizadores de espectro ópticos, medidores de potencia, medidores de longitud de onda, etc.</i>) ha permitido potenciar el uso de software especializado en el estudio del campo de las comunicaciones ópticas [70]. | 56 |
| Fig. 3.2 Herramientas computacionales para el modelado de sistemas de comunicaciones ópticas (a) Software especializado (<i>VPIphotonics, Lumerical</i>) (b) Lenguajes de programación (<i>Matlab, LabView</i>). | 57 |
| Fig. 3.3 Ilustración del proceso de modulación directa. (a) La potencia óptica de salida cambia con la corriente de control del láser que depende de los cambios de amplitud de la señal eléctrica de información. (b) Señal óptica modulada para dos casos distintos de variación de la corriente de control del láser [75]. | 58 |
| Fig. 3.4 Ilustración del proceso de modulación externa. (a) La potencia óptica del láser cambia acorde a las variaciones producidas por la señal eléctrica sobre las características de transferencia del modulador externo (b) Curvas de transferencia del modulador de electro-absorción (<i>absorción y pérdidas</i>) (c) Modulador electro- | |

| | |
|--|----|
| óptico basado en un interferómetro Mach-Zehnder y curva de transferencia de la potencia óptica de salida como función del voltaje de alimentación [75]. | 59 |
| Fig. 3.5 Panel frontal del simulador para la configuración de las características de los equipos transmisores. | 60 |
| Fig. 3.6 Secuencias de bits configuradas en el simulador para una secuencia de 128 bits (a) Secuencia PRBS (b) Secuencia especial “101010...” (c) Secuencia especial “11001100...” (d) Secuencia especial “1111000011110000...” (e) Secuencia especial mitad “1s” y mitad “0s” (f) Secuencia especial para el sistema WDM 100 GbE (4x25 [Gb/s]) [77]. | 60 |
| Fig. 3.7 Diagramas esquemáticos y espectros de emisión de las principales de luz para los sistemas WDM. (a) Láser tipo Fabry-Perot (b) Láser de realimentación distribuida (DFB) [74]. | 61 |
| Fig. 3.8 Curvas obtenidas del simulador para un láser DFB con (a) potencia óptica de 7.8 dBm operando a (b) una frecuencia de 226.2 [THz] y (c) un ruido de ASE con un ancho de banda de 5[THz]. | 62 |
| Fig. 3.9 Curvas de transferencia del modulador de electro-absorción (a) T(V) absorción (<i>Coefficientes de ajuste del polinomio</i> [T ₀ , T ₁ , T ₂ , T ₃ , T ₄ , T ₅]=[6.21552, 1.76925, 5.27552, 4.57698, 1.84638, 0.31377, 0.01869]) y (b) efectos reactivos $\alpha(V)$ (<i>Coefficientes de ajuste del polinomio</i> [$\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5$]=[2.56522, 1.57259, 0.78441, 0.28794, 0.05003, 0.00456]). | 64 |
| Fig. 3.10 Curvas de diversas señales presentes en el modulador de electro-absorción (EAM). (a) Señal eléctrica de datos PRBS de control del EAM (b) Variación temporal del proceso de absorción del EAM (c) Variación temporal del parámetro alfa asociado a los cambios de chirp del EAM (d) Señal óptica de salida del modulador de EAM. | 65 |
| Fig. 3.11 Esquema de los procesos de multiplexado y demultiplexado en sistemas WDM. El multiplexor (<i>demultiplexor</i>) permite combinar (<i>separar</i>) los distintos canales ópticos generados (<i>recibidos</i>) por cada transmisor (<i>receptor</i>) en una sola señal óptica compuesta que se propaga dentro de la fibra óptica [87]. | 66 |
| Fig. 3.12 Principales tecnologías para la implementación de MUX y DEMUX (a) Arreglo de rejillas de guías de onda (AWG) (b) Cadena de filtros con Mach-Zehnder (c) Filtros Fabry-Perot (d) Filtros de películas delgadas (TFF) [74]. | 67 |
| Fig. 3.13 Curvas de ganancia de la función de transferencia de un filtro Gaussiano de orden (n=1,2,3 y 5) con frecuencia central de 226.2 [THz] y ancho de banda FWHM=175 [GHz]. | 68 |
| Fig. 3.14 Diagramas esquemáticos de los tipos de fibras ópticas más comunes. (a) Fibra óptica monomodo (SMF) de índice escalonado (b) Fibra óptica multimodo (MMF) de índice escalonado (c) Fibra óptica multimodo (MMF) de índice gradual [91]. | 69 |
| Fig. 3.15 Forma de onda de un pulso óptico de 1 mW de entrada (<i>curva punteada</i>) y de un pulso óptico de salida (<i>curva continua</i>) al propagarse por una fibra óptica de 20 [km] con un coeficiente de atenuación de 0.3 [dB/km] [92]. | 70 |
| Fig. 3.16 Interacción (ensanchamiento) de un pulso de entrada sin chirp con la fibra óptica ((a) simulador [92], (b) referencia [94]). | 71 |
| Fig. 3.17 Efecto de ensanchamiento de la propagación de un pulso óptico con chirp positivo (C=1) tras recorrer 0.5 km de fibra óptica con un coeficiente $\beta_2=1$ [ps ² /km] [92]. | 72 |
| Fig. 3.18 Efecto de compresión de la propagación de un pulso óptico con chirp negativo (C=-1) tras recorrer 0.5 km de fibra óptica con un coeficiente $\beta_2=1$ [ps ² /km] [92]. | 72 |
| Fig. 3.19 Deformación de un pulso óptico ultracorto como resultado de la interacción con efectos dispersivos de tercer orden ($\beta_3=1$ [ps ³ /km]) ((a) simulador [92], (b) referencia [94]). | 73 |
| Fig. 3.20 Efecto de la automodulación de fase generado por la interacción de la señal óptica con una fibra óptica con efectos no lineales. Pulso gaussiano (a) simulado [92] (c) referencia [94] (b) y pulso super-gaussiano (b) simulado [92] y (d) referencia [94]. | 73 |

| | |
|--|-----|
| Fig. 3.21 Curva de ganancia del SOA como función de la potencia de entrada (P_{in}). La ganancia de señal pequeña (SSG) es de 23 [dB] y la potencia de saturación de entrada ($P_{in,sat}$) es de -12 [dBm] que corresponde a una reducción de 3 dB en la ganancia no saturada del SOA. | 78 |
| Fig. 3.22 Curva de ganancia del SOA como función de la potencia óptica de salida (P_{out}). La potencia de saturación de salida de 8 [dBm] ocurre cuando la ganancia no satura de 23 [dB] decae hasta los 20 [dB]. | 79 |
| Fig. 3.23 Curva de ganancia del SOA como función de la longitud de onda. El SOA presenta una ganancia máxima de 23 [dB] a 1310 [nm], el ancho de banda espectral de 60 [nm] corresponde a la diferencia de longitudes de onda con ganancia de -3 [dB] por debajo de nivel máximo de ganancia. | 80 |
| Fig. 3.24 Curva de potencia de saturación de salida ($P_{out,sat}$) como función de la longitud de onda para un SOA. La potencia de saturación de salida de 8 [dBm] se ubica en la longitud de onda (λ_0) del pico de ganancia del SOA. Para longitudes de onda menores (<i>mayores</i>) a (λ_0) la ($P_{out,sat}$) se reduce (<i>incrementa</i>) proporcionalmente. | 81 |
| Fig. 3.25 Curva del comportamiento de la figura de ruido del SOA como función de la potencia total de entrada. La figura de ruido presenta un valor de 7.5 [dB] constante para potencias de entrada menores a -5 [dBm], para potencia mayores a -5 [dBm] la figura se incrementa de manera acelerada. | 82 |
| Fig. 3.26 Diagrama esquemático de los elementos involucrados en el equipo receptor en un sistema de transmisión óptico modulado en intensidad con detección directa. La(s) señal(es) óptica(s) recibida(s) en el fotodetector son convertidas de una señal óptica a una corriente eléctrica. Después dicha corriente eléctrica es amplificada y convertida en variaciones de voltaje eléctrico con el amplificador de transimpedancia, seguido de otras etapas de ganancia de voltaje. Por último, etapas de procesamiento electrónico permiten llevar a cabo diversas funciones (<i>filtrado, sincronización, etapa de decisión</i>) para poder recuperar la señal de información [107]. | 85 |
| Fig. 4.1 Evolución histórica de la capacidad total de transmisión de datos del estándar Ethernet [108]. | 89 |
| Fig. 4.2 Arquitectura del enlace óptico 4x25 [Gb/s] propuesto para el estándar 100 GbE. El sistema considera dos puntos de prueba definidos como TP2 y TP3 y los elementos en gris representan componentes eléctricos [77]. | 91 |
| Fig. 4.3 Patrón “especial” de 1024 bits diseñado para las pruebas de simulación numérica del enlace óptico WDM 4x25 [Gb/s] [77]. | 92 |
| Fig. 4.4 Diagramas de ojo (<i>eléctricos</i>) en el receptor del canal 2 del sistema WDM para diversas condiciones de operación. Figuras en blanco-negro representan diagramas de ojo sin ruido y figuras a color representan diagramas con la presencia de ruido (<i>eléctrico+ óptico</i>). (a) Caso <i>back-to-back</i> (BtB) sin SOA (b) Caso con SOA después de 5 km de fibra (c) Caso con SOA después de 40 km de fibra óptica [77]. | 93 |
| Fig. 4.5 Posibles esquemas de transmisión de datos para la implementación del estándar 400 GbE [115]. | 94 |
| Fig. 4.6 Arquitectura 16x25 [Gb/s] propuesta para la implementación del estándar 400 GbE con un alcance máximo de 40 [km]. El sistema WMD se constituye de 16 canales ópticos modulados en NRZ a una tasa bruta de 25.7812 [Gb/s] con una etapa de pre-amplificación SOA [116]. | 95 |
| Fig. 4.7 Diagrama esquemático de la arquitectura propuesta para implementación del estándar 400 GbE con alcance máximo de 10 [km]. El sistema WDM se constituye de 10 (8) canales modulados en NRZ operando a una tasa bruta de 40.25 [Gb/s] (<i>51.5625 [Gb/s]</i>) considerando una etapa de pre-amplificación con SOA. [101] | 97 |
| Fig. 4.8 Arquitectura del enlace óptico propuesto para la implementación del estándar 400 GbE considerando un alcance máximo de transmisión de 40 [km] y con etapa de pre-amplificación con SOA. [26] | 101 |
| Fig. 4.9 Representación gráfica de la ubicación de los 8 canales WDM para el (a) plan A, (b) plan B y (c) plan C indicando la longitud de cero dispersión de la fibra óptica de 1312.22 [nm] (<i>línea vertical punteada</i>). | |

| | |
|---|-----|
| Gráfica del comportamiento del coeficiente de dispersión (D) de la fibra óptica y de la dispersión acumulada a los 40 [km] para los tres planes de frecuencia (<i>regiones sombreadas</i>) (b) plan A, (d) plan B y (f) plan C. [26] | 103 |
| Fig. 4.10 Comportamiento del diagrama de ojo de diversos canales ópticos (1,4 y 8) del sistema WDM 8x50 como función de la distancia para el plan A. La deformación observada en los diagramas de ojo para los canales 1 y 4 es más intensa y comienza a ser más notoria a partir de los 20 [km] de fibra óptica recorrida [26]. | 104 |
| Fig. 4.11 Curva de penalidad de potencia por dispersión como función de la longitud de onda para una distancia de propagación de 40 [km]. La ubicación de los planes B y C muestran que el plan C tiene un nivel equilibrado en el nivel de penalidad de potencia por efectos dispersivos en comparación al plan B. | 106 |
| Fig. 4.12 Curva del espectro de ganancia del SOA y disposición de los 8 canales WDM definidos en el plan C [30]. | 107 |
| Fig. 4.13 Curvas de variación del rendimiento del sistema WDM medido en términos logarítmicos del BER como función de la distancia de transmisión para los canales 8 y 4 del plan C (<i>líneas continuas</i>) y el caso sin efectos dispersivos (<i>líneas punteadas</i>). La línea punteada en negro representa el valor mínimo del rendimiento ($-\log_{10}(\text{BER})=13$ o 1×10^{-13}). | 108 |
| Fig. 4.14 Curvas de rendimiento del canal 4 del sistema WDM 8x50 para diversos escenarios. La curva horizontal punteada en negro representa la referencia de operación libre de errores para una $\text{BER}=1 \times 10^{-13}$ para todos los casos, la curva en rojo representa el escenario original del sistema WDM y SOA con todos sus efectos no lineales, la curva en verde corresponde al caso en el que FWM del SOA es eliminado artificialmente, la curva en azul corresponde con un SOA sin modulación de ganancia pero con FWM. | 110 |
| Fig. 4.15 Cuantificación del impacto de las no linealidades y figura de ruido del SOA en términos de un sensibilidad de potencia a una $\text{BER}=1 \times 10^{-13}$ para el canal 8 de un sistema WDM 8x50 a una distancia de 2 [km]. [26] | 111 |
| Fig. 4.16 Cuantificación del impacto de las no linealidades y figura de ruido del SOA en términos de un sensibilidad de potencia a una $\text{BER}=1 \times 10^{-13}$ para el canal 8 de un sistema WDM 8x50 a una distancia de 40 [km]. [26] | 113 |
| Fig. 4.17 Gráfica de la distancia de transmisión posible sin el empleo de un esquema de compensación de efectos dispersivos como función de la longitud de onda para un sistema de transmisión óptico WDM con modulación OOK a una tasa de 25 Gb/s y considerando una penalidad de potencia de 1[dB] por efectos dispersivos como límite [129]. | 116 |
| Fig. 4.18 Gráfica de la distancia de transmisión posible sin el empleo de un esquema de compensación de efectos dispersivos como función de la longitud de onda para un sistema de transmisión óptico WDM con modulación OOK a una tasa de 40 [Gb/s] y 50 [Gb/s] así como una penalidad de potencia de 1[dB] por efectos dispersivos como límite [128]. | 116 |
| Fig. 5.1 Curva característica del comportamiento de la ganancia normalizada del SOA durante un proceso de compresión (<i>saturación</i>) de ganancia. En este estado de operación se conduce a una situación de dependencia del nivel de ganancia del SOA sobre las características del patrón o patrones de bits a la entrada sobre las señales ópticas de salida [134]. | 122 |
| Fig. 5.2 Efecto <i>patterning</i> en amplificador óptico de semiconductor. (a) Señal óptica de entrada al SOA (<i>sin efectos no lineales</i>) (b) Señal óptica de salida al SOA (<i>con efectos no lineales</i>) (c) Diagrama de ojo de la señal óptica de entrada al SOA (<i>apertura del ojo sin estar afectada por la no linealidad del SOA</i>) (d) Diagrama de ojo de la señal óptica de salida al SOA (<i>apertura del ojo afectada por la no linealidad del SOA</i>). | 126 |

| | |
|---|-----|
| Fig. 5.3 Diagrama esquemático que muestra la configuración considerada para la corrección del efecto XGM del SOA a través de la modificación del espectro de la señal óptica mediante cambios en la frecuencia central de un filtro óptico paso banda $H(\omega+\Delta\omega)$ [146]. | 127 |
| Fig. 5.4 Diagrama esquemático del esquema de filtrado óptico para la corrección del efecto no lineal del SOA bajo régimen saturado con un filtro óptico Gaussiano con desvío en la frecuencia central de la respuesta en frecuencia del demultiplexor. | 128 |
| Fig. 5.5 Curvas de rendimiento del canal 8 (226.2 [THz]- 1325.34 [nm]) del sistema WDM original y considerando una etapa de filtrado paso banda óptica con diferentes desplazamientos de la frecuencia central. | 129 |
| Fig. 5.6 Espectro óptico de la señal óptica correspondiente al canal 8 (226.2 [THz]- 1325.34 [nm]) del sistema WDM. (a) Afectada por las no linealidades del SOA. (b) Sin la presencia de los efectos no lineales del SOA. | 130 |
| Fig. 5.7 Conformación de la respuesta en frecuencia de un filtro tipo “ <i>notch</i> ” a través del uso de filtros gaussianos. | 131 |
| Fig. 5.8 Curva de la aproximación de la respuesta en frecuencia del filtro óptico tipo “ <i>notch</i> ” a través de dos filtros ópticos tipo paso banda Gaussianos. | 131 |
| Fig. 5.9 Enlace de transmisión WDM 8x50 [Gb/s] propuesto para el estándar 400 GbE que considera una etapa de filtrado anti-XGM en el demultiplexor diseñada a partir de los espectros ópticos obtenidos en los puntos de prueba TP1 y TP2 [28]. | 132 |
| Fig. 5.10 Comportamiento de la ganancia del amplificador óptico de semiconductor como función de la potencia de entrada total promedio. Los niveles específicos de potencia de entrada totales promedio al SOA bajo los cuales opera en el sistema de comunicaciones ópticas WDM 8x50 [Gb/s] están ubicados mayormente en la zona no lineal para todo el rango de distancia considerado de 0 a 40 [km]. | 134 |
| Fig. 5.11 (a) Curva característica de potencia de salida del SOA como función de la potencia de total promedio entrada. (b) Potencia de entrada total promedio al SOA en el sistema WDM 8x50 [Gb/s] para el rango de distancias de transmisión consideradas. | 135 |
| Fig. 5.12 Diagrama esquemático del proceso de corrección del efecto <i>patterning</i> con una etapa de filtrado óptico. (a) Campo óptico de entrada al SOA (b) Campo óptico de salida del SOA (Campo óptico de entrada al filtro anti-XGM) (c) Campo óptico de salida del filtro anti-XGM. | 137 |
| Fig. 5.13 Representación gráfica de la magnitud de los espectros ópticos de entrada (curva en azul) y salida (curva en rojo) al filtro anti-XGM. Un factor $k=0.5$ fue considerado en el espectro de salida y una distancia de 3 [km]. | 139 |
| Fig. 5.14 Representación gráfica de la magnitud de los espectros ópticos de entrada (curva en azul) y salida (curva en rojo) al filtro anti-XGM. Un factor $k=1.5$ fue considerado en el espectro de salida y una distancia de 3[km]. | 140 |
| Fig. 5.15 Representación gráfica de la magnitud de los espectros ópticos de entrada (curva en azul) y salida (curva en rojo) al filtro anti-XGM. Un factor $k=10$ fue considerado en el espectro de salida y una distancia de 3[km]. | 141 |
| Fig. 5.16 (a) Campo ópticos de entrada y posibles campos ópticos de salida del filtro anti-XGM para diversos escenarios en el valor del factor “ k ”. (b) $k<1$, (c) $k>1$ ($k=1.5$), (e) $k\gg 1$ ($k=10$). | 142 |
| Fig. 5.17 Curvas de la función de transferencia del filtro anti-XGM $H_{Filter}(f)$. (a) Ganancia y (b) fase de la función de transferencia. | 143 |
| Fig. 5.18 (a) Diagramas de ojo a la salida del SOA (b) Ganancia de los filtros anti-XGM sin optimizar (c) Diagrama de ojo de la señal óptica a la salida de cada filtro anti-XGM sin optimizar (d) Ganancia de los | |

| | |
|--|-----|
| filtros anti-XGM suavizado con un proceso de ponderación promedio móvil (n=7) (e) Diagrama de ojo a la salida de cada filtro anti-XGM suavizado para diversas distancias..... | 147 |
| Fig. 5.19 (a) Diagramas de ojo a la salida del SOA (b) Ganancia de los filtros anti-XGM sin optimizar (c) Diagramas de ojo de la señal óptica a la salida de cada filtro anti-XGM sin optimizar (d) Ganancia de los filtros anti-XGM suavizado con un proceso de ponderación promedio móvil de (n=7) (e) Diagrama de ojo a la salida de cada filtro anti-XGM suavizado para diversas distancias..... | 148 |
| Fig. 5.20 Curvas de rendimiento del canal 8 del sistema WDM 8x50 [Gb/s] para diversos escenarios de prueba [28]. | 150 |
| Fig. 5.21 Instrumento virtual programado en LabView para la optimización de la respuesta en frecuencia de la función de transferencia del filtro anti-XGM. (a) Fase de la función de transferencia del filtro anti-XGM (b) Ganancia de la función de transferencia del filtro anti-XGM (c) Formas de onda temporales del campo óptico de entrada al SOA, salida al SOA y salida del filtro anti-XGM (d) Controles del programa para ajustar y optimizar el filtro anti-XGM. | 151 |
| Fig. 5.22 Procesos de ajuste sobre los campos ópticos de entrada (curva en azul) y salida (curva en rojo) del SOA para la optimización de la respuesta en frecuencia del filtro anti-XGM. (a) Envoltorio del campo óptico de entrada-salida del SOA. (b) Ajuste de la amplitud del campo óptico de salida del filtro anti-XGM con el factor “k”. (c) Ajuste del nivel de <i>offset</i> del campo óptico de salida del filtro anti-XGM..... | 153 |
| Fig. 5.23 Curva de rendimiento del canal 8 con etapa de filtrado anti-XGM como función de los cambios de amplitud por el factor “k” y ajuste en el valor promedio del campo óptico de salida con el <i>offset</i> | 153 |
| Fig. 5.24 (a) Diagrama de ojo a la salida (<i>entrada</i>) del amplificador óptico de semiconductor SOA (<i>filtro anti-XGM</i>) para (b) Espectro de ganancia del filtro anti-XGM optimizado (c) Diagrama de ojo a la salida del filtro anti-XGM optimizado para diversas distancias. | 155 |
| Fig. 5.25 Diagrama esquemático para la implementación del esquema de corrección del efecto <i>patterning</i> mediante una etapa de filtrado óptico tipo “notch” (a) Implementación basado de un retraso óptico con arreglo interferométrico (ODI-Optical Delay Interferometer) (b) Implementación basada en cambios de polarización con un lazo de fibra birrefringente (BFL-Birefringent Fiber Loop) (c) Implementación con un filtro Lyot basado en un arreglo de polarizadores y fibra conservadora del estado de polarización. (d) Implementación basada en un resonador de microanillo (MRR- Microring Resonator) [134]. | 157 |
| Fig. 5.26 Diagrama esquemático mostrando la ubicación de la etapa de procesamiento digital de señales implementada en la arquitectura 8x50 [Gb/s]. La señal óptica de cada canal WDM afectada por XGM en el SOA es recibida por cada OFE en el equipo receptor. Estas son detectadas por cada fotodiodo y convertidas a una señal eléctrica, pasando después por un amplificador de transimpedancia que convierte las variaciones de corriente en voltaje y finalmente dicha señal eléctrica es procesada digitalmente para mitigar XGM [30]. .. | 158 |
| Fig. 5.27 Etapa para el procesamiento digital de señales para la mitigación del efecto de XGM en SOAs. (a) La señal eléctrica afectada por las no linealidades del SOA. (b) Etapa de muestreo y cuantización, (c) Aplicación del algoritmo para la corrección del efecto de XGM, (d) Proceso de interpolación para recuperar la forma de onda de la señal eléctrica, (e) Etapa de filtrado para limitación del ancho de banda de la señal procesada, (f) señal eléctrica con el efecto de XGM minimizado. | 160 |
| Fig. 5.28 Curvas de rendimiento del canal 8 del sistema WDM 8x50 [Gb/s] para diversos escenarios considerando la presencia de todos los canales WDM en el proceso de amplificación con SOA. La curva en rojo corresponde al del canal 8 considerando el proceso de amplificación con SOA, la curva en naranja representa el caso sin la presencia del efecto XGM en el SOA y la curva en azul representa el resultado de aplicar un procesamiento digital de señales sobre el canal 8 afectado por XGM del SOA. | 161 |

Fig. 5.29 Diagramas de ojo de los canales 1,4 y 8 de la arquitectura 8x50 [Gb/s] con etapa de pre-amplificación con SOA (*original*) y con etapa de post-procesamiento digital de señales (*procesada*). [30]. 163

ÍNDICE DE TABLAS

| | |
|---|-----|
| Tabla 1.1 Principales variables de interés con referencia al tráfico de datos para las distintas regiones geográficas del mundo en el periodo de 2016-2021 [13]. | 8 |
| Tabla 1.2 Principales variables de interés con referencia al tráfico de datos para las regiones geográficas en Latinoamérica para el periodo de 2016-2021 [13]. | 8 |
| Tabla 2.1 Requerimientos de los amplificadores ópticos de semiconductor según su aplicación [45]. | 40 |
| Tabla 3.1 Parámetros configurados en el simulador para la caracterización del comportamiento de un amplificador óptico de semiconductor [77]. | 78 |
| Tabla 4.1 Interfaces 50 GbE siendo estandarizadas en IEEE 802.3cd. [111] | 90 |
| Tabla 4.2 Interfaces 100 GbE siendo estandarizadas en IEEE 802.3cd. [111] | 90 |
| Tabla 4.3 Interfaces 200 GbE siendo estandarizadas en IEEE 802.3bs. [111] | 90 |
| Tabla 4.4 Interfaces 400 GbE siendo estandarizadas en IEEE 802.3bs. [111] | 90 |
| Tabla 4.5 Frecuencias ópticas y longitudes de onda de los 4 láseres DFB utilizados para el enlace óptico 100 GbE [77]. | 92 |
| Tabla 4.6 Parámetros de simulación configurados en el simulador para el amplificador óptico de semiconductor para la arquitectura 4x25 [Gb/s] [77]. | 93 |
| Tabla 4.7 Principales parámetros de diseño de la arquitectura 16x25 [Gb/s] para la implementación del estándar 400 GbE. [78] | 96 |
| Tabla 4.8 Principales características del amplificador óptico de semiconductor utilizado en el sistema WDM 16x25 [Gb/s]. [78] | 97 |
| Tabla 4.9 Principales parámetros de diseño de las arquitecturas 10x40 [Gb/s] y 8x50 [Gb/s] para la implementación del estándar 400 GbE. [101] | 98 |
| Tabla 4.10 Frecuencias ópticas y longitudes de onda de los 10 (8) láseres DFB utilizados para las arquitecturas 10x40 [Gb/s] y 8x50 [Gb/s] [101]. | 98 |
| Tabla 4.11 Principales características del SOA2 utilizado en la arquitectura 10x40 [Gb/s] y 8x50 [Gb/s] [101]. | 99 |
| Tabla 4.12 Principales características de diseño de la arquitectura 8x50 [Gb/s] propuesta para el estándar 400 GbE. [26] | 100 |
| Tabla 4.13 Principales parámetros de la fibra óptica SMF, a 1310 [nm], utilizada en la arquitectura 8x50 [Gb/s] [26]. | 101 |
| Tabla 4.14 Plan de frecuencias propuestos para la arquitectura 8x50 [Gb/s] considerando un espaciado intercanal de 400 [GHz] [26]. | 102 |
| Tabla 4.15 Penalidad de potencia por efectos dispersión para distintos canales ópticos de los planes de frecuencia A, B y C para distintas longitudes de fibra óptica. [26] | 105 |
| Tabla 4.16 Principales parámetros de diseño del SOA utilizado en la arquitectura 8x50 [Gb/s]. [26] | 106 |
| Tabla 4.17 Número de canales WDM necesarios para implementar los diversos estándares Ethernet utilizando diferentes tasas de transmisión por canal. | 115 |
| Tabla 4.18 Soluciones ópticas propuestas y analizadas dentro del grupo de investigación del Instituto de Ingeniería. | 118 |
| Tabla 5.1 Clasificación de los diversos esquemas mitigadores del efecto <i>patterning</i> en un SOA utilizado en sistemas de transmisión ópticas monocanal y multicanal. | 123 |
| Tabla 5.2 Parámetros de rendimiento del sistema WDM original (400 GbE) vs sistema WDM con etapa de filtrado anti-XGM para el canal 8. | 157 |

ACRÓNIMOS

- ASE**- Amplified Spontaneous Emission (*Ruido de emisión espontánea amplificado*)
AWG- Arrayed Waveguide Gratings (*Rejillas por arreglo de guías de ondas*)
BER- Bit Error Rate (*Tasa de bits erróneos*)
BFL-Birefringent Fiber Loop (*Lazo de fibra birrefringente*)
CCF- Coupled Core Fiber (*Fibras ópticas de núcleo acoplado*)
CH- Carrier Heating (*Calentamiento de portadores*)
CW- Continuous Waveform (*Forma de onda continua*)
DFB- Distributed Feedback Laser (*Láser con realimentación distribuida*)
DML- Directly Modulated Laser (*Láser modulado directamente*)
DPP- Dispersion Power Penalty (*Penalidad de potencia por dispersión*)
DSP- Digital Signal Processing (*Procesamiento digital de señales*)
DWDM- Dense Wavelength Division Multiplexing (*Multiplexado denso por división de longitud de onda*)
EAM- Electro-Absorption Modulator (*Modulador de electro-absorción*)
EDFA- Erbium Doped Fiber Amplifier (*Amplificador de fibra dopado con Erbio*)
EOM- Electro-Optic Modulator (*Modulador electro-óptico*)
ETDM- Electrical Time Division Multiplexing (*Multiplexado por división de tiempo eléctrico*)
FEC- Forward Error Correction (*Corrección de errores hacia adelante*)
FFT- Fast Fourier Transform (*Transformada rápida de Fourier*)
FMF- Few Modes Fiber (*Fibras ópticas de pocos modos*)
FOA- Fiber Optical Amplifier (*Amplificador basado en fibras ópticas*)
FPA- Fabry-Perot Amplifier (*Amplificador tipo Fabry-Perot*)
FTM- Fiber Transport Module (*Módulo de terminación de fibra*)
FWM- Four-Wave Mixing (*Mezclado de cuatro ondas*)
IEEE- Institute of Electrical and Electronics Engineers (*Instituto de Ingeniería Eléctrica y Electrónica*)
IM/DD- Intensity Modulation- Direct Detection (*Modulación en intensidad con detección directa*)
LAN- Local Area Network (*Red de área local*)
MAN- Metropolitan Area Network (*Red de área metropolitana*)
MCF- Multi Core Fiber (*Fibras ópticas multi-núcleo*)
MEF- Multi Element Fiber (*Fibras ópticas multi-elemento*)
MRR- Microring Resonator (*Resonador de microanillo*)
MZI- Mach-Zehnder Interferometer (*Interferómetro Mach-Zehnder*)
MZM- Mach-Zehnder modulator (*Modulador Mach-Zehnder*)
NF- Noise Figure (*Figura de ruido*)
NRZ- Non Return to Zero (*Sin retorno a cero*)
ROADM- Reconfigurable Optical Add/Drop Multiplexers (*Multiplexores ópticos de extracción-inserción reconfigurables*)
OFDM- Orthogonal Frequency Division Multiplexing (*Multiplexado por división de frecuencias ortogonales*)
OFE- Optical Front-End (*Extremo frontal óptico*)
OOK- On-Off Keying (*Modulación encendido-apagado*)
OSNR- Optical Signal to Noise Ratio (*Relación señal a ruido óptica*)
OTDM- Optical Time Division Multiplexing (*Multiplexado por división de tiempo óptico*)
OTN- Optical Transport Network (*Red de transporte óptico*)
PAM- Pulse Amplitude Modulation (*Modulación por amplitud de pulsos*)
PBGF- Photonic Band-Gap Fiber (*Fibras ópticas de banda prohibida fotónicas*)
PDFA- Praseodymium Doped fiber amplifier (*Amplificador de fibra dopada con Praseodimio*)
PON- Passive Optical Network (*Red óptica pasiva*)
PMD- Physical Medium Dependent (*Dependiente del medio físico*)
PMD- Polarization Mode Dispersion (*Dispersión por modo de polarización*)
PRBS- Pseudo-Random Binary Sequence (*Secuencia binaria pseudoaleatoria*)
PSK- Phase Shift Keying (*Modulación por desplazamiento de fase*)
QAM- Quadrature Amplitude Modulation (*Modulación de amplitud en cuadratura*)
QPSK- Quaternary Phase Shift Keying (*Modulación por desplazamiento en fase cuaternaria*)

SDH- Synchronous Digital Hierarchy (*Jerarquía síncrona digital*)
SDM- Space Division Multiplexing (*Multiplexado por división espacial*)
SFM- Self-Phase Modulation (*Automodulación de fase*)
SGM- Self-Gain Modulation (*Automodulación de ganancia*)
SHB- Spectral Hole Burning (*Quemado de hueco espectral*)
SLA- Semiconductor Laser Amplifier (*Amplificador semiconductor láser*)
SMF- Single Mode Fiber (*Fibra óptica monomodo*)
SOA- Semiconductor Optical Amplifier (*Amplificador óptico de semiconductor*)
SSFM- Split Step Fourier Method (*Método de Fourier de paso dividido simetrizado*)
T DFA- Thulium Doped Fiber Amplifier (*Amplificador de fibra dopado con Tulio*)
TDM- Time Division Multiplexing (*Multiplexado por división de tiempo*)
TWA- Traveling Wavelength Amplifier (*Amplificador de onda viajera*)
VOA- Variable Optical Attenuator (*Atenuador óptico variable*)
WDM- Wavelength Division Multiplexing (*Multiplexado por división de longitud de onda*)
XGM- Cross Gain Modulation (*Modulación cruzada de ganancia*)
XPM- Cross Phase Modulation (*Modulación cruzada de fase*)

Capítulo 1. Introducción.

En este capítulo se describe el importante papel que han desempeñado los sistemas de comunicaciones ópticas ante los retos relacionados con el incontrolable crecimiento en el tráfico de datos a nivel mundial. Para lograr esto se contextualiza mediante un estudio histórico sobre el crecimiento exponencial en el tráfico de datos en Internet que permita entender su evolución desde el año 1992 hasta el pronosticado en el año 2021. Adicionalmente, se llevan a cabo diversos análisis sobre las principales cifras estadísticas presentadas en los más recientes informes CISCO en referencia a los cambios en el tráfico de datos considerando su proyección anual durante el periodo 2016 al 2021. Posteriormente, se presentan las principales modificaciones que algunas variables de interés exhibirán como consecuencia del crecimiento proyectado en el tráfico de datos a nivel mundial y para las principales regiones geográficas. Por último, se aborda, con base en esa información estadística, el caso particular de la región de Latinoamérica y destacando la situación para tres de los principales países de dicha región (*México, Brasil y Argentina*).

Más adelante se aborda el estado del arte de los sistemas de comunicaciones basados en fibra óptica, incluyendo los principales temas de estudio en los cuales el campo de la investigación ha concentrado sus esfuerzos para poder explotar, de manera aún más eficiente, la enorme capacidad de transmisión de información que la fibra óptica es capaz de manejar y con ello afrontar los nuevos retos en el crecimiento esperado en el tráfico de datos para las futuras redes de transporte óptico.

En otro apartado, se incluye la justificación del proyecto de investigación de doctorado en relación a los principales retos que tienen los amplificadores ópticos de semiconductor para lograr una mayor aceptación dentro la conformación de las futuras redes de transporte como dispositivo altamente versátil para el desempeño de diversas funciones de procesamiento a nivel óptico y más importante para recuperar terreno como un candidato alternativo para propósitos de amplificación multicanal.

Al final de este capítulo quedan definidos el objetivo general y objetivos particulares planteados dentro del proyecto de investigación desarrollado a lo largo de los estudios de doctorado dentro del programa de Doctorado en Ingeniería Eléctrica (Telecomunicaciones- Comunicaciones ópticas). Asimismo, se precisan los principales productos generados de este proceso de investigación que sirven como prueba del cumplimiento de los alcances planteados en un inicio.

Finalmente, se indican los principales aspectos a tratar en cada uno de los capítulos de la presente tesis.

1.1. El crecimiento global del tráfico de datos en Internet: panorama histórico y proyecciones.

El incremento en la cantidad de usuarios y la aparición de nuevas aplicaciones-servicios¹ consumidoras de mayores anchos de banda han sido los principales factores responsables de la progresiva evolución generalizada por mayores capacidades de transmisión de los sistemas de comunicación [1]. Esta situación ha dado como resultado que las principales carreteras de información (Fig. 1.1), que hacen posible hoy en día la coexistencia de los dos factores anteriores, estén constituidas casi exclusivamente de redes de transporte basadas en fibras ópticas. Ningún otro medio de transmisión ha sido capaz de hacer frente a esta demandante situación, ofreciendo además una serie de características atractivas (*mayores niveles de confiabilidad y eficiencia energética*) en comparación a los tradicionales sistemas basados en cables de cobre.

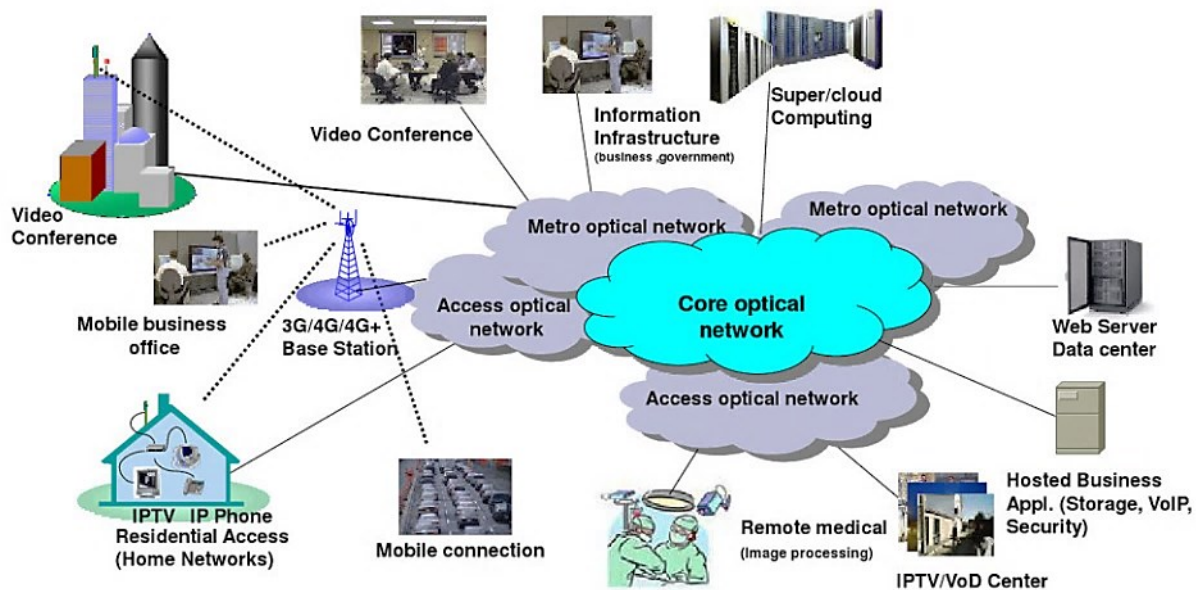


Fig. 1.1 El rol de los sistemas de comunicaciones ópticas como la principal infraestructura de transporte en la era de la información y acelerado crecimiento en el tráfico de datos. Diversos campos de aplicación y servicios se verán beneficiados de los avances generados alrededor de las redes de transporte basadas en fibras ópticas [2].

En su constante evolución, los sistemas de comunicaciones electrónicas han tenido que ajustar (*incrementar*) la tasa de transmisión de sus interfaces para poder transportar la enorme cantidad de información generada en cada época. Como consecuencia de las limitaciones (*ancho de banda y tasas de transmisión*) propias de los esquemas de transmisión de información mediante señales eléctricas

¹ Aplicaciones en la nube, multimedia en tiempo real y servicios de video en *streaming* son ejemplos claros que están generando una carga adicional considerable sobre el ancho de banda ofrecido por las redes de transporte.

(electrones) se llegó a un punto en el que se debían explorar nuevos medios de transmisión capaces de superar estas restricciones. El desarrollo y continuas mejoras en las fibras ópticas, como elemento fundamental en los sistemas de comunicaciones ópticas, permitió el transporte de información mediante señales de luz (fotones) con mejores capacidades de transmisión en comparación a los antiguos sistemas electrónicos. Además, la llegada de los esquemas de multiplexación por longitud de onda (WDM, *Wavelength Division Multiplexing*) permitió incrementar aún más las capacidades de estas redes de transporte al permitir enviar múltiples canales sobre distintas portadoras ópticas sobre una misma fibra óptica.

En este contexto, siempre han existido dos vertientes de desarrollo de los sistemas de comunicaciones ópticas: uno llevado a cabo en el campo de la investigación y otro en el campo comercial como producto final de aplicación en las redes de transporte (Fig. 1.2).

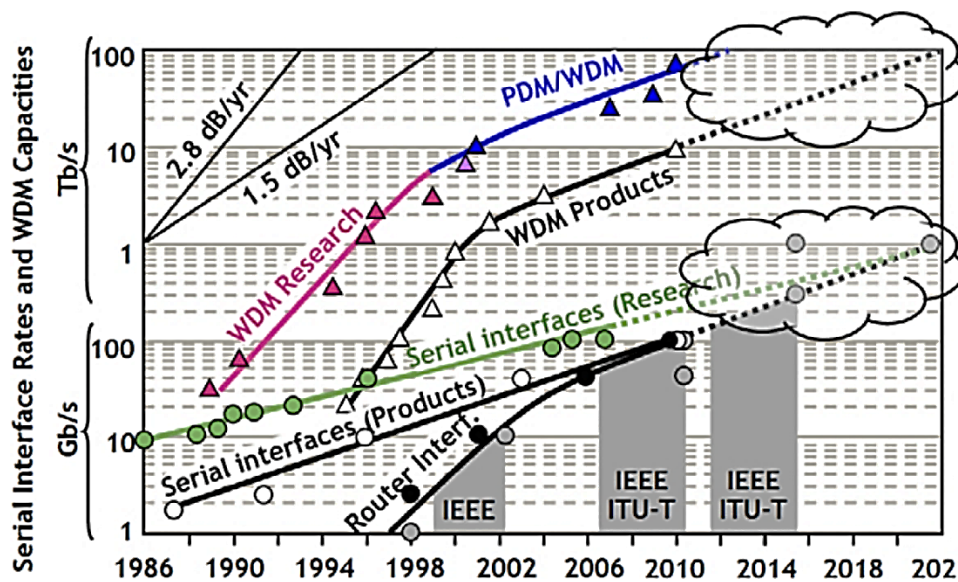


Fig. 1.2 Gráfica comparativa sobre la evolución histórica y proyecciones futuras en el comportamiento de la tasa de transmisión de las interfaces electrónicas (círculos) y capacidades de los sistemas WDM (triángulos) [1].

Para afrontar la tremenda explosión en el tráfico de datos que se vislumbra en un futuro cercano, que sin duda tendrá un impacto en la capacidad demandada a las actuales redes de transporte óptico, será de vital importancia definir nuevas rutas alrededor de los sistemas de comunicaciones ópticas que permitan aprovechar las importantes características de transmisión que la fibra óptica ofrece (*bajo nivel de atenuación, gran ancho de banda*). Como veremos más adelante, diversas áreas de investigación han estado conscientes de este problema que parece no tener una solución permanente.

Las soluciones definidas para las actuales y futuras redes de transporte óptico hasta el momento han sido diversas, desde el uso de nuevos esquemas de modulación avanzados más eficientes a nivel espectral que

posibilitan la transmisión de más información sobre un mismo ancho de banda [3], la generación y transmisión de pulsos ópticos con perfiles espectrales más estrechos para optimizar el consumo de ancho de banda [4], el cambio de sistemas de detección directa a sistemas de recepción coherentes [5], el uso de esquemas de procesamiento digital de señales [6], el desarrollo de algoritmos más complejos para la corrección de errores [7], el uso de esquemas de multiplexación espacial para incrementar la capacidad de transmisión de varios canales ópticos [8], el desarrollo de nuevos tipos de fibras ópticas con características especiales que permitan el transporte paralelo de múltiples canales ópticos sobre una misma fibra óptica [9], entre otros temas [10].

Pero antes de ahondar en estos temas es necesario entender y conocer los diversos aspectos que han estado detrás de la tremenda explosión en el tráfico de datos, así como las proyecciones que se están realizando para los siguientes años. Para ello se presentan a continuación, de manera gráfica, algunas de las principales cifras estadísticas incluidas en los más recientes informes de CISCO [11] sobre el crecimiento en el tráfico de datos. Las cifras revelan cuál ha sido el comportamiento histórico que ha sufrido la creciente en el tráfico de datos a nivel global desde el año 1992 así como el proyectado para el año 2021 basado en el comportamiento previo (Fig. 1.3).

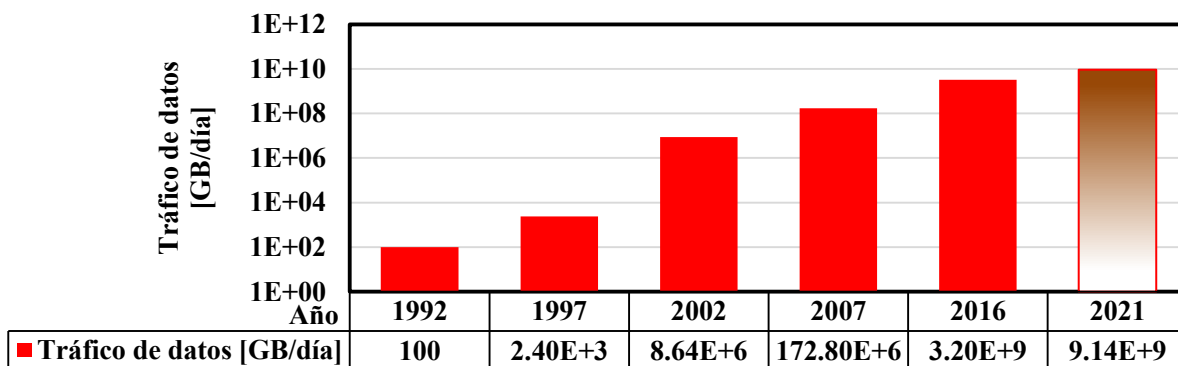


Fig. 1.3 Gráfica sobre el comportamiento histórico en el crecimiento global del tráfico de datos en Internet en Gigabytes por día (GB/día) desde el año 1992 hasta el año 2021 [11].

Analizando detalladamente la gráfica presentada en la Fig. 1.3 resulta claro que el tráfico de datos en Internet (en GB/día) a nivel mundial ha experimentado un crecimiento de carácter exponencial en las más recientes décadas. Notemos, por ejemplo, que la cantidad de datos previstos para el año 2021 constituirá un incremento de alrededor de 91.4 millones de veces el tráfico que se generaba en el año 1992. Por otra parte, para el periodo comprendido entre el año 2016 y 2021, se ha pronosticado un crecimiento de casi el triple (2.85 veces) en la cantidad de datos generados a nivel mundial. En el caso de México, por ejemplo, el tráfico de datos en el año 2016 fue de 41.9 millones de GB/día esperando un incremento del 161.8 % (109.7 millones de GB/día) en el año 2021. Sin embargo, esta cantidad de datos de México representa

únicamente el 1.30% de los casi 3202 millones de GB/día en 2016 y el 1.2% de los 9141 millones de GB/día en 2021 del tráfico total de datos a nivel global.

Por otra parte, en el informe de CISCO sobre el índice de interconexión visual, que trata sobre la previsión y metodología para el periodo del 2016 al 2021 [12], se describe el comportamiento en diversas variables de interés (*sectores de la sociedad que conforman este tráfico, el tipo de conexión a Internet que generan dicha información, la situación particular para las diversas regiones geográficas con respecto al caso mundial y las principales aplicaciones-servicios que mayores datos generan*) como consecuencia de los cambios esperados en el flujo de información. Las principales cifras dejan ver que el tráfico de datos está integrado por dos vertientes principales, la correspondiente a los usuarios comunes (*Internet fijo en hogares, Universidades y Cibercafés*) y por otro lado al generado en el sector empresarial y de gobiernos (*Internet fijo de redes WAN y tráfico de empresas y gobiernos*) (Fig. 1.4).

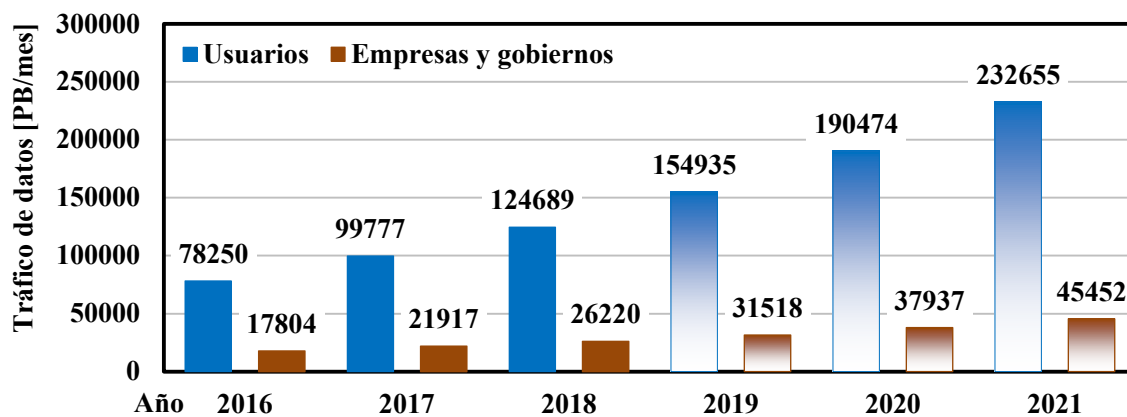


Fig. 1.4 Proyección anual del crecimiento de tráfico de datos IP fijo medido en petabytes por mes (PB/mes) de usuarios y empresas-gobiernos [12].

Con base en la información anterior podemos establecer que en el año 2016 la cantidad de información proveniente de los usuarios comunes representaba el 81.4% del total del tráfico global dejando el 18.6% restante al proveniente del sector de las empresas-gobiernos. Para el año 2021 se espera que dicha diferencia se vea incrementada de tal forma que ahora el 83.7% correspondería a tráfico de datos de usuarios y el 16.3% para el sector empresarial-gubernamental.

Concentrándose en los datos generados por el tráfico de Internet del consumidor, que representa el sector más importante en la generación de información, tendremos que su origen se reparte en conexiones fijas a Internet y por otra parte a datos generados de conexiones móviles. De la Fig. 1.5 se observa que las conexiones fijas a Internet son la fuente principal del tráfico total de datos a lo largo del periodo considerado. Se espera que la relación de porcentajes entre datos de conexiones fijas y móviles se vea reducida para el año 2021, pasando de un 89.8% en 2016 a un 78.8%.

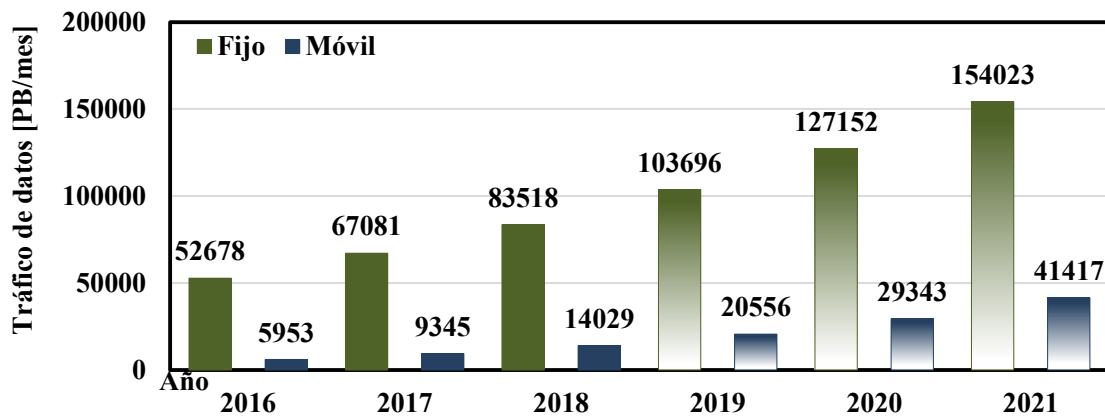


Fig. 1.5 Proyección anual del crecimiento global del tráfico IP del usuario de servicios móviles y fijos medido en Petabytes por mes (PB/mes) [12].

Por otra parte, resulta interesante conocer el panorama que impera en diversas regiones geográficas (*Latinoamérica, América del Norte (USA+Canadá), Europa, África y Medio Oriente, Asia-Pacífico*) que se reparten el comportamiento del tráfico de datos del consumidor (Fig. 1.6).

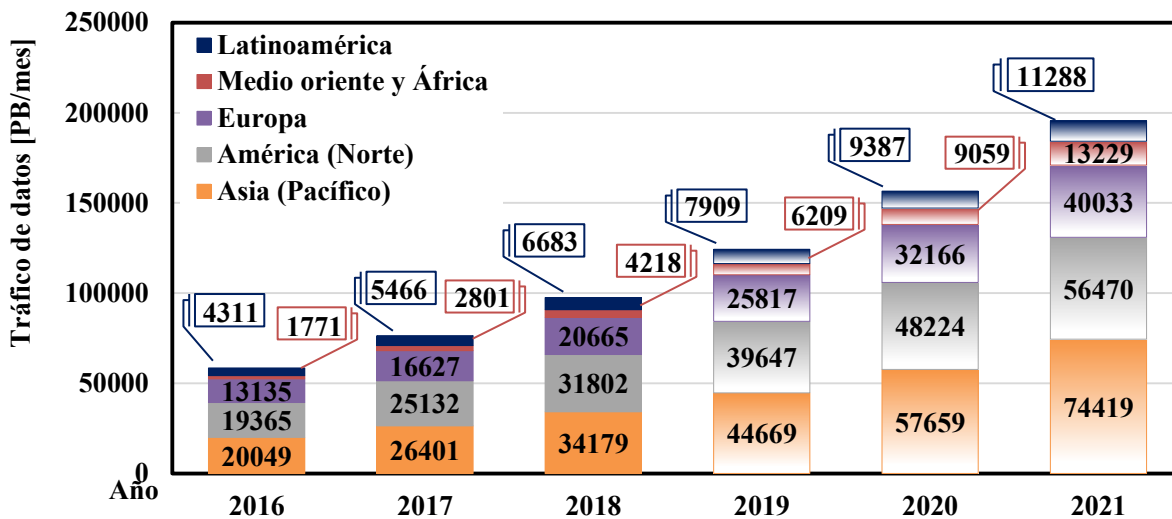


Fig. 1.6 Proyección anual del crecimiento global de tráfico IP del consumidor para cada una de las regiones del mundo medido en Petabytes por mes (PB/mes) [12].

De entre todas las zonas geográficas de interés, la de mayor crecimiento entre 2016 a 2021 se espera que ocurra en la región de Medio Oriente-África con un 669.6% y el menor crecimiento se dará en la región de Latinoamérica con un 161.8%.

La Fig. 1.7 presenta las principales aplicaciones (*videos en línea, navegación Web, emails, mensajes instantáneos, juegos en línea, archivos en la nube*) que más ancho de banda consumen y datos generan. Resulta evidente que los servicios de video en línea son los que más datos generan en comparación a las

aplicaciones de navegación web, email, juegos en línea y archivos en la nube. Esta situación se mantendrá sin grandes cambios en los siguientes años.

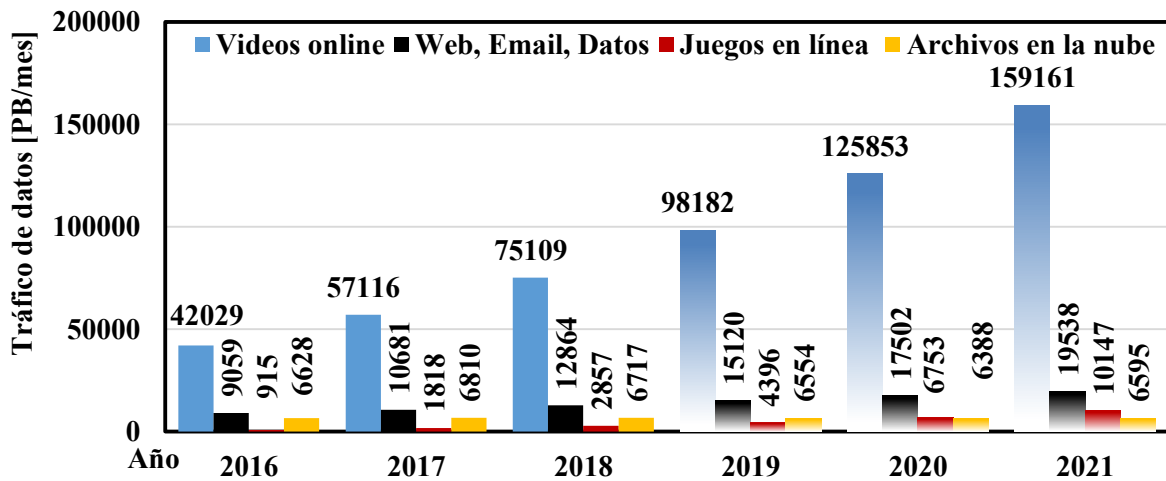


Fig. 1.7 Proyección anual del crecimiento global de tráfico IP definiendo los principales servicios que consumen mayor ancho de banda medido en Petabytes por mes (PB/mes) [12].

El porcentaje de usuarios que tienen acceso a Internet es otro dato relevante de conocer, se estima un incremento a nivel mundial de un 44% a un 58% en la cantidad de personas que tendrán acceso a Internet en el periodo del 2016 al 2021 [13]. América del norte (USA y Canadá) registra el mayor grado de acceso de su población a Internet (88-89%) mientras que Medio Oriente tiene el menor porcentaje (21-28%).

La velocidad promedio de conexión a Internet también sufrirá un incremento debido al número de usuarios proyectados para el 2021. La región con mayor incremento en su velocidad de conexión será América del Norte (+125.5 %) y la menor variación se presentará en Europa Central y Oriental (+55.8%). Globalmente se espera que la velocidad de conexión promedio se incremente en un 92.7% (duplica) en 2021 con respecto al 2016.

En el caso del comportamiento esperado para la cantidad de tráfico de datos per cápita promedio medido en GB/mes se prevé un crecimiento mundial del 175.1% (casi el triple) para el 2021 con respecto a los 12.9 GB/mes producidos en el año 2016. La región que más crecerá en este periodo será Medio Oriente-África con un porcentaje de incremento de 411.1% mientras que América del Norte (143.5%) y Latinoamérica (144.6%) son las regiones con menor porcentaje de crecimiento.

La tabla 1.1 presenta más detalles de las variables analizadas previamente para todas las regiones geográficas de interés que son contrastadas con el caso a nivel mundial.

Tabla 1.1 Principales variables de interés con referencia al tráfico de datos para las distintas regiones geográficas del mundo en el periodo de 2016-2021 [13].

| | Año | Mundial | América del Norte (USA y Canadá) | Latinoamérica | Europa (Occidental) | Europa (Oriental y Central) | Medio Oriente y África | Asia (Pacífico) |
|--|------|---------|-------------------------------------|---------------|------------------------|--------------------------------|---------------------------|--------------------|
| Porcentaje de usuarios con acceso a Internet [%] | 2016 | 44 | 88 | 52 | 82 | 60 | 21 | 41 |
| | 2021 | 58 | 89 | 66 | 87 | 72 | 28 | 62 |
| Velocidad de conexión promedio [Mbps] | 2016 | 27.5 | 32.9 | 9.3 | 30.2 | 29.2 | 7.8 | 33.9 |
| | 2021 | 53 | 74.2 | 20.5 | 53.6 | 45.5 | 17.1 | 63.7 |
| Tráfico per cápita promedio por mes [GB/mes] | 2016 | 12.9 | 93.4 | 9.4 | 33.6 | 12.7 | 1.8 | 8.3 |
| | 2021 | 35.5 | 227.5 | 23 | 88.8 | 34.7 | 9.2 | 25.6 |

Analizando la región de Latinoamérica, destacando los países México-Argentina-Brasil, la tabla 1.2 reúne los principales cambios en el comportamiento proyectado en diversos parámetros de evaluación del crecimiento del tráfico de datos en Internet entre 2016 y 2021.

Tabla 1.2 Principales variables de interés con referencia al tráfico de datos para las regiones geográficas en Latinoamérica para el periodo de 2016-2021 [13].

| | Año | Latinoamérica (total) | Argentina | México | Brasil | Resto de Latinoamérica |
|--|------|--------------------------|-----------|--------|--------|---------------------------|
| Porcentaje de usuarios con acceso a Internet [%] | 2016 | 52 | 63 | 49 | 65 | 42 |
| | 2021 | 66 | 73 | 61 | 83 | 55 |
| Velocidad de conexión promedio [Mbps] | 2016 | 9.3 | 5.7 | 10.3 | 11.2 | 6.6 |
| | 2021 | 20.5 | 16.9 | 27.9 | 21.3 | 12.3 |
| Tráfico per cápita promedio por mes [GB/mes] | 2016 | 9.4 | 15.2 | 9.8 | 11.4 | 6.5 |
| | 2021 | 23 | 38.8 | 24.8 | 25.1 | 17.8 |

Por ejemplo, en el caso del porcentaje de la población con acceso a Internet de cada país, se muestra que Brasil presentará la mayor alza entre los principales países de Latinoamérica. En el caso de México, se tendrá un incremento menor en la población con acceso a Internet. En cuanto a la velocidad promedio de conexión a Internet, el panorama muestra que la región de Latinoamérica presentará un incremento porcentual del 120.4%, en tanto que los principales países tendrán un incremento de 196.4% (Argentina), 170.8% (México) y 90.1% (Brasil). Por último, la cantidad de tráfico per cápita generado por mes para cada sector en Latinoamérica muestra que habrá un incremento de poco más del doble en el periodo de 2016-2021 en dicho parámetro para todos los países involucrados.

1.2. Tendencias tecnológicas en los sistemas de comunicaciones ópticas.

Es indudable el importante rol que han tenido los sistemas de comunicaciones ópticas en los más recientes años, estos se han convertido de momento en los únicos capaces de hacer frente a la creciente demanda y exigencias en capacidad de transmisión de información [1]. Esto último ha sido gracias al enorme ancho de banda que ofrece la fibra óptica en comparación a los tradicionales medios de transmisión basados en comunicaciones inalámbricas y alámbricas por cobre. Desde los primeros trabajos desarrollados por el Dr. Kao y Hockhamn [14] a mediados de los años 60s sobre el estudio del silicio como medio de transmisión de información mediante señales ópticas, pasando por las continuas mejoras a esta guía de onda dieléctrica, seguido del desarrollo de diversos componentes fotónicos (*láseres, moduladores, amplificadores, etc.*) y por último el uso de esquemas de multiplexación de múltiples señales ópticas se ha dado un enorme impulso a la explotación de las capacidades de transmisión de los sistemas de comunicación basados en fibra óptica.

A principios de los años 70s, cuando los sistemas de comunicaciones de fibra óptica comenzaron a desplegarse a nivel comercial, la capacidad de cada canal óptico era baja. Desde mediados de los 80s ha habido una constante y creciente explotación de los sistemas de comunicaciones ópticas como solución a la creciente necesidad por ancho de banda y altas tasas de transmisión de datos. La propagación de varios canales ópticos sobre una misma fibra óptica mediante la técnica de acceso por multiplexado en longitud de onda (WDM) se ha convertido en una tecnología responsable de que se haya dado un gran avance en este campo permitiendo cubrir las necesidades demandas por los diversos servicios utilizados por los usuarios.

Los diversos avances tecnológicos generados a lo largo de la historia de los sistemas de comunicaciones ópticas (Fig. 1.8) han posibilitado la transmisión de más datos a través de una sola fibra óptica sobre grandes distancias. El campo de la investigación ha concentrado sus esfuerzos por mejorar la forma de generar, codificar, amplificar, (de)multiplexar y detectar señales ópticas con la finalidad de aprovechar el enorme potencial de transmisión que presentan este tipo de sistemas de comunicaciones.

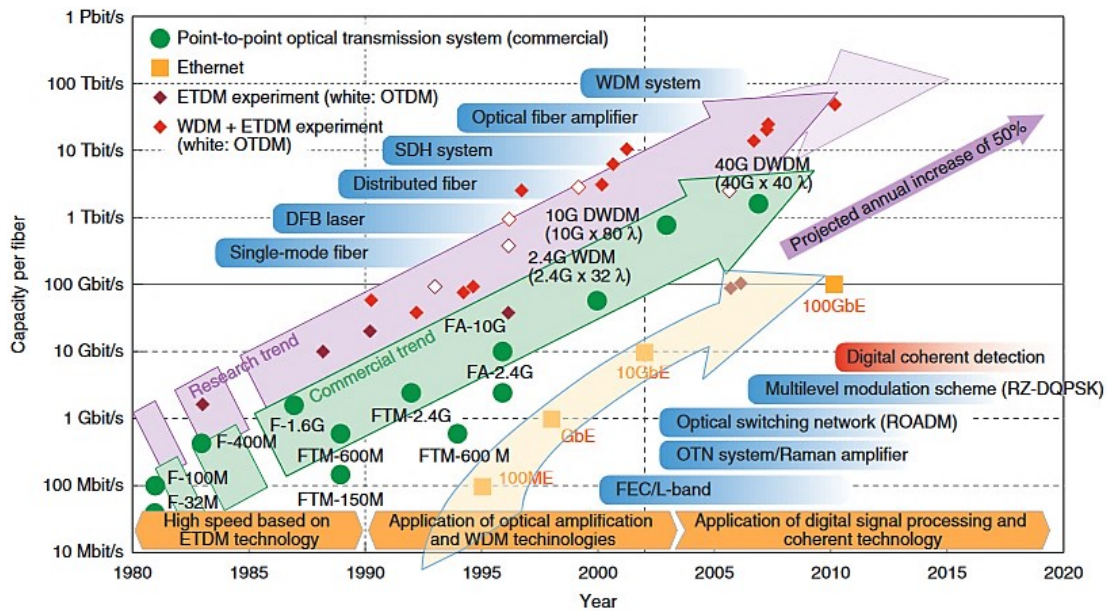


Fig. 1.8 Principales avances generados para el desarrollo de redes de transporte de mayor capacidad. La creación de diversos componentes ópticos y esquemas de transmisión han permitido explotar de manera eficiente la enorme capacidad de transmisión que ofrece la fibra óptica [15].

Algunos ejemplos de los principales avances, que se han estado analizando, para poder incrementar la capacidad de los sistemas de comunicación ópticos en las próximas generaciones son los siguientes:

(a) Creación de nuevas fibras ópticas: El desarrollo de nuevos tipos y/o arreglos de fibras ópticas (Fig. 1.9) para la conformación de las futuras redes de transporte óptico son vitales para superar los límites en capacidades de las convencionales fibras ópticas monomodo. A pesar de las mejoras significativas que han sufrido las fibras ópticas monomodo en su diseño (*atenuación de 0.15 dB/km a 1550 nm, fibras con área efectiva relativamente amplia para reducir no linealidades ópticas y el desarrollo de nuevos métodos para la producción de fibras a bajo costo y en grandes volúmenes*), el proceso de manufactura de fibras ópticas monomodo (SMF, *Single Mode Fiber*) ha permanecido sin cambios substanciales por un largo periodo de tiempo.

Afortunadamente, hasta recientemente, la capacidad de una fibra SMF ha estado por encima de las necesidades demandadas por la cantidad de tráfico que se tenían que soportar y tomando en cuenta el desarrollo de diversos esquemas rentables que permitieron aprovechar de manera eficiente la capacidad disponible de entre 100 y 200 Tb/s considerando las limitaciones de los efectos no lineales entre canales y basado en los límites impuestos por la teoría de la información. El panorama mundial habla de que nos estamos acercado a un estado en el cual habrá una crisis en la capacidad (*“capacity crunch”*) de demanda a los actuales sistemas de comunicaciones ópticas basados en fibra óptica [16]. Por lo tanto, diversos esfuerzos han generado un desarrollo acelerado en torno al diseño de nuevas fibras ópticas capaces de

incrementar aún más la capacidad de transmisión mediante señales ópticas. Los principales enfoques están encaminados a la creación de fibras ópticas que hagan un uso más eficiente del espacio físico ya sea mediante la creación de múltiples núcleos en un mismo cable óptico o la agrupación de varias fibras ópticas que transmitan una mayor cantidad de información que la que tradicionalmente se podía con una sola fibra óptica.

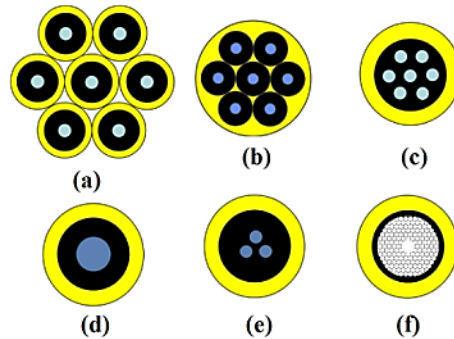


Fig. 1.9 Diversos tipos de fibras ópticas para las futuras redes de transporte óptico. (a) Arreglo de fibras (b) Fibras multi-elemento (MEF) (c) Fibras multi-núcleo (MCF) (d) Fibras de pocos modos (FMF) (e) Fibras de núcleo acoplado (CCF) (f) Fibras de banda prohibida fotónicas (PBGF) [17].

(b) Esquemas de multiplexación por división espacial (SDM, *Spatial Division Multiplexing*): De las cinco dimensiones físicas (*frecuencia, tiempo, cuadratura, polarización y espacial*) que son posibles de modificar dentro de los procesos de modulación y multiplexación (Fig. 1.10), las redes de transporte óptico comerciales han basado sus soluciones en esquemas combinan variaciones temporales en cuadratura y con diferentes estados de polarización para adecuar e incrementar las capacidades ofrecidas por la fibra óptica. Esto último ha sido posible a través del empleo de esquemas de modulación en cuadratura de señales complejas generadas de forma digital sobre dos estados de polarización y empleando esquemas de detección coherente.

Las dimensiones físicas restantes han permitido escalar las capacidades a un nivel mayor mediante el paralelismo frecuencial (WDM) y espacial (SDM). Los supercanales ópticos [18] y esquemas multi-banda [19] han sido dos soluciones que mediante el control del espectro de frecuencia ocupado por cada canal óptico permiten aprovechar la infraestructura ya implementada en un inicio. Sin embargo, estos enfoques tarde o temprano alcanzarán un límite impuesto por las grandes capacidades (finitas) que posee la fibra óptica. Ante este panorama, se está convirtiendo en una necesidad imperante el aprovechar la dimensión física espacial como medio para poder incrementar aún más, la cada vez más limitada, capacidad de las convencionales fibras ópticas.

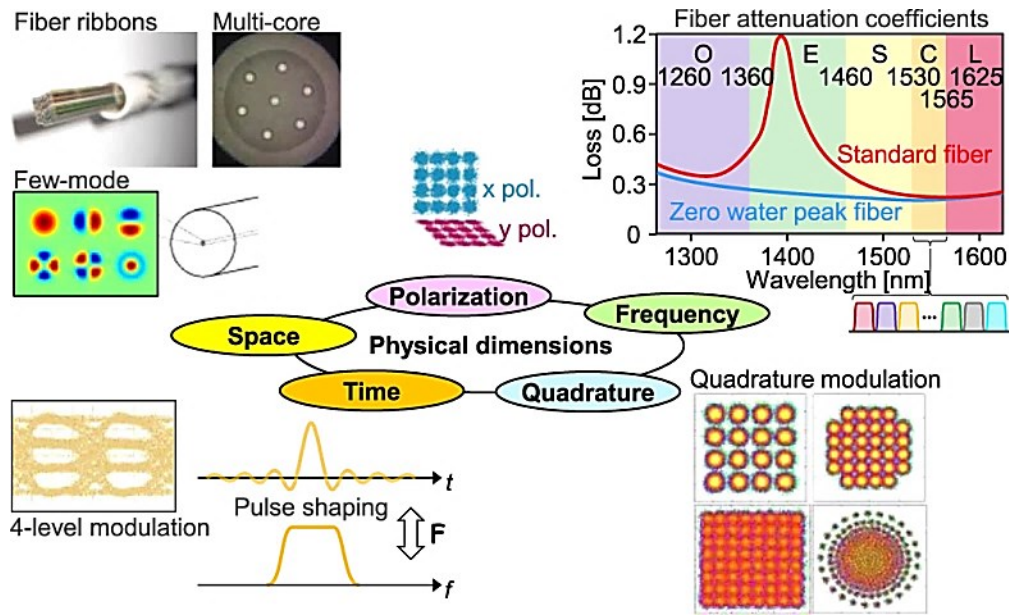


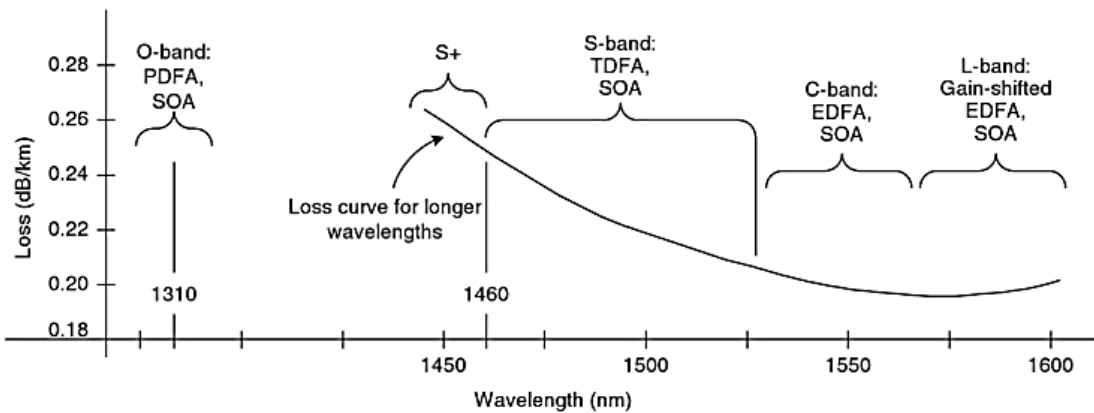
Fig. 1.10 Principales dimensiones físicas capaces de manipular para incrementar la capacidad de los sistemas de transmisión ópticos. (i) Espacial: Fibras multi-núcleo, fibras de pocos modos, fibras de cinta. (ii) Polarización: Transmisión de datos a través de dos modos de polarización. (iii) Frecuencia: Operación de varios canales sobre distintas bandas de longitud de onda. (iv) Cuadratura: Utilización de esquemas de modulación en cuadratura (amplitud-fase). (v) Tiempo: Uso de esquemas de modulación multi-nivel y pulsos temporales con espectros rectangulares [20] [21].

(c) **La optimización de los esquemas de amplificación y regeneración:** Los amplificadores ópticos son elementos clave que han contribuido, junto a las fibras ópticas de baja atenuación, diodos láseres compactos y fotodiodos de alta velocidad, al éxito de las redes de transporte ópticas. El gran potencial que ofrece la transmisión de varios canales ópticos multiplexados en longitud de onda (WDM) a través de una fibra óptica sobre grandes distancias de varios cientos de kilómetros ha permitido un crecimiento más acelerado de la capacidad de transmisión en comparación al que podría obtenerse con incrementar únicamente la tasa de datos individual de cada canal. Esto último tomando en cuenta los alcances y restricciones que se tienen con la tecnología relativa a los componentes optoelectrónicos necesarios para alcanzar las tasas requeridas. No obstante, este éxito no hubiera sido palpable sin tomar en cuenta la reducción en el aspecto económico y energético involucrado para el transporte de cada bit. El campo de investigación alrededor de los amplificadores ópticos se ha enfrentado a dos retos principales:

- El crecimiento exponencial en el tráfico de datos y la aparición de nuevas aplicaciones consumidoras de mayor ancho de banda fueron responsables de un incremento mayor en la capacidad de las redes de transporte ópticas. Por lo tanto, la implementación de nuevos sistemas de transmisión será posible si esta es justificada económicamente y si los nuevos elementos del sistema ofrecen no solo una mayor capacidad sino también un reducido costo por bit transmitido y mejor eficiencia energética.

- El incremento en el nivel de flexibilidad y adaptabilidad dinámica de las redes de transporte es necesario debido a que típicamente las redes de transporte óptico se habían mantenido estáticas en su operación. Esta situación impedía que la capacidad disponible fuera adaptada a las variaciones de tráfico, lo que resultaba en un gasto de energía en periodos de bajo tráfico.

Considerando los aspectos anteriores, los amplificadores ópticos pueden adaptarse a los nuevos retos a través de diversos enfoques. El menos disruptivo y que posibilita una extensión de los actuales sistemas de transporte, con mejores eficiencias espectrales, considera el desarrollo de amplificadores ópticos con mejores niveles en la relación señal a ruido (SNR, *Signal-to-Noise Ratio*) ante el incremento en el número de bits por símbolo. Lo anterior puede ser posible a través del uso de esquemas de amplificación híbridos (Raman, EDFA-Erbium Doped Fiber Amplifier- y SOA-Semiconductor Optical Amplifier) que permitan evitar los cortos alcances de transmisión ante la inclusión de esquemas de modulación avanzados con mayores niveles de eficiencia espectral. Por otra parte, el desarrollo de amplificadores capaces de operar en otras bandas de longitudes de onda (Fig. 1.11) permitirá ofrecer flexibilidad de operación y opciones de mejora en las capacidades ante las constantes demandas por mayores anchos de banda.



EDFA = erbium doped fiber amplifier

SOA = semiconductor optical amplifier

PDFAs = praseodymium doped fiber amplifier

TDFA = thulium doped fiber amplifier

Fig. 1.11 Banda de operación de los amplificadores ópticos de semiconductor (SOA) y amplificadores ópticos basados en fibras dopadas (FOA, *Fiber Optic Amplifier*). El uso de diversos dopantes en el caso de amplificadores basados en fibras posibilita la operación en distintas regiones ópticas, mientras que un mismo amplificador óptico de semiconductor es capaz de operar dentro de las mismas regiones [22].

(d) Transceptores coherentes: Existen diversos aspectos tales como la capacidad de la fibra, costo de la red, simplicidad de diseño de la red, densidad de puertos, consumo de potencia que influyen en la selección de la tecnología necesaria para la construcción de las futuras redes ópticas de transporte. Actualmente los modernos transceptores ópticos se encuentran caracterizados del lado del transmisor por el uso de esquemas de modulación de amplitud-fase multiplexados en polarización, mientras que del lado del receptor la detección coherente, el procesamiento digital de señales y esquemas de corrección de errores (FEC, *Forward Error Correction*) de alto rendimiento son algo más común. La detección coherente de portadoras ópticas moduladas en amplitud-fase (PSK-*Phase Shift Keying*, QPSK-*Quaternary Phase Shift Keying*, 16QAM-*Quadrature Amplitude Modulation*) posibilitan su digitalización y aplicación en diversas áreas (*enlaces submarinos, sistemas terrestres de largo alcance, redes metro y regionales*). La importancia que tienen los transceptores coherentes dentro de las modernas redes de transporte óptico radica en el hecho de que estos han permitido reducir el costo involucrado por cada bit transmitido como consecuencia del uso de esquemas de modulación con mayores niveles de eficiencia espectral. Uno de los principales retos de diseño tiene que ver con encontrar nuevas vías para incrementar aún más la capacidad de transmisión, para ello se cuentan con tres principales dimensiones (Fig. 1.12) que permiten lograr este incremento.

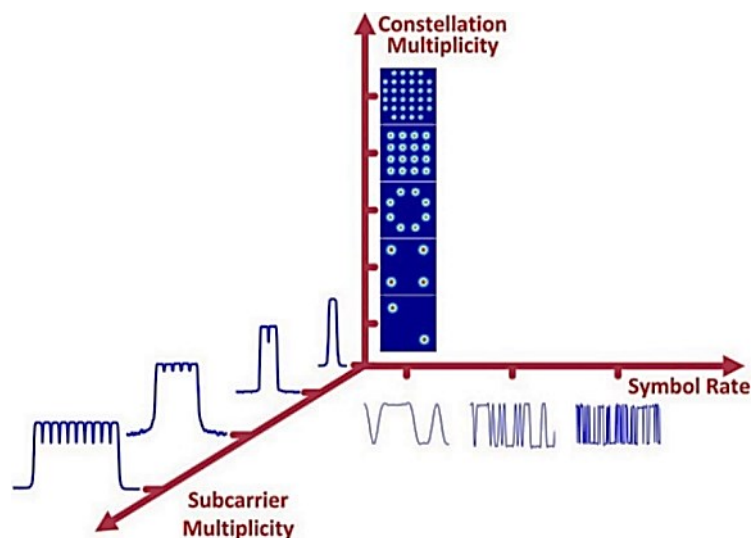


Fig. 1.12 Representación gráfica de los tres principales factores (*tasa de símbolos, multiplicidad de sub-portadoras, multiplicidad de constelaciones*) capaces de incrementar la capacidad de un sistema de transmisión óptico [10].

En orden creciente sobre el costo involucrado tenemos la elección de la tasa de símbolos más alta, el uso de la constelación que presente la mejor toleración al ruido y por último la selección de múltiples portadoras que permitan alcanzar la tasa de datos demandada por la aplicación o servicio.

(e) Formatos de modulación avanzados: El uso de formatos de modulación avanzados en combinación con esquemas de multiplexación han permitido adecuar la enorme capacidad de transmisión que posee una convencional fibra óptica monomodo a las necesidades de los usuarios. En un inicio los primeros sistemas de transmisión ópticos empleaban esquemas de modulación encendido-apagado (OOK, *On-Off Keying*) con tasas de transmisión del orden de 10 Gb/s y espaciamentos inter-canales de entre 50 y 100 [GHz]. Con el desarrollo e introducción de esquemas de modulación avanzados dentro de las redes de transporte óptico se ha podido incrementar la eficiencia espectral al transmitir más bits de información dentro de un mismo ancho de banda fijo. Para lograr tal incremento en la eficiencia espectral, ha sido necesario el uso combinado de la gestión de la dispersión por modo de polarización (PMD, *Polarization Mode Dispersion*), formatos de modulación avanzados multinivel, la conformación digital de pulsos con espectros rectangulares, el uso de esquemas de detección coherente (Fig. 1.13) y esquemas avanzados de detección de errores (FEC).

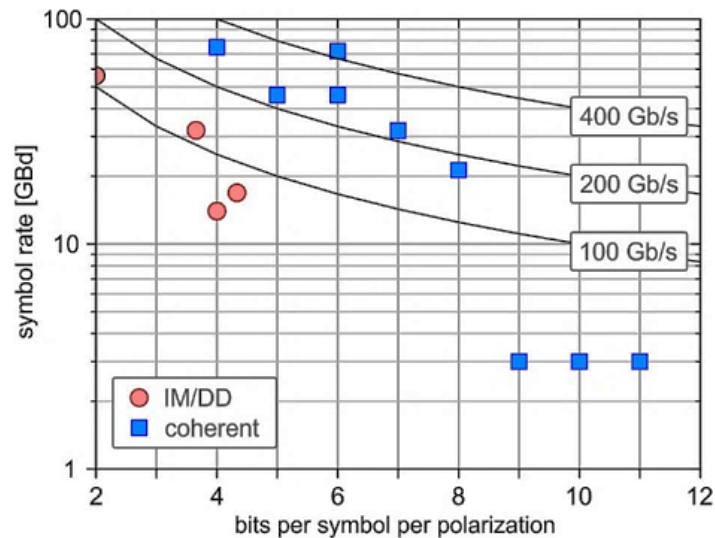


Fig. 1.13 Datos experimentales sobre las tasas de transmisión alcanzadas en sistemas de transmisión modulados en intensidad con detección directa (IM/DD, *Intensity Modulation with Direct Detection*) y sistemas con detección coherente como función de la eficiencia espectral para cada estado de polarización. Las líneas continuas indican una tasa fija indicada en la gráfica [10].

Considerando el incremento de los centros de datos y el tremendo crecimiento en capacidades dentro y entre estos ha dado como resultado una fuerte demanda por soluciones de corto alcance económicas que ofrezcan una alta capacidad y sean energéticamente más eficientes. Esto ha llevado a diversos grupos de investigación a concentrar sus esfuerzos en los sistemas de transmisión modulados en intensidad con detección directa (IM/DD) (Fig. 1.13) ya que estos representan la mejor solución dadas las condicionantes previamente indicadas. El desarrollo de sistemas encendido-apagado (OOK), sistemas utilizando modulación de amplitud de pulsos (M-

PAM, *Multilevel Pulse Amplitude Modulation*), esquemas de multiplexación por división de frecuencias ortogonales (OFDM, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), modulación discreta de multi-tonos o modulación de amplitud/fase sin portadora han surgido como alternativas para implementar sistemas IM-DD.

(f) Procesamiento digital de señales y procesamiento fotónico de señales ópticas: El uso de esquemas de procesamiento digital de señales (DSP, *Digital Signal Processing*) ha probado ser un medio eficaz para mejorar e implementar diversas funcionalidades tanto en el equipo transmisor y receptor. Esto último ha resultado en un impacto positivo en los sistemas de comunicaciones ópticas [23]. Algunos ejemplos sobre el potencial de estos esquemas de procesamiento digital de señales en el lado del transmisor son la posibilidad de realizar la codificación de línea, la generación de esquemas de modulación (QAM, OFDM, etc.), llevar a cabo procesos de ecualización para pre-compensar los efectos de dispersión cromática y no linealidades presentes en la fibra óptica, implementar etapas de filtrado, la conformación de pulsos con cierto perfil (*pulsos de coseno alzado-Nyquist*). Del lado del receptor, las diversas técnicas DSP han permitido, por ejemplo, implementar esquemas de ecualización para post-compensar la degradación de la señal de información debido a los fenómenos lineales y no lineales de la señal recibida, conformar etapas de filtrado acoplado para la detección de pulsos con perfiles específicos, llevar a cabo funciones de sincronización (*cadencia, recuperación de la señal de reloj, seguimiento de la fase y frecuencia de la señal*), procesos inversos al transmisor como la decodificación y la demodulación.

En el caso de las técnicas de procesamiento de señales a nivel óptico, que se refiere al uso de fenómenos lineales y no lineales para manipular y procesar la información de señales ópticas, estas han surgido como un medio para poder superar las limitaciones en las velocidades de procesamiento de los componentes electrónicos que manipulan señales eléctricas. Este tipo de procesamiento óptico permitirá aumentar las velocidades de operación de los sistemas actuales permitiendo incrementar su capacidad y alcance. Además, tienen el potencial de reducir el consumo de energía y la latencia en los sistemas de comunicaciones. Aunque se prevea que los avances tecnológicos permitan mejorar el desempeño de los componentes electrónicos involucrados en las actuales redes de transporte óptico, esto no eliminará la necesidad de conformar redes de transporte completamente ópticas. Esto último con la intención de aprovechar las diversas ventajas de procesar señales de información a nivel óptico (*ultra-alta velocidad de operación, mejor eficiencia energética, baja latencia de procesamiento y funciones de procesamiento óptico en paralelo*), evitando los cuellos de botella intrínsecos de los componentes electrónicos.

1.3. Justificación del proyecto de investigación de doctorado.

Como se ha mostrado anteriormente, las comunicaciones ópticas ya han tenido un gran impacto en el desarrollo de las redes de transporte capaces de dar soporte a las necesidades por mayores tasas de transmisión y ancho de banda. Esta influencia se mantendrá en los años siguientes siempre y cuando los diversos esfuerzos que se están realizando dentro del campo de la investigación permitan explotar de manera inteligente las grandes capacidades de transmisión de información sobre este medio óptico. Sin embargo, todas las soluciones propuestas deben ser eficientes energéticamente y económicamente rentables para promover su rápida implementación dentro de las actuales redes de transporte.

Las redes de transporte óptico se han convertido en el mercado que más crecimiento ha tenido en los más recientes años. Sin embargo, esto las ha llevado a enfrentar significantes retos relacionados con el incremento desmedido en el tráfico de datos que se ha observado en las más recientes décadas [11] [12]. Por lo tanto, la evolución hacia redes de transporte completamente ópticas o transparentes es fundamental para concebir comunicaciones ultra-rápidas y de banda ancha. Para redes de largo alcance, el uso de formatos de modulación espectralmente más eficientes junto con esquemas de detección coherente se está convirtiendo en la principal solución para hacer frente a estos retos. Por el contrario, el uso de esquemas de modulación de intensidad con detección directa (IM-DD) sigue siendo la solución preferida dentro de las redes de corto alcance, particularmente para la interconexión de centros de datos y redes de acceso metro, como consecuencia de su simplicidad de operación y bajo costo.

Tomando en cuenta el panorama presentado previamente, sobre la creciente en el tráfico de datos que tendrán que soportar las actuales redes de transporte, es imperante el desarrollo de soluciones ópticas capaces de llevar al límite las capacidades de la fibra óptica actualmente implementadas o generar alternativas novedosas a los esquemas tradicionales de transmisión para el transporte de más información con el mínimo de modificaciones a las actuales redes. Los procesos básicos de modulación, multiplexación, amplificación, filtrado, demultiplexación y detección involucrados en la transmisión de información a través de la fibra óptica requieren ser optimizados en vías de mejorar las capacidades de transferencia de información dentro de las redes de transporte.

Por ejemplo, existen varias razones económicas por las cuales los proveedores de servicios desean extender el alcance de las redes pasivas más allá de lo que pueden ofrecer de acuerdo a lo que las proyecciones indicadas en los presupuestos de potencia mediante el uso exclusivo de componentes pasivos. Por tanto, existe una fuerte necesidad por la inclusión de componentes activos que permitan incrementar el alcance de estas redes [24]. Entre ellos tenemos al amplificador óptico de semiconductor (SOA) como un fuerte candidato importante en ese sentido que aporta muchas características atractivas que motivan cada vez más su inclusión dentro de los sistemas de comunicaciones ópticas. En los más recientes años, los avances tecnológicos desarrollados sobre los amplificadores ópticos de semiconductor

lo han posicionado como una tecnología madura capaz de desempeñar innumerables funciones de procesamiento a nivel óptico.

La presencia de diversos fenómenos no lineales (automodulación y modulación cruzada de ganancia y fase- SPM-*Self-Phase Modulation*, SGM- *Self-Gain Modulation*, XGM- *Cross Gain Modulation*, XPM- *Cross Phase Modulation* y mezclado de cuatro ondas-FWM- *Four-Wave Mixing*), bajo consumo energético, flexibilidad de operación en diversas bandas ópticas, amplio rango dinámico de operación, respuesta rápida, versatilidad, tamaño compacto, capacidad de integración con otros componentes, etc., ha permitido su desarrollo a nivel comercial. El campo de aplicación más fuerte para los SOAs, dentro de la conformación de las futuras redes de transporte, ha sido concentrado a la implementación de diversas funcionalidades de procesamiento de señales a nivel óptico como consecuencia de la rápida dinámica asociada a los diversos fenómenos no lineales característicos del SOA. No obstante, el desempeño de los SOAs para propósitos de amplificación en sistemas de transmisión multicanal se ha visto limitado por la misma presencia de estos efectos no lineales que generan cambios no proporcionales tanto de amplitud y fase en cada una de las señales ópticas que están presentes en el SOA. Estos cambios irregulares derivan en una degradación directa en el desempeño cuantificado, típicamente en términos de la tasa de bits erróneos (BER), del rendimiento. Por tanto, dependiendo de cuantas dimensiones físicas de la señal óptica sean utilizadas para la codificación de la información será el grado de impacto que tendrá cada uno de los efectos no lineales del SOA.

Con el objetivo de dar un impulso al uso del SOA como elemento útil para el incremento de potencia de varias señales ópticas es necesario combatir el efecto degradante que tienen los diferentes efectos no lineales presentes en el SOA. Diferentes métodos aplicados a sistemas que operan con uno o varios canales ópticos han sido analizados para paliar estos obstáculos que impiden su uso más preponderante dentro de las redes de transporte óptico. El desarrollo y optimización de estas soluciones deberá adecuarse a los constantes cambios generados por la incontrolable creciente en el tráfico de datos que las redes de transporte tendrán que cubrir en los años que vienen.

Por tanto, a pesar del gran éxito que está teniendo este componente fotónico existe una creciente necesidad de continuar desarrollando investigación más profunda con este multifuncional componente que permita explotarlo eficientemente para las diversas aplicaciones que se están proyectando en este [25]:

- Amplificación directa de señales ópticas.
- Procesos de modulación externa.
- Manipulación y generación de pulsos.
- Procesamiento óptico de señales.
- Computo completamente óptico.
- Circuitos lógicos ópticos secuenciales y combinacionales.

- Comunicaciones ópticas inalámbricas.
- Redes de acceso ópticas.
- Convergencia de las redes de telecomunicaciones.
- Comunicaciones radio sobre fibra.
- Fotónica de microondas y Terahertz.
- Interconexiones ópticas.
- Multiplexación temporal de señales ópticas.
- Redes y sistemas ópticos de acceso múltiple por división de código (OCDMA, *Optical Code-Division Multiple-Access System*) y longitud de onda (WDM).
- Formatos de modulación avanzados.
- Técnicas de medición y pruebas ópticas.
- Circuitos fotónicos integrados.
- Aplicaciones diversas: sensores, imagen médica, etc.

1.4. Objetivos de la Tesis de doctorado

El principal objetivo del trabajo de investigación doctoral es el desarrollo, implementación y validación de diversos esquemas de mitigación del efecto de modulación cruzada de ganancia (XGM), característico en el amplificador óptico de semiconductor, que afecta el rendimiento de los sistemas de comunicaciones ópticas WDM cuando este se utiliza para propósitos de amplificación óptica multicanal.

A continuación se describen los objetivos particulares planteados al inicio del proyecto de investigación doctoral que contribuyeron en el cumplimiento del principal objetivo.

- Definición de las necesidades y retos que presentan las actuales redes de transporte óptico para poder lograr las capacidades demandadas.
- Justificación de la importancia que tiene el amplificador óptico de semiconductor para el desarrollo y conformación de las futuras redes de transporte en procesos de amplificación multicanal.
- Establecimiento teórico del panorama histórico de la evolución en el tráfico de datos y principales avances tecnológicos llevados a cabo en los sistemas de comunicaciones ópticas para incrementar sus capacidades de transmisión de información.
- Investigación teórica sobre los amplificadores ópticos de semiconductor que describa sus principales avances tecnológicos, principios básicos de operación, principales parámetros de diseño y fenómenos no lineales.
- Descripción y validación del modelado numérico llevado a cabo en el amplificador óptico de semiconductor para el entendimiento de las principales ecuaciones que gobiernan la dinámica de operación del dispositivo.
- Propuesta, implementación y validación de un sistema de comunicaciones ópticas con capacidad de transmisión total de 400 Gb/s que haga uso de un amplificador óptico de semiconductor para posibilitar un alcance máximo de 40 km.
- Estudios numéricos exhaustivos para la evaluación del impacto que presentan cada uno de los fenómenos no lineales del SOA en el rendimiento observado en el sistema WDM propuesto.
- Presentación de un estudio teórico sobre el estado del arte de los principales esquemas de mitigación de los efectos no lineales presentes en los SOAs tanto en escenarios monocanal y multicanal.
- Propuesta, implementación y validación de diversos esquemas mitigadores del efecto de XGM para optimizar el comportamiento de las curvas de rendimiento del sistema de comunicaciones ópticas del sistema WDM con pre-amplificador SOA.

- Publicación y presentación de los trabajos generados en las diversas investigaciones en revistas científicas y congresos nacionales e internacionales.

1.5. Contribuciones del proyecto de investigación de doctorado.

A continuación, se presentan las principales contribuciones generadas del proyecto de investigación de doctorado.

- La propuesta y demostración de la factibilidad técnica de un sistema de transmisión de fibra óptica WDM con pre-amplificador SOA con capacidad de transmisión de 400 Gb/s y alcance máximo de 40 km. El sistema se basa en un esquema de 8 canales, cada uno operando a una tasa de 50 Gb/s con formato de modulación (NRZ, *Non-Return to Zero*).
- El análisis numérico del impacto que tienen los diferentes efectos nocivos, asociados al amplificador óptico de semiconductor, en dicho sistema sobre el rendimiento observado en términos de la tasa de bits erróneos (BER, *Bit Error Rate*).
- Descripción y validación de los diversos modelos numéricos implementados en los distintos componentes que integran al simulador del sistema de comunicaciones ópticas. En el caso del amplificador óptico de semiconductor se hace una descripción detallada de las diversas ecuaciones que gobiernan la dinámica de operación, curvas características de varios parámetros de diseño del modelo, alcances y limitaciones de operación del modelo utilizado.
- Establecimiento de un marco teórico sobre el estado del arte de los diversos esquemas mitigadores del efecto de modulación cruzada de ganancia (XGM) tanto para escenarios que operan con un solo canal óptico y con múltiples canales ópticos.
- Presentación y justificación matemática de la metodología, basada en los espectros ópticos de entrada-salida del SOA, para el diseño sintético de filtros ópticos pasivos que permitan la corrección del efecto XGM que limita el rendimiento del SOA durante el proceso de amplificación multicanal.
- La propuesta, implementación y validación numérica de un esquema de filtrado óptico en la etapa de demultiplexación para la corrección del efecto de XGM generado durante la amplificación multicanal con SOA.
- La propuesta, programación y validación de esquemas de procesamiento digital de señales eléctricas llevadas a cabo en el equipo receptor para la reducción del efecto de XGM presente en sistemas WDM con amplificación con SOA.
- Un análisis comparativo del desempeño observado entre un sistema WDM afectado por el comportamiento no lineal de un SOA y con la consideración de las técnicas propuestas para la mitigación del efecto degradante presente en el SOA.

1.6. Producción derivada a partir del trabajo de investigación.

Los principales productos generados de las diversas investigaciones originales llevadas a cabo durante los estudios de doctorado y en colaboración con otros miembros del grupo de investigación del Instituto de Ingeniería son:

Artículo en revistas internacionales arbitradas e indexadas de alto impacto.

(i) **E. Ramírez-Cruz**, R. Gutiérrez-Castrejón, P. Torres-Ferrera, and D.E. Ceballos-Herrera, "An alternative for the implementation of 40-km reach Ethernet at 400Gb/s using an 8×50Gb/s PHY at 1310nm with SOA pre-amplification," *Optical Switching and Networking*, vol. 22, pp. 86-94, November 2016. Factor de impacto: 1.865 (2016) de acuerdo al JCR-2016. [26] -Con el apoyo del programa PAPIIT, proyecto: IN102318.

(ii) Rendón-Salgado, **E. Ramírez-Cruz** and R. Gutiérrez-Castrejón, "640 Gb/s all-optical AND gate and wavelength converter using bulk SOA turbo-switched Mach-Zehnder interferometer with improved differential scheme", *Optics and Laser Technology*, vol.109, pp.671-681, 2019. Factor de impacto: 2.503 (2016) de acuerdo al JCR-2018. [27] -Con el apoyo del programa PAPIIT, proyecto: IN102318.

Artículos científicos publicados y presentados en conferencias y congresos internacionales.

(iii) **E. Ramírez-Cruz**, I. Rendón-Salgado, D.E. Ceballos-Herrera, and R. Gutiérrez-Castrejón, "Cross-gain modulation mitigation in semiconductor optical pre-amplifiers using a new synthetic filter for NRZ-based WDM transmission systems", 20th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Art. Th.B4.4, Bucharest, Romania, July, 2018, pp. 1-4. [28]-Con el apoyo del programa PAPIIT, proyecto: IN102318.

(iv) I. Rendón-Salgado, **E. Ramírez-Cruz** and R. Gutiérrez-Castrejón, "All-optical demultiplexing of a 640 Gbit/s OTDM signal using bulk SOA turbo-switched MachZehnder interferometer with improved differential scheme", 20th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Art. Mo.D1.5, Bucharest, Romania, July, 2018, pp. 1-4. [29] -Con el apoyo del programa PAPIIT, proyecto: IN102318.

Artículos científicos publicados en memoria de conferencia o congreso nacional.

(v) **E. Ramírez-Cruz**, R. Gutiérrez-Castrejón, I. Rendón-Salgado "Procesamiento digital de señales para la reducción de efectos no lineales en sistemas DWDM con preamplificación óptica de semiconductor", IEEE ROC&C 2017, T-03, noviembre del 2017. [30] -Con el apoyo del programa PAPIIT, proyecto: IN103416.

Artículos de divulgación en revista internacional.

(vi) R. Gutiérrez-Castrejón, D. E. Ceballos-Herrera, P. Torres-Ferrera, E. Ramírez-Cruz, I. Rendón-Salgado, A. Marroquín, “*Optical solutions for short-reach optical transmission systems: A road from Gbps to Tbps*”, IEEE Photonics Society Newsletter, vol. 32, no. 4, pp. 4-9, aug. 2018. [31]

Presentación de póster de investigaciones en conferencias nacionales.

(vii) Ernesto Ramírez-Cruz, Ramón Gutiérrez-Castrejón. “*Impacto de los efectos no-lineales de un amplificador óptico de semiconductor en sistemas de comunicaciones multi-canal*”, Ultrafast optics. Optics, photonics and upcoming methods and applications school 2017.

1.7. Contenidos de la tesis por capítulos

Las diversas investigaciones y contribuciones generadas al campo de la investigación fueron llevadas a cabo mediante la utilización de un potente simulador de un sistema de comunicaciones ópticas WDM de alta velocidad, programado en LabView, el cual cuenta con un eficiente modelo de un amplificador óptico de semiconductor que considera los principales fenómenos no lineales. A continuación se resumen los principales temas abordados en cada uno de los capítulos de la presente tesis.

- En el capítulo 1 se establece un marco teórico del panorama mundial y Latinoamericano sobre el comportamiento histórico en el crecimiento en el tráfico de datos en Internet. Contextualizando la importancia y principales retos que los sistemas de comunicaciones ópticas han afrontado para convertirse en la principal solución de transporte de información. Asimismo, se presenta un resumen de los principales temas de investigación que se están llevando a cabo para poder incrementar las capacidades ofrecidas por las actuales y futuras redes de transporte óptico. Se presenta la justificación del proyecto de investigación sobre el estudio y optimización del comportamiento de un amplificador óptico de semiconductor para propósitos de amplificación multicanal. Se plantean tanto el objetivo principal y particulares definidos al inicio de los estudios de doctorado. Se incluyen los principales aportes generados al campo de la investigación y se presentan los diversos productos científicos generados en el periodo de estudios.
- En el capítulo 2 se presenta una investigación teórica alrededor del amplificador óptico de semiconductor en el que se describen sus principales avances tecnológicos que le ha permitido destacarse como elemento fundamental para las futuras redes de transporte óptico completamente transparentes. Asimismo, se describen los principios básicos de operación, campos de aplicación, principales parámetros de diseño y definición de los fenómenos no lineales más importantes.
- En el capítulo 3 se presenta una descripción detallada de los principales componentes que integran al simulador del sistema de comunicaciones WDM de alta velocidad utilizado para las diversas investigaciones realizadas. Para ello se lleva a cabo una explicación del modelado numérico utilizado para la caracterización del comportamiento de cada componente del sistema WDM. Dentro de estos, se presta especial atención a la descripción del modelo numérico del amplificador óptico de semiconductor que permite tomar en cuenta los principales fenómenos no lineales de mayor interés para el tipo de sistema WDM abordado. Para ello se presentan las diversas ecuaciones matemáticas que gobiernan la dinámica de operación del dispositivo, incluyendo algunas pruebas de validación del comportamiento de diversos parámetros de desempeño típicos del SOA.

- En el capítulo 4 se presentan las principales investigaciones desarrolladas con el simulador para el diseño de enlaces de comunicaciones ópticas factibles de cubrir las necesidades definidas por los estándares Ethernet con capacidades de transmisión total de 100 Gb/s (100 GbE) y 400 Gb/s (400 GbE). Para ello se presentan los principales resultados obtenidos de las pruebas de factibilidad de operación de las arquitecturas 4x25 [Gb/s] para 100 GbE y 16x25 [Gb/s], 10x40 [Gb/s], 8x50 [Gb/s] para 400 GbE. En particular, se prestan los resultados obtenidos del estudio del arte sobre los principales avances tecnológicos que han tenido algunos de los más importantes elementos del enlace de comunicaciones ópticas WDM para lograr un alcance de transmisión de 40 [km] con SOA con una arquitectura 8x50 [Gb/s]. Asimismo, se incluyen las diversas pruebas de estudio para verificar la factibilidad de operación de la arquitectura 8x50 [Gb/s] propuesta para el estándar Ethernet 400 GbE. Entre ellas, se destacan dos que fueron propuestas de manera original: (i) Estudio basado en el comportamiento en los diagramas de ojo debido a afectaciones por efectos dispersivos acumulados de la fibra óptica para la selección del plan de frecuencias más apropiado para implementar la arquitectura 8x50 [Gb/s]. (ii) Estudio del impacto en el rendimiento del sistema WDM debido a la influencia de los diversos fenómenos presentes en la fibra óptica y al amplificador óptico de semiconductor en el proceso de amplificación multicanal.
- En el capítulo 5 se presentan los principales resultados obtenidos de la investigación bibliográfica sobre el estado del arte de los diversos esquemas mitigadores de las no linealidades del SOA que han sido abordadas dentro del campo de la investigación tanto en escenarios de operación del SOA con un solo canal óptico y escenarios que trabajan con múltiples canales ópticos. Se incluyen los resultados obtenidos de las principales soluciones propuestas para la reducción del efecto degradante XGM las cuales fueron implementadas dentro del sistema WDM 8x50 [Gb/s] para verificar su efectividad. Para ello, se presentan las principales curvas de rendimiento y el comportamiento en los diagramas de ojo del sistema WDM 8x50 [Gb/s] y del escenario que considera la implementación de las soluciones propuestas. Se presenta de manera original una metodología de diseño de filtros ópticos sintéticos capaces de reducir de manera efectiva las afectaciones por XGM a través de modificaciones en el espectro óptico. Asimismo, se describen los procesos de optimización del comportamiento de la respuesta en frecuencia del filtro que potenciaran su implementación con alguna técnica de diseño de filtros ópticos. Se presenta de manera original la utilización de esquemas de procesamiento digital de señales eléctricas detectadas a partir de señales ópticas afectadas por XGM durante un proceso de amplificación multicanal con SOA.
- Finalmente se incluyen conclusiones generales del trabajo de investigación doctoral desarrollado en estos años.

Capítulo 2. El amplificador óptico de semiconductor.

En este capítulo se presentan los principales avances desarrollados en el amplificador óptico de semiconductor (SOA) que han permitido su mayor investigación y expansión dentro del campo de las comunicaciones ópticas como elemento fundamental para la implementación de diversas funciones de procesamiento óptico. Asimismo, se presentan los principales retos que deben superar los SOAs en vías de posicionarse como una alternativa de mayor aceptación dentro de las redes de transporte de corto alcance. Para ello se puntualiza su enorme potencial como una solución económicamente rentable y multifuncional dentro de las redes de transporte de corto alcance para procesos de amplificación con varios canales ópticos. En otra sección se hace una descripción breve de algunos de los principales fenómenos físicos involucrados en el principio de funcionamiento del SOA. Enseguida, se presentan los principales parámetros de diseño utilizados para la caracterización del rendimiento en este tipo de amplificadores ópticos. Finalmente, se detallan los diversos fenómenos no lineales característicos en los SOAs que son de particular interés para el trabajo de investigación.

2.1. Amplificadores ópticos de semiconductor para las futuras redes de transporte óptico.

El futuro de los sistemas de comunicaciones ópticas de alta velocidad de corto y largo alcance depende enormemente de la disponibilidad de amplificadores ópticos de bajo costo que permitan compensar las pérdidas de potencia que sufren los canales conforme estos se propagan debido a la atenuación característica de la fibra óptica [32]. Para ello contamos con dos candidatos principales para extender el alcance de transmisión en los sistemas de comunicaciones ópticas, el primero involucra el uso de amplificadores ópticos de semiconductor (SOA) y la otra alternativa viene del lado de los amplificadores ópticos basados en fibras ópticas dopadas (FOA) con iones de tierras raras. El diseño y análisis de estos amplificadores ópticos es crucial para la conformación de las nuevas redes de transporte óptico [33]. Como veremos más adelante, el amplificador óptico de semiconductor posee ciertas características atractivas que le han permitido impulsar su proyección como un componente fotónico altamente versátil para la implementación de diversas funcionalidades de procesamiento óptico y para procesos de amplificación.

El desarrollo del amplificador óptico de semiconductor (SOA) o amplificador láser de semiconductor (SLA) ocurre a la par del surgimiento del láser de semiconductor [34]. Esto justifica el por qué ciertos aspectos tales como estructura física, materiales semiconductores utilizados, fenómenos físicos y principios de operación son muy similares en ambos dispositivos [35]. La principal diferencia entre los láseres y SOAs radica en el hecho de que el amplificador óptico de semiconductor evita en la medida de lo

posible el proceso de realimentación óptica dentro de la cavidad interna o región activa entre las facetas de entrada y salida.

Un amplificador óptico de semiconductor (Fig. 2.1) lo podemos describir de la siguiente forma:

Un dispositivo optoelectrónico conformado por diferentes materiales semiconductores de transición directa capaz de incrementar (*degradar*) la potencia (*la relación señal a ruido*) de una (*o varias*) señal(es) óptica(s) de forma coherente (*no coherente*) a través de procesos de emisión estimulada (*espontánea*) de portadores de carga suministrados por una corriente eléctrica dentro de la región activa.

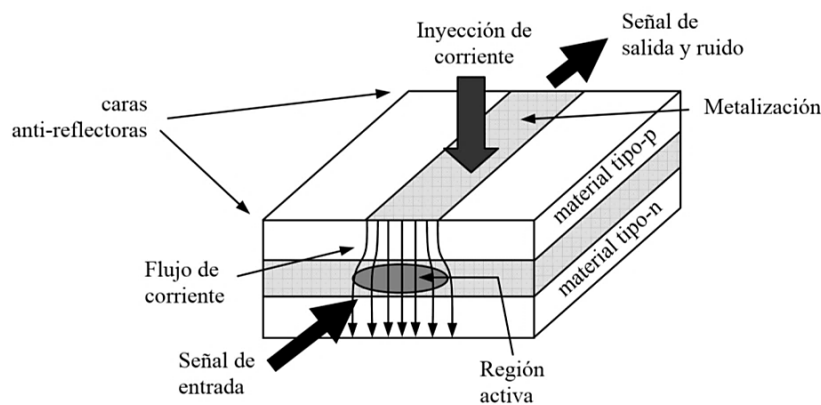


Fig. 2.1 Diagrama esquemático de un amplificador óptico de semiconductor. La potencia de una señal óptica a la entrada del SOA es amplificada dentro de la región activa gracias al proceso de emisión estimulada mediante la inyección de portadores de carga a través de una corriente eléctrica [36].

El amplificador óptico semiconductor es un componente cuya estructura física se constituye de la unión de distintos materiales semiconductores cuyas características permitirán desempeñar dos funciones importantes para el proceso de amplificación de una señal óptica:

- Servir como una guía de onda para la propagación interna de la(s) señal(es) óptica(s) dentro del medio activo como consecuencia de la diferencia en los índices de refracción de la región activa y las paredes semiconductoras que la rodean.
- Motivar los procesos de emisión estimulada, debido al confinamiento de portadores suministrados a través de un bombeo eléctrico, que permitan incrementar la potencia de la señal(es) óptica(s) conforme esta(s) se propague(n) dentro de la región activa.

Los amplificadores ópticos de semiconductor se clasifican de manera general en dos tipos, por una parte tenemos los amplificadores tipo Fabry-Perot (FPA, *Fabry-Perot Amplifier*) y por lado están los amplificadores de onda viajera (TWA, *Traveling Wave Amplifier*). Los primeros, debido a sus características de diseño, presentan considerables reflectividades de la señal óptica en las facetas de

entrada y salida que dan como resultado un espectro de ganancia con diversos modos de amplificación Fabry-Perot (*modulación de ganancia*) (Fig. 2.2a). En cambio, los amplificadores TWA, al generar en menor grado dichas reflexiones de la señal óptica entre las facetas de entrada-salida dentro de la región activa, presentan un espectro óptico de ganancia más amplio con la presencia de pequeños rizados de ganancia (Fig. 2.2b) [37].

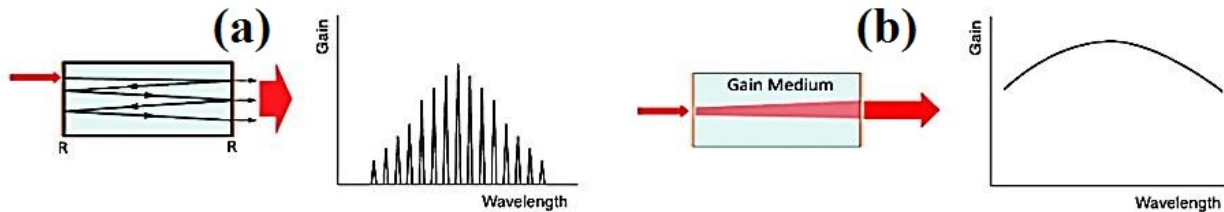


Fig. 2.2 Principales tipos de amplificadores ópticos de semiconductor. (a) El SOA tipo Fabry-Perot genera múltiples reflexiones de la señal óptica de entrada que deriva en un espectro de ganancia modulado. (b) El SOA de onda viajera reduce la realimentación dentro de la región activa creando un perfil de ganancia espectral más amplio [38].

Entre los principales avances desarrollados en los amplificadores ópticos de semiconductor a lo largo de su historia que han impulsado su uso dentro del campo de las comunicaciones ópticas, se destacan los siguientes [39] [40]:

- El cambio estructural inicial basado en homojunturas, unión sencilla de un mismo material semiconductor con características tipo p y n, (Fig. 2.3a) a la incorporación de la doble heteroestructura (Fig. 2.3b), doble unión de dos materiales semiconductores tipo p y n, ha sido fundamental para los amplificadores ópticos de semiconductor. Este nuevo arreglo motivó un interés más profundo para aprovechar la alta capacidad de confinamiento de portadores de carga (*electrones y huecos*) al polarizar de manera directa la doble heteroestructura y con ello posibilitar la presencia de fenómenos de recombinación estimulada vitales para el proceso de amplificación [41].

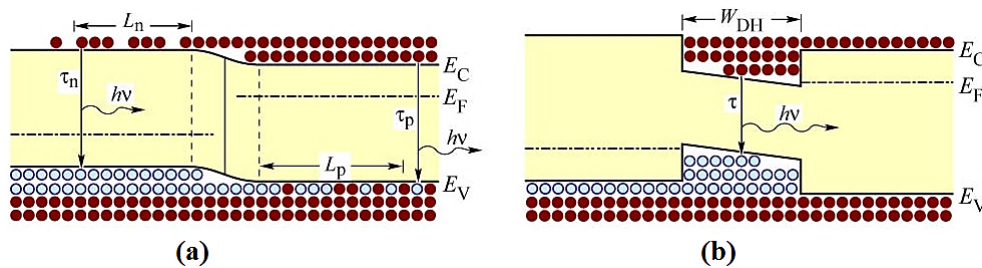


Fig. 2.3 Diseño estructural de la unión de materiales semiconductores para el diseño de (a) homojunturas (b) heteroestructuras. Al polarizarse en directa la distribución de portadores de carga (electrones y huecos) en homojunturas no se logra un confinamiento como sí sucede en el caso de las heteroestructuras [41].

- El uso elementos químicos de los grupos III y IV de la tabla periódica, utilizados para el diseño de amplificadores ópticos, permitió extender el rango de longitudes de onda dentro de

los cuales el SOA es capaz de operar. En sus inicios se diseñaron con materiales semiconductores como el arsénico (As), galio (Ga) y aluminio (Al) que posibilitaron su funcionamiento en torno a los 830 nm. Con la inclusión del fósforo (P) y el indio (In) se pudieron conformar nuevas estructuras semiconductoras capaces de operar dentro de las actuales longitudes de onda (1300 nm y 1550 nm) típicas de los sistemas de comunicaciones ópticas. Para la fabricación de SOAs con ganancias ópticas centradas alrededor de los 1300 nm-1550 nm se utilizan combinaciones de materiales semiconductores tipo $\text{In}_{1-x}\text{Ga}_x\text{As}_y\text{P}_{1-y}$ para la región activa y materiales InP para las estructuras que rodean a la región activa.

- El desarrollo de esquemas capaces de reducir las reflexiones internas de la señal óptica entre las facetas de entrada y salida del SOA. El progreso de la tecnología permitió crear diversas técnicas (Fig. 2.4) reductoras del efecto de realimentación óptico (*películas anti-reflejantes, una guía de onda angulada con respecto a las facetas, etc.* [37]). Esto permitió la mejora en algunas características de desempeño de diversos parámetros importantes en el funcionamiento del amplificador. Por ejemplo, estas permiten conformar un espectro de ganancia más estable con menor presencia de rizados de ganancia e incrementar el ancho de banda de operación del SOA.

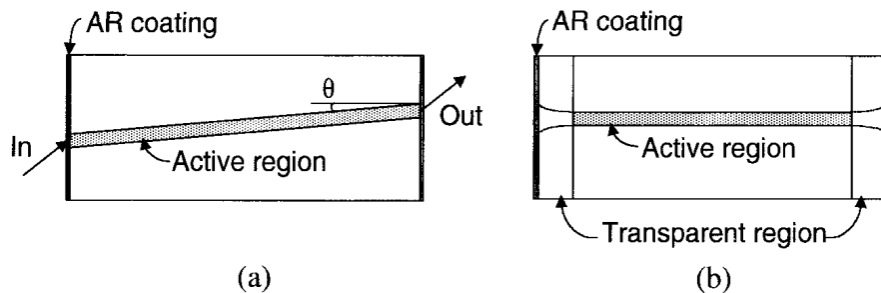


Fig. 2.4 Técnicas empleadas para la reducción de las reflectividades internas de la señal óptica dentro de la región activa del SOA en las facetas de entrada-salida. (a) Región activa con cierto ángulo de inclinación. (b) Zonas transparentes entre los recubrimientos anti-reflectantes y la región activa [42].

- La reducción en la dependencia de la ganancia del SOA con el estado de polarización de la señal óptica. Los primeros SOAs desarrollados presentaban el inconveniente de generar distintos niveles de ganancia para cada uno de los modos fundamentales (TE y TM) como consecuencia del distinto factor de confinamiento (Γ_{TE} , Γ_{TM}) que se originaba como consecuencia de la forma geométrica no simétrica de la región activa. La creación de SOAs con regiones activas gruesas y simétricas fue fundamental en la minimización de la dependencia de la ganancia del SOA sobre el estado de polarización de la señal óptica propagándose internamente. Esto es importante en sistemas de comunicaciones ópticas que emplean dos esquemas de polarización distintos para la transferencia de información, ya que

permite asegurar los mismos niveles de amplificación para cualquier estado de polarización dentro de la señal óptica y con ello evitar reducciones en el rendimiento. Esto último es muy importante en sistemas de transmisión óptica que hacen uso de conexiones en cascada con SOAs ya que se va a presentar un efecto acumulado en la dependencia de la ganancia sobre el estado de polarización.

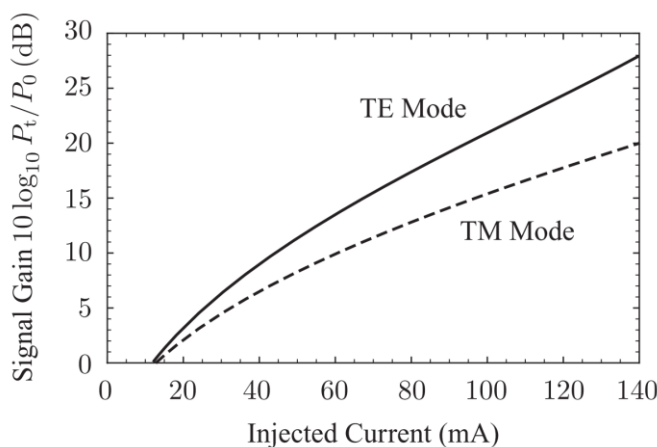


Fig. 2.5 Curvas típicas de las variaciones en los niveles de ganancia del SOA para los modos TM y TE como función de corriente [43].

- Reducción en los niveles de ruido añadido durante el proceso de amplificación. La minimización del impacto negativo del ruido generado por el amplificador SOA posibilita el incremento en el alcance de transmisión de los sistemas ópticos que se ven afectados por degradaciones en la relación señal a ruido óptica (OSNR, *Optical Signal to Noise Ratio*). Además, la reducción de la figura de ruido tiene un efecto positivo en el incremento en el rango dinámico de potencias de entrada que es capaz de manejar el SOA para llevar a cabo un proceso de amplificación sin distorsión.
- El desarrollo continuo en las tecnologías involucradas en el proceso de fabricación de SOAs ha generado una mejora substancial en su funcionamiento y una reducción en su costo permitiendo su comercialización a gran escala. Además, ha potenciado su capacidad de integración con otros componentes fotónicos dentro de un mismo circuito integrado. Por otra parte, el uso de nuevas estructuras semiconductoras (Fig. 2.6) (*Bulk-SOAs*, *Quantum well-SOAs*, *Quantum Dot-SOAs*) en el diseño de SOAs ha permitido mejorar sus características de desempeño como elemento amplificador al permitir controlar el comportamiento sobre el confinamiento y movimiento de portadores libres dentro de las bandas de conducción y valencia.

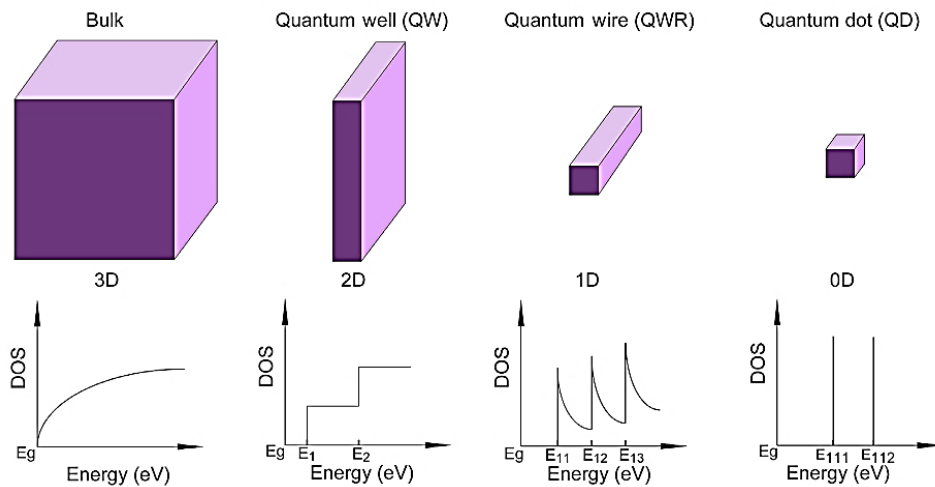


Fig. 2.6 Ilustración sobre las principales estructuras semiconductoras utilizadas en el diseño de SOAs. Cada una estas estructuras permite controlar los grados de libertad en el movimiento de los electrones libres y el comportamiento en la densidad de estados de energía [44].

Todos estos avances han permitido que los amplificadores ópticos de semiconductor gocen de un mayor grado de presencia y aceptación dentro de los sistemas de comunicaciones ópticas para desempeñar diversas funciones básicas que se benefician de su operación tanto en régimen lineal y no lineal. Esto último se logra con el diseño de estructuras fotónicas que aprovechan la presencia de diversos efectos no lineales característicos en este tipo de amplificadores ópticos. Algunos ejemplos de implementación de diversas funciones de procesamiento de señales a nivel óptico [45] son: conversión de longitud onda (Fig. 2.7a), compuertas lógicas fotónicas (Fig. 2.7b), multiplexores (Fig. 2.7c), generación de pulsos ópticos (Fig. 2.7d), esquemas de recuperación de señal de reloj (Fig. 2.7e), entre muchas otras.

Sin embargo, para procesos de amplificación en sistemas de transmisión a través de fibra óptica, el uso de amplificadores ópticos basados en fibras dopadas con Erblio (EDFA) ha predominado dentro de este campo sobre los amplificadores ópticos de semiconductor [46]. Lo anterior se debe principalmente a las mejores características (*ganancia alta, potencia de saturación alta, baja figura de ruido y menor presencia de efectos no lineales*) de este tipo de amplificadores basados en fibras ópticas dopadas en comparación a los SOAs. No obstante, los SOAs han resurgido como una solución económicamente rentable que es capaz de competir con su contraparte como consecuencia de los diversos avances generados alrededor de este componente fotónico (*nuevos materiales semiconductores, nuevas estructuras de diseño, mejoras en los procesos de fabricación, capacidad de integración monolítica, tamaño compacto, amplio rango de operación en las diversas ventanas de transmisión de los sistemas de comunicaciones ópticas*) y gracias a las diversas técnicas mitigadoras de los efectos no lineales responsables de la degradación de su desempeño en el proceso de amplificación de una o varias señales ópticas.

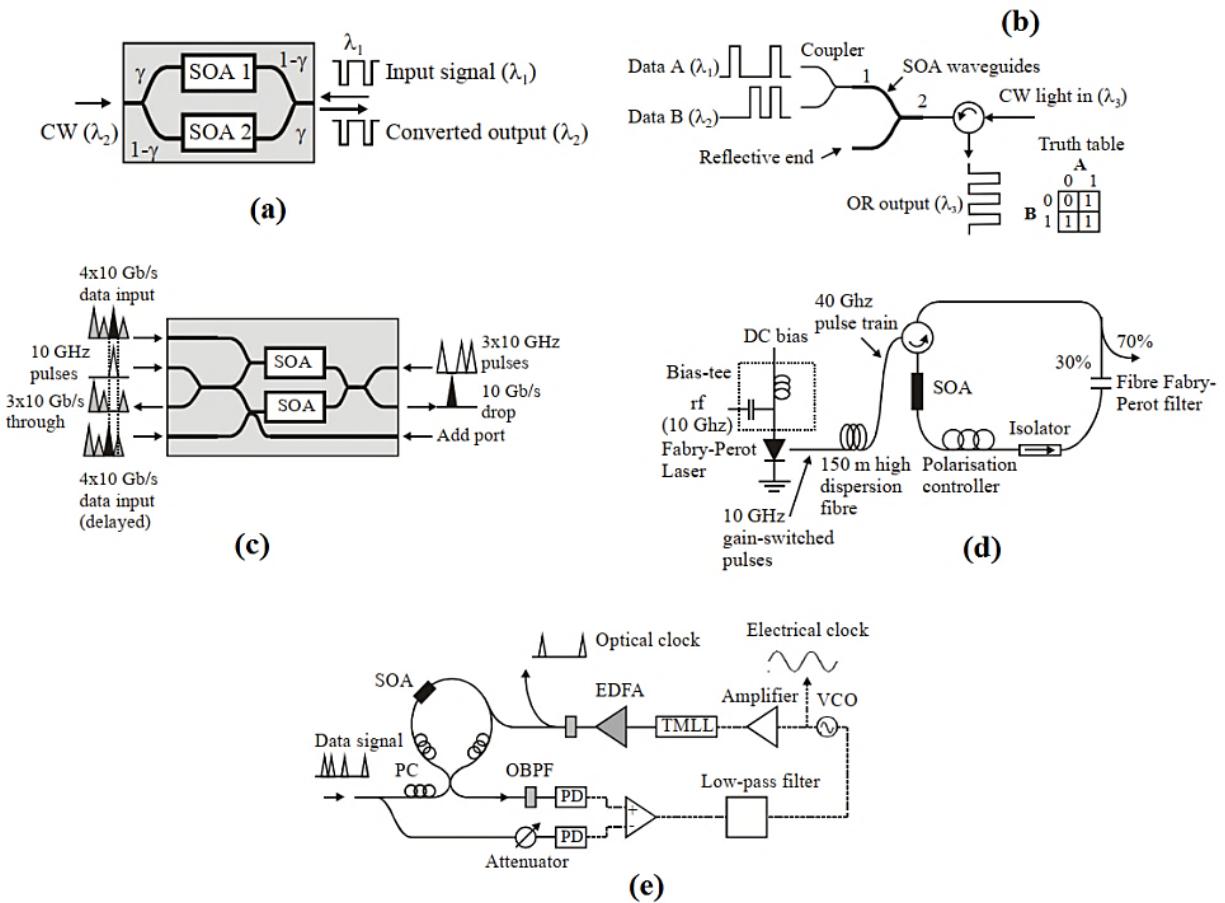


Fig. 2.7 Estructuras fotónicas mostrando la multifuncionalidad que poseen los amplificadores ópticos de semiconductor para la implementación de aplicaciones dentro del campo de las comunicaciones ópticas. (a) Convertidor de longitud de onda (b) Compuertas fotónicas ópticas (c) Multiplexor completamente óptico (d) Generación de pulsos ópticos (e) Recuperador de la señal de reloj para la sincronización de la señal de información [45].

El rápido crecimiento de los sistemas de comunicaciones ópticas ha creado la necesidad de contar con diversos dispositivos fotónicos versátiles, de bajo consumo energético, económicamente rentables, compactos, con capacidad de integración, etc. Mediante el uso de SOAs, las redes de transporte (*acceso, metro*) podrán extender su alcance considerablemente (Fig. 2.8) y al mismo tiempo aprovechar su enorme potencial para manejar múltiples señales ópticas dentro de un amplio rango de longitudes de onda.

En ese sentido, los SOAs representan una opción alternativa no solo para cuestiones de procesamiento óptico a altas velocidades sino también para desempeñar procesos de amplificación que contrarresten el efecto atenuador de la fibra óptica y las diversas pérdidas generadas por los demás componentes de la red. Por otra parte, resulta claro que su inclusión dentro de redes de transporte se ve limitado debido a la presencia del *crosstalk* entre canales ópticos y la degradación del rendimiento en el sistema como consecuencia del considerable ruido añadido durante el proceso de amplificación con el SOA [47].

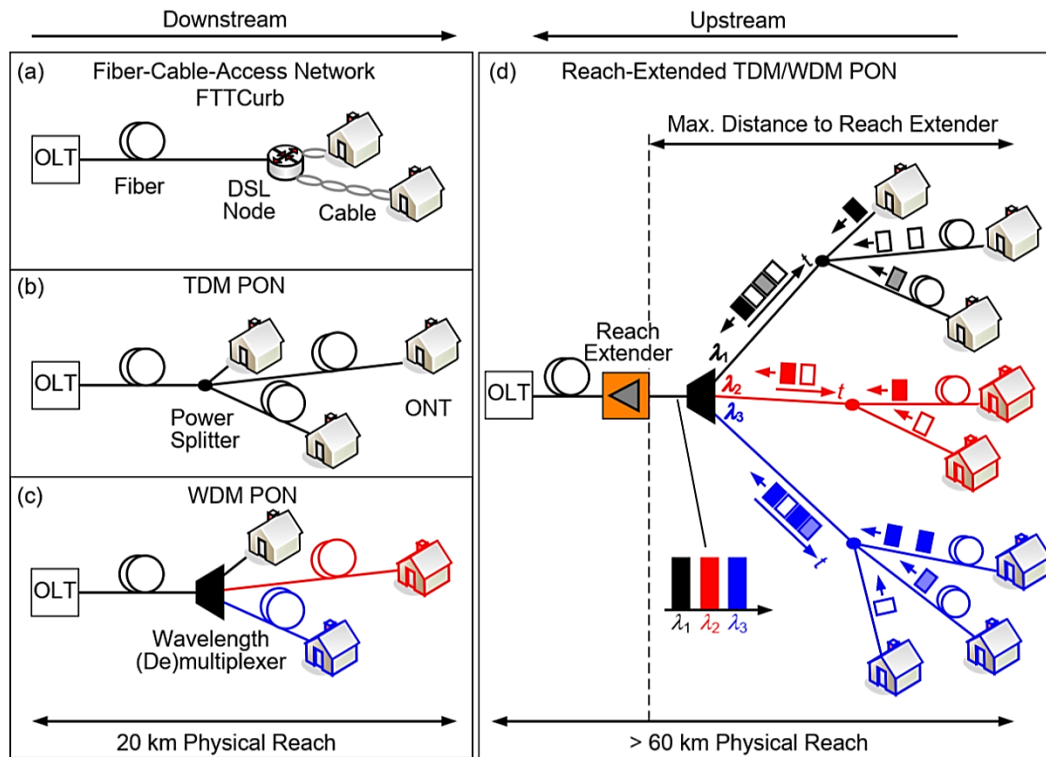


Fig. 2.8 Esquema ilustrativo sobre los alcances físicos para diferentes redes de transporte óptico. Las redes de acceso basadas en (a) fibra-cable a casa (FTT), (b) ópticas pasivas basadas en TDM, (c) ópticas pasivas basadas en WDM están limitadas a un alcance de 20 km, mientras que las redes ópticas de (d) alcance extendido (TDM/WDM) permiten enlaces mayores a 60 km gracias a la inclusión de SOAs [48].

Por lo tanto, es necesario que el funcionamiento de los SOAs sea optimizado al máximo de tal forma que cumplan con los requerimientos de desempeño acorde a las necesidades de los sistemas de comunicaciones ópticas. Entre las principales características deseadas en un SOA están [49]:

- Bajas reflectividades en la facetas de entrada y salida (típicamente $<10^{-4}$).
- Baja sensibilidad de ganancia en la polarización (<0.5 dB)
- Ancho de banda amplio (decenas de nanómetros)
- Ganancia elevada a bajas corrientes.
- Potencia de saturación alta.
- Figura de ruido baja.
- Pérdidas de acoplamiento bajas.
- Recuperación de ganancia rápida para reducir distorsiones sobre la señal de salida amplificada.

2.2. Principio de operación del amplificador óptico de semiconductor.

Para entender el principio de operación del amplificador óptico de semiconductor, es importante conocer los diversos procesos de recombinación que pueden ocurrir entre los principales portadores de carga (*electrones y huecos*) presentes en los materiales semiconductores (*tipo p y n*) que conforman al SOA.

Hablando sobre las distintas transiciones ópticas que pueden ocurrir dentro de los materiales semiconductores (Fig. 2.9), es común simplificar el modelo de bandas de energías a un sistema de dos (o tres) niveles de energía para poder describir de manera simple los fenómenos involucrados en proceso de funcionamiento de un dispositivo semiconductor capaz de generar una ganancia óptica. Para ello, partamos del hecho de que de entre todos los estados de energía posibles, tanto en la banda de conducción como en la banda de valencia, los estados de menor energía siempre serán los más estables para los portadores de carga. Esto tiene como consecuencia que los portadores de carga tiendan a mantenerse en estados de baja energía de forma natural, imposibilitando la presencia de procesos de recombinación electrón-hueco estimulados [50].

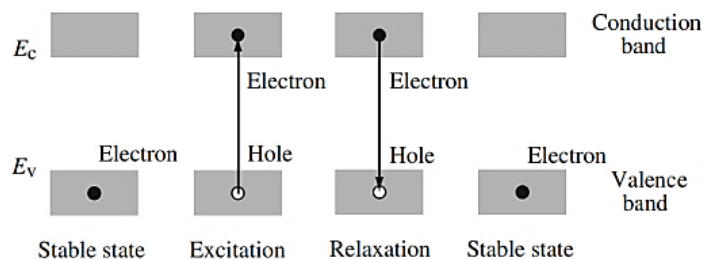


Fig. 2.9 Procesos de excitación y relajación de los electrones entre las banda de conducción y de valencia [50].

Cuando electrones estables son excitados mediante energía térmica, luz o haces de electrones, estos absorben esas energías, lo que les permite dar un salto a niveles de energía mayores (Fig. 2.10a). Estas transiciones de electrones de estados de energía bajos a altos son conocidas como excitaciones (*absorciones*). Sin embargo, dado que los estados de alta energía son situaciones inestables, esto da lugar a que estos electrones ubicados en estas regiones tiendan a realizar una transición a una región más estable a través de un proceso de relajación (*emisión estimulada o espontánea*) (Fig. 2.10b) con la consecuente liberación de energía excedente (*energía de bandgap*). En consecuencia, la característica más importante de un semiconductor, desde el punto de vista para aplicación en el campo de las comunicaciones ópticas, es la banda prohibida (*bandgap*) que define la energía necesaria para llevar a cabo la transición de portadores de niveles de mayor energía (*banda de conducción*) a niveles de menor energía (*banda de valencia*) [51].

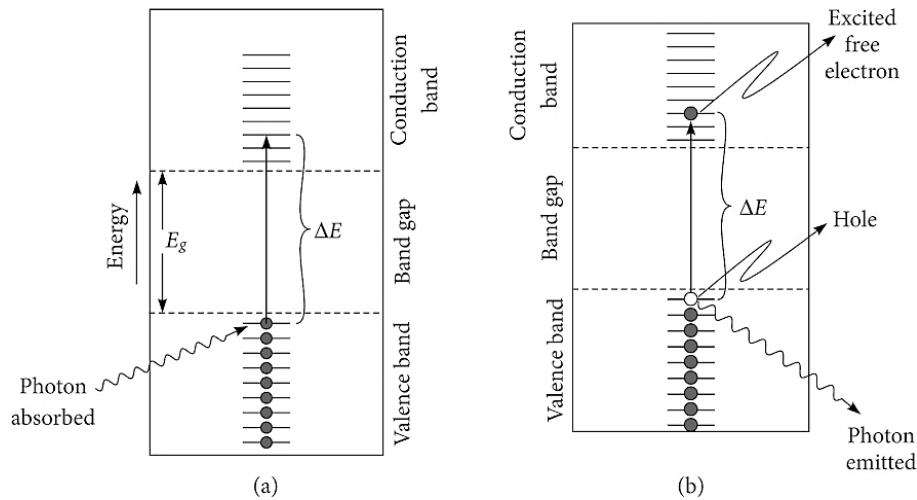


Fig. 2.10 Representación esquemática del proceso de (a) absorción y (b) emisión de un fotón [52].

En función de cómo se llevan a cabo estas transiciones, entre la banda de conducción y de valencia, tendremos dos tipos principales de materiales semiconductores. Por una parte, los materiales semiconductores de transición indirecta (Fig. 2.11a) no permiten la caída directa de un electrón de la banda de conducción a la banda de valencia y requieren la asistencia de otros fenómenos (*vibraciones de la estructura del semiconductor para la liberación de fonones*). Por otro lado, los materiales semiconductores de transición directa (Fig. 2.11b) son más eficientes en este sentido ya que la caída de un estado de energía mayor a uno menor, por parte de un portador de carga, se realiza de manera continua sin la necesidad de otro fenómeno interno.

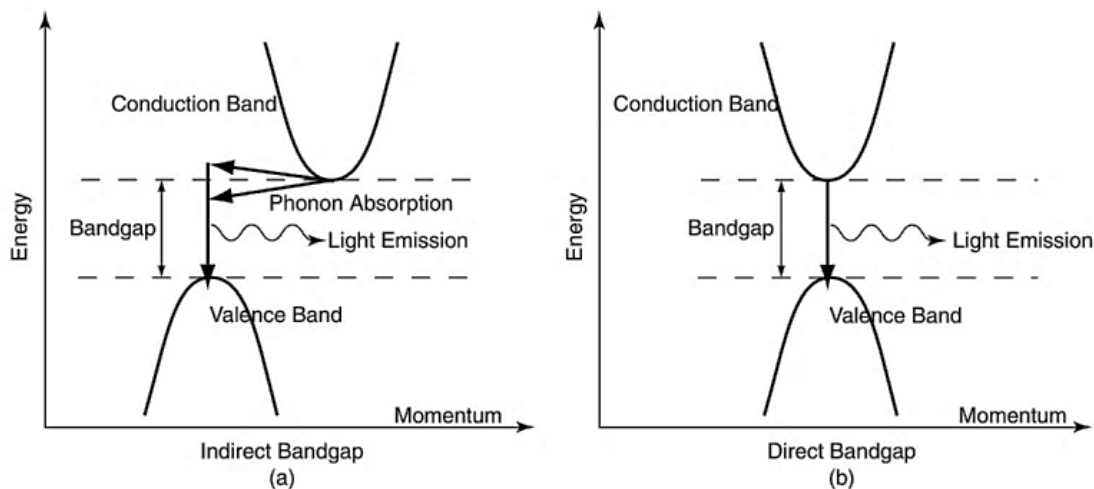


Fig. 2.11 Ilustración de un semiconductor de transición (a) directa e (b) indirecta entre la banda de conducción y de valencia a través de la región prohibida de energías (*bandgap*) [51].

Como consecuencia de esto último, los materiales semiconductores de transición directa son los preferidos para el diseño de dispositivos que produzcan una amplificación óptica (*láseres y amplificadores*).

La presencia del proceso de emisión estimulada es clave para el diseño de dispositivos capaces de proporcionar un incremento en la potencia de una señal óptica (*ganancia óptica*) ya que este fenómeno crea replicas con las mismas características de frecuencia y dirección de propagación (*coherente*) que los de fotones que integran a la señal óptica propagándose dentro de la región activa. Sin embargo, los otros procesos de recombinación (*absorción y emisión espontánea*) también influyen en otras características de desempeño del SOA. Por ejemplo, el proceso de emisión espontánea motiva la caída de electrones libres de la banda de conducción a la banda de valencia con la correspondiente emisión de fotones con distintas características (*no coherente*). Estos fotones no coherentes representan la principal fuente de ruido añadido del amplificador óptico de semiconductor que degrada la calidad de la relación señal a ruido que originalmente se tenía a la entrada.

2.2.1. Inversión de población en amplificadores ópticos de semiconductor.

Cuando una señal óptica incide dentro de un amplificador óptico de semiconductor, operando con las condiciones necesarias, los procesos de emisión estimulada, espontánea y absorción toman lugar simultáneamente. Considerando el caso de equilibrio térmico en el semiconductor, tendremos que la cantidad de portadores de carga negativa es mayor en zonas de menor energía (*banda de valencia*) en comparación a los estados de mayor energía (*banda de conducción*) [50]. Por lo tanto, el único proceso que podrá ser observado será el de absorción, el cual no permite generar una ganancia sobre la potencia de una señal óptica. Con la finalidad de observar una ganancia óptica es necesario tener una distribución de portadores de carga (*electrones*) contraria al caso de equilibrio térmico que permita que los procesos de emisión estimulada ocurran con mayor probabilidad.

El proceso que permite que los fenómenos de emisión estimulada ocurran con una mayor probabilidad, en comparación a los otros (*absorción y emisión espontánea*) durante la propagación interna de una señal óptica a lo largo del medio activo, es el de inversión de población de los portadores presentes en la banda de conducción y valencia. En materiales semiconductores, la inversión de población se logra únicamente en la vecindad de los extremos de las bandas de conducción y valencia mediante la excitación de electrones a través de un bombeo óptico o eléctrico con la inyección de corriente eléctrica. Esto genera una gran concentración de electrones en el extremo inferior de la banda de conducción y de huecos en el extremo superior de la banda de valencia [53]. En el caso específico del amplificador óptico de semiconductor, este proceso de inversión de población se logra a través del suministro de portadores de carga mediante un bombeo eléctrico con la circulación de una corriente eléctrica a través de la región activa (Fig. 2.12). Estos portadores de carga inyectados a través de la región activa con el flujo de corriente ocupan diversos estados de energía dentro de la banda de conducción (*electrones*) y la banda de valencia (*huecos*).

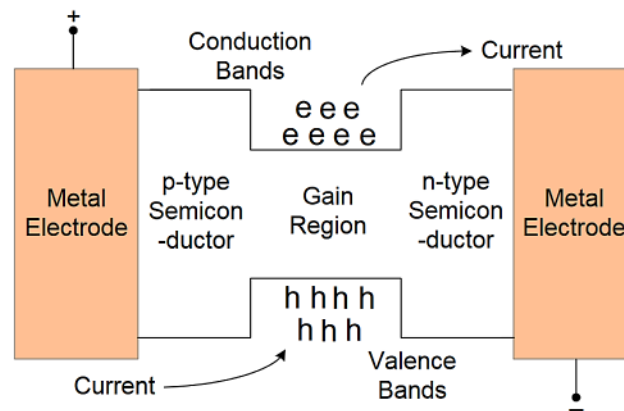


Fig. 2.12 Proceso de inversión de población mediante el suministro portadores de carga (electrones-huecos) con la inyección de corriente [54].

En materiales semiconductores, vimos que los procesos de recombinación entre electrón-hueco corresponden con los procesos de excitación y relajación previamente definidos como las transiciones de electrones de estados de energía mayores (*menos estables*) a menores (*más estables*). Estas recombinaciones podrán ser de dos tipos, las interacciones electrón-hueco radiativas conllevan a la emisión de fotones cuya energía estará definida en función de la diferencia de energías entre el estado inicial y final durante la transición. En contraste, las recombinaciones no radiativas se presentarán cuando el producto de dicha interacción electrón-hueco conlleve a la generación de fonones o electrones atrapados en defectos del material semiconductor. Por tanto, cuando se diseñan dispositivos semiconductores emisores de luz altamente eficientes es importante minimizar la aparición de recombinaciones no radiativas [50].

2.2.2. Fenómenos intra-banda e inter-banda

La interacción de una señal óptica con los materiales semiconductores del SOA crea diversos cambios en la región activa que conlleva a modificaciones en las condiciones de operación. Por ejemplo, los cambios dinámicos en la ganancia (Fig. 2.13a) e índice refractivo en un amplificador óptico de semiconductor son sumamente dependientes de las variaciones presentes en la densidad de portadores (Fig. 2.13b) (*electrones-banda de conducción y huecos-banda de valencia*) como consecuencia de la presencia de una señal óptica que motiva los procesos de recombinación y absorción [55].

Estos cambios en la distribución de portadores se deben principalmente a fenómenos inter-banda, entre la banda de conducción y valencia, e intra-banda, dentro de las bandas de conducción y valencia. Los fenómenos inter-banda abarcan procesos de recombinación espontánea (*radiativos y Auger*), recombinación radiativa estimulada y transporte de portadores. Los fenómenos intra-banda ocurren debido a procesos de calentamiento (CH, *Carrier Heating*) y enfriamiento (CC, *Carrier Cooling*) de portadores, quemado de hueco espectral (SHB, *Spectral Hole Burning*), entre otros [56].

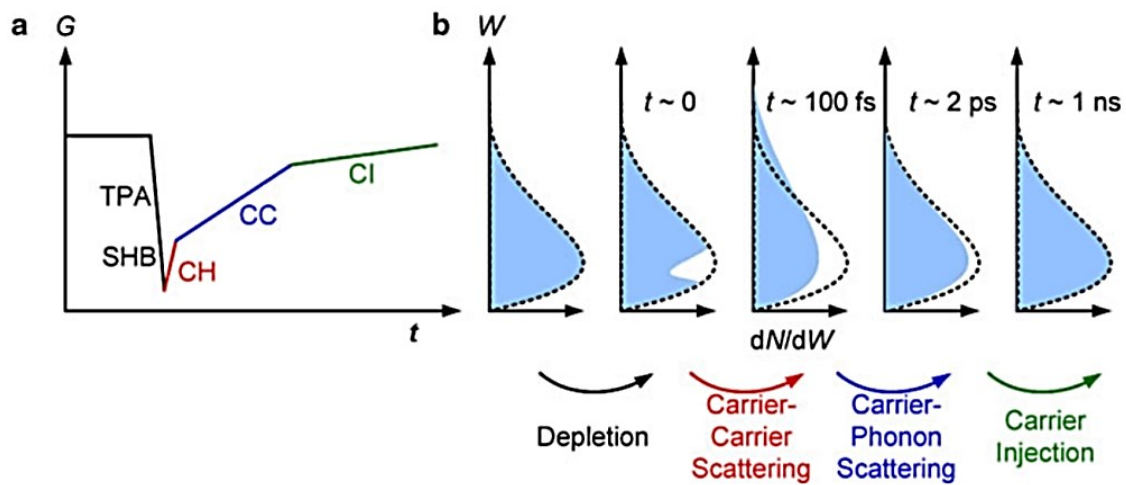


Fig. 2.13 Diagramas esquemáticos sobre (a) las variaciones (*compresión y recuperación*) de ganancia del SOA debido a fenómenos intra-banda e inter-banda y (b) cambios en la densidad de portadores de carga como consecuencia de la interacción de una señal óptica dentro del medio activo [57].

Cuando el SOA opera con pulsos ópticos de anchura más corta que unos pocos picosegundos, los fenómenos intra-banda se convierten en los de mayor relevancia en comparación a los inter-banda. Sin embargo, cuando se trabaja con pulsos ópticos anchos, los fenómenos inter-banda dominan [58]. Los procesos intra-banda son altamente dependientes de la geometría física y condiciones de operación del SOA [58]. Por lo tanto, dependiendo de las tasas de operación de los sistemas de comunicaciones ópticas se verán influenciados los impactos negativos de los distintos fenómenos intra- e inter-banda sobre el rendimiento del sistema. Asimismo, esto modificara la efectividad de las distintas soluciones que permitan reducir las afectaciones generadas sobre las señales ópticas durante el proceso de amplificación.

2.3. Parámetros del amplificador óptico de semiconductor.

Los amplificadores ópticos de semiconductor son caracterizados por diversos parámetros clave que permiten identificar su desempeño como elemento amplificador (Fig. 2.14a) o para propósitos de procesamiento. Entre las principales figuras de mérito, tenemos la ganancia del SOA, la potencia de saturación (P_{sat}) y la figura de ruido (NF, *Noise Figure*). En función de los valores que presenten estos parámetros quedarán establecidas las limitaciones de rendimiento del SOA dentro de una enlace de comunicaciones ópticas (Fig. 2.14b) [59].

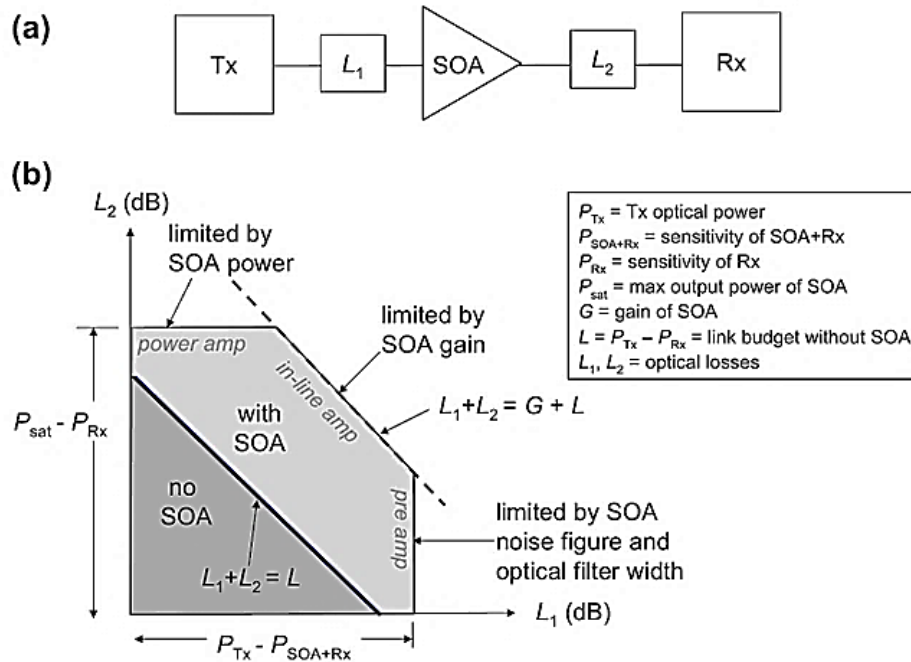


Fig. 2.14 Diagrama esquemático del (a) el SOA como elemento vital para contrarrestar las pérdidas de potencia entre el equipo transmisor (Tx) y receptor (Rx) debido a la atenuación de las fibras ópticas (L_1 y L_2). (b) Los distintos parámetros del SOA (ganancia, potencia de saturación y figura de ruido) definen los límites de operación en ambas direcciones de propagación [59].

Por otra parte, una clasificación que se suele realizar a los SOAs, en función de su ubicación dentro de un enlace de comunicaciones ópticas, es como amplificador booster (*en el equipo transmisor*), amplificador en línea (*entre tramos de fibra óptica*) y pre-amplificador (*antes del equipo receptor*). Algunos de los principales requerimientos en los parámetros de diseño en SOAs para cada uno de los tipos anteriores se presentan en la tabla 2.1.

Tabla 2.1 Requerimientos de los amplificadores ópticos de semiconductor según su aplicación [45].

| Característica | Post-amplificador (Booster) | Amplificador en línea | Pre-amplificador |
|-----------------------------------|-----------------------------|-----------------------|------------------|
| Ganancia elevada | Sí | Sí | Sí |
| Potencia de saturación alta | Sí | Sí | No crítico |
| Baja figura de ruido | No crítico | Sí | Sí |
| Baja sensibilidad de polarización | No crítico | Sí | Sí |
| Bajas pérdidas de inserción | No crítico | Sí | Sí |
| Filtro óptico | No necesario | No crítico | Sí |
| Aisladores ópticos | Sí | No crítico | No crítico |

2.3.1. Ganancia del SOA.

El factor de amplificación o nivel de ganancia del amplificador, se obtiene a través de la inyección de portadores de carga generados por un flujo de corriente de alimentación a través de contactos metálicos (Fig. 2.15).

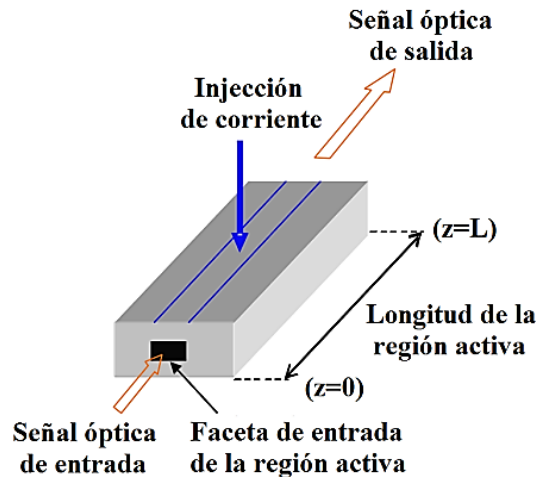


Fig. 2.15 Diagrama esquemático del proceso de ganancia en un SOA. Una señal óptica de entrada se propaga a lo largo de la región activa del SOA dentro de la que se llevan a cabo diversos procesos radiativos y no radiativos [45].

Conforme los procesos de recombinación estimulada ocurren, para dar lugar al incremento en la potencia óptica de la señal propagándose dentro de la región activa, ocurrirá una reducción en la densidad de portadores tanto en la banda de conducción como de valencia. Por lo tanto, la inyección de portadores de carga es vital para rellenar estos estados de energía consumidos.

La ganancia de un amplificador se define en términos de un cociente entre la potencia óptica de la señal a la salida ($z=L$) del SOA (P_{out}) y la potencia óptica de la señal a la entrada ($z=0$) del SOA (P_{in}), es decir:

$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P(z=L)}{P(z=0)} \quad (2.1)$$

La ganancia es una característica que depende de la inversión de población que se da en el medio activo, así como de las dimensiones físicas del SOA. Considerando el caso estacionario como aproximación para el cálculo de ganancia del SOA, se puede asumir una nula variación en la diferencia de densidad de población. Para un amplificador SOA, el cambio de la potencia $P(z)$ dentro de la región activa en estado estacionario está caracterizado por la siguiente ecuación:

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

En donde:

- $P(z)$ representa la potencia de la señal óptica tras propagarse cierta distancia (z) dentro de la región activa.
- g representa el nivel pico de la ganancia del medio o el coeficiente de ganancia de señal pequeña.
- P_s representa la potencia de saturación del amplificador.

Considerando un amplificador de longitud L (Fig. 2.15) con dirección de propagación paralela a un eje de referencia z , la ecuación que permite describir el cambio de potencia de la señal óptica $P(z)$ conforme se propaga dentro de la región activa con ganancia modal (g) es descrita por:

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

Al resolver la ecuación diferencial anterior, estableciendo las condiciones pertinentes, es posible obtener una expresión que permita cuantificar la potencia de la señal óptica propagándose dentro de la región interna. Dicha expresión es la siguiente:

$$P(z) = P_{in} e^{g \cdot z} \quad (2.4)$$

Por lo tanto, recordando la definición de ganancia, es posible obtener la siguiente ecuación que define el factor de ganancia generado sobre la señal óptica al propagarse completamente por la región activa:

$$G(\omega) = e^{g(\omega) \cdot L} \quad (2.5)$$

La ecuación anterior indica que la ganancia del SOA presenta una dependencia con la frecuencia como consecuencia del cambio en la ganancia material g . El comportamiento de la ganancia muestra que la ganancia $G(\omega)$ alcanza un pico máximo de ganancia a cierta frecuencia (f_0) y decrece (en ambas direcciones) conforme la frecuencia se aleja de su valor máximo [60].

Una figura de mérito, muy importante, que permite entender la importancia de esta dependencia en la ganancia del SOA con respecto a la frecuencia es el ancho de banda del amplificador. Este ancho de banda, medido en el espectro de ganancia del SOA, se define como el rango de frecuencias (*longitudes de onda*) comprendido entre los puntos de ganancia 3 dB por debajo de su nivel máximo de ganancia (Fig. 2.16a). Los SOAs comerciales pueden ofrecer anchos de banda de entre 50 nm a 100 nm con picos de ganancia en torno a las longitudes de onda de 1300 nm y 1500 nm [32].

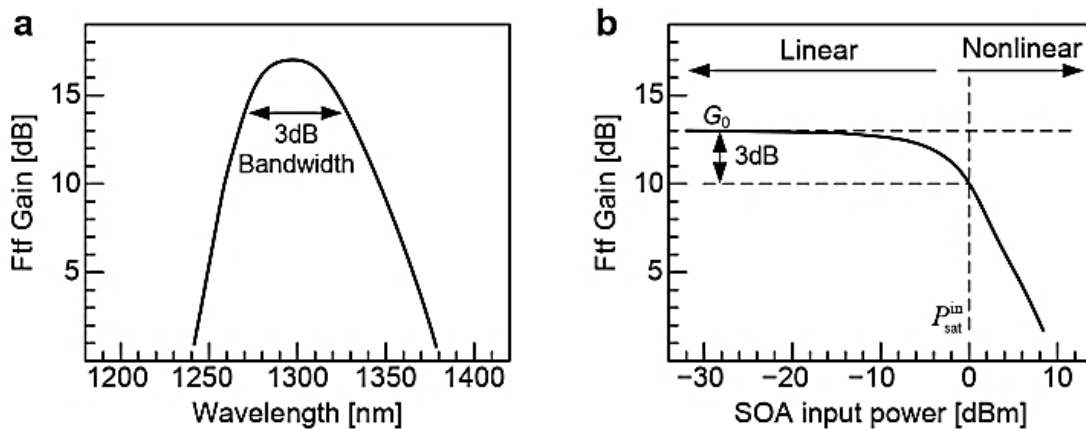


Fig. 2.16 Gráficas que representan el comportamiento de la ganancia del SOA como función de la (a) longitud de onda (frecuencia) (b) la potencia de entrada al SOA [48].

2.3.2. Potencia de saturación del SOA.

Bajo ciertas condiciones de operación, en la corriente de bombeo y en el nivel de potencia óptica de entrada, la ganancia del SOA resulta ser una característica que no se ve afectada por los cambios de potencia presentes en el medio activo. Asegurando que esta condición se mantiene, la potencia de salida presentará un comportamiento creciente de carácter lineal con respecto a la potencia óptica de entrada.

Este comportamiento continuará hasta un punto en el que la potencia de salida ya no crezca de manera proporcional con la potencia de entrada. En esta situación, la ganancia del SOA presentará cambios en su nivel que serán dependientes de las variaciones en la potencia de la señal óptica de entrada. Por lo tanto, superando cierto límite en la potencia de entrada, la ganancia del SOA verá reducido su valor conforme la potencia de entrada se vaya incrementando más allá de este límite. Este fenómeno se denomina como compresión de ganancia o saturación de ganancia y es algo inherente a cualquier amplificador que permite establecer los límites de operación lineal y no lineal (Fig. 2.16b).

La figura de mérito que permite establecer esa división entre el régimen no saturado y saturado es la potencia de saturación. Esta potencia de saturación puede ser especificada en términos de la potencia óptica de entrada $(P_{in})_{sat}$ o de la potencia óptica de salida $(P_{out})_{sat}$. La definición establece que la potencia de saturación de (entrada) salida corresponde con la potencia óptica de (entrada) salida a la cual la ganancia del SOA se ha reducido 3 dB de su nivel no saturado [61]. El régimen de operación lineal (*no saturado o de señal pequeña*) es usualmente preferido para procesos de amplificación mientras que la región saturada es elegida para la implementación de funciones de procesamiento óptico.

Partiendo de la ecuación general que define la potencia óptica $P(z)$ dentro del SOA y tomando en cuenta que la potencia de saturación es comparable con $P(z)$, ya no será posible la simplificación previa y la integración de la ecuación diferencial dará como resultado:

$$G = G_0 e^{\left(\left(\frac{1}{G} - 1 \right) \left(\frac{P_{out}}{P_s} \right) \right)} \quad (2.6)$$

La Fig. 2.17 muestra el comportamiento, normalizado con respecto a la ganancia no saturada G_0 , de la ganancia del SOA como función de la potencia normalizada con respecto a la potencia de saturación P_s .

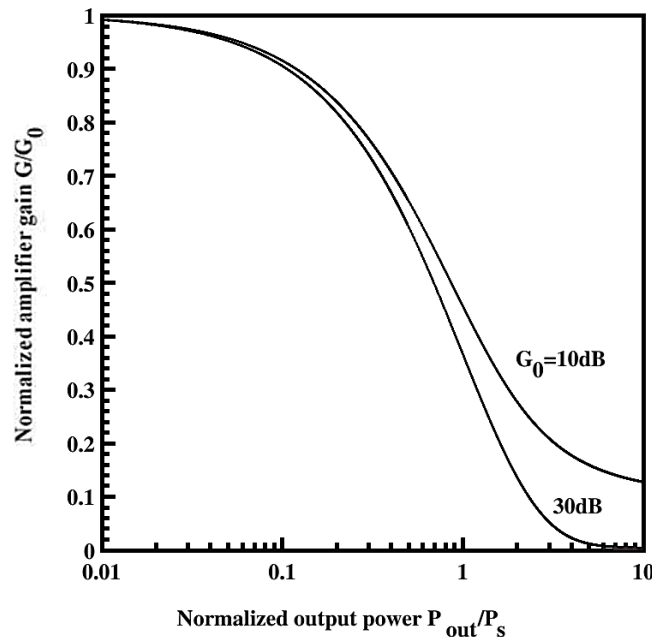


Fig. 2.17 Variación normalizada de la ganancia del SOA como función de potencia de salida normalizada [37].

Considerando la definición de potencia de saturación es posible definir una expresión para el cálculo de la potencia de saturación.

$$(P_{out})_{sat} = \left(\frac{G_0 \ln 2}{G_0 - 2} \right) P_s \quad (2.7)$$

2.3.3. Figura de ruido del SOA.

En la práctica es imposible construir un amplificador que no genere ruido agregado sobre la señal óptica durante el proceso de amplificación [62]. Los fotones generados de la recombinación de portadores de carga en la región activa debido a procesos de emisión espontánea no poseen las mismas características con respecto a los fotones que constituyen a la señal óptica de entrada. Por lo tanto, estos nuevos fotones (no coherentes) generados dentro de zona activa del SOA, que también serán amplificados internamente, constituirán la principal fuente de ruido denominado como ruido de emisión espontaneo amplificado (ASE, *Amplified spontaneous emission*).

El principal parámetro utilizado para cuantificar el efecto del ruido ASE agregado por el amplificador óptico de semiconductor es la figura de ruido (NF). Dicha figura de mérito es definida como la relación señal a ruido óptica (OSNR) a la entrada del SOA entre la OSNR a la salida del amplificador.

$$NF = \frac{(OSNR)_{in}}{(OSNR)_{out}} \quad (2.8)$$

$$NF[dB] = 10\log_{10}(NF) \quad (2.9)$$

El mínimo valor teórico (caso ideal) de la figura de ruido para el caso de SOA es de $NF=2$ que corresponde a 3 dB de degradación de la OSNR de la señal óptica de entrada como consecuencia del ruido agregado [39]. En la práctica, los amplificadores ópticos de semiconductor presentan figura de ruido que varían en el rango de 5 a 8 dB [37].

2.4. Efectos no lineales del amplificador óptico de semiconductor.

El posicionamiento del SOA como un elemento fundamental para la conformación de las futuras redes de transporte completamente ópticas ha sido en gran parte gracias a su capacidad multifuncional para implementar diversas funciones de procesamiento óptico de alta velocidad mediante el uso eficiente de los diversos efectos no lineales intrínsecos en este componente (Fig. 2.18c,d e).

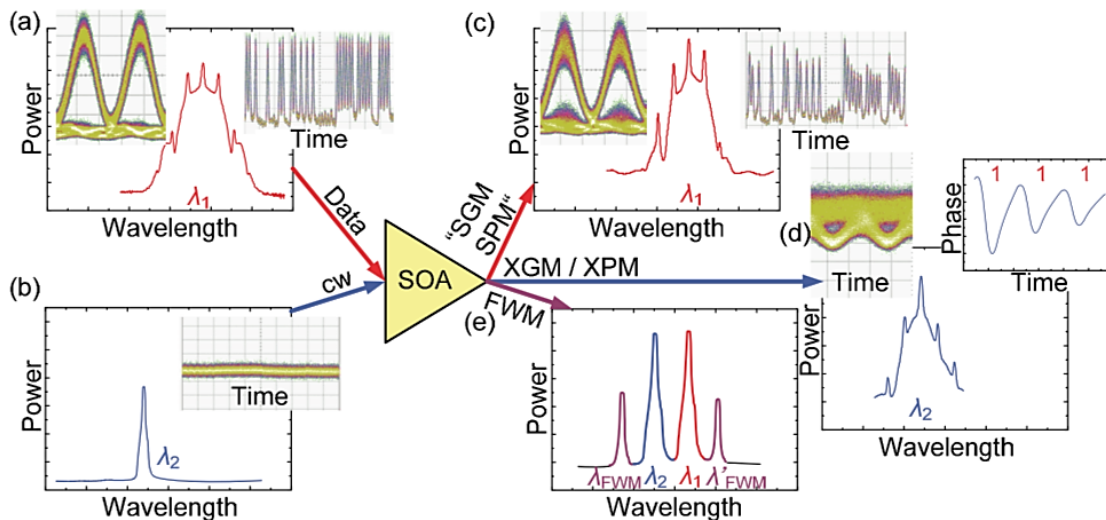


Fig. 2.18 Diagrama esquemático representando los principales efectos no lineales que ocurren dentro del amplificador óptico de semiconductor. Una (a) señal de datos conformada por un patrón de bits (cuyo espectro óptico y diagrama de ojo se muestran) ingresa a un SOA junto con una señal CW (cuyo espectro óptico se muestra) interactúan internamente. (c) La representación temporal y espectral del fenómeno de SPM y SGM. (d) Espectro, diagrama de ojo y cambio de fase debido a XGM y XPM. (e) El espectro de FWM mostrando los espectros de las señales originales y los productos generados [32].

Los principales efectos no lineales del SOA tienen su origen como consecuencia de los cambios dinámicos en la densidad de portadores e índice de refracción de la región activa debido a las variaciones de potencia de una o varias señales ópticas. Estos cambios no uniformes en la dinámica del SOA generan una modulación de ganancia y fase sobre las distintas señales ópticas amplificadas por este componente fotónico.

Para lograr que los efectos no lineales tomen presencia dentro del funcionamiento del SOA, se requiere que la potencia de una o varias señales ópticas a la entrada del SOA sea lo suficientemente alta que obligue al dispositivo a dejar su zona de operación lineal y alcance una régimen de operación de saturación de ganancia (Fig. 2.19). En ese estado de compresión de ganancia, las no linealidades asociadas al SOA producirán cambios irregulares (*distorsiones*) de las características (*amplitud, fase, polarización*) de la(s) señal(es) óptica(s) de salida. Si bien estos efectos no lineales representan un aspecto negativo para procesos de amplificación óptica en sistemas que operan con varias señales ópticas (*sistemas WDM*), estos han resultado ser muy útiles para la implementación de diversas funciones de procesamiento óptico [63].

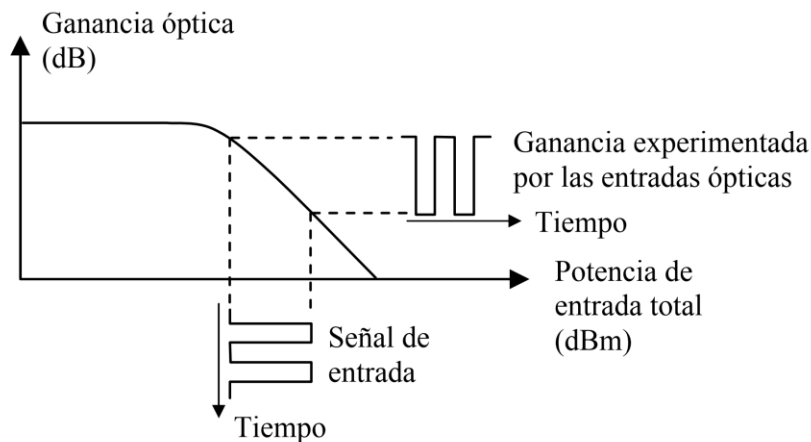


Fig. 2.19 Curva característica del comportamiento de la ganancia del amplificador como función de la potencia de entrada. Cuando una o varias señales ópticas operan dentro de la región no lineal (pendiente de la curva) las variaciones de potencia óptica a la entrada modulan la ganancia observada por cada uno de los canales óptico [36].

Los principales factores que dan origen a la modulación de fase-ganancia del SOA son asociados a los cambios dinámicos inter-banda (*densidad de portadores*) e intra-banda (*calentamiento de portadores (CH)* y *quemado de hueco espectral (SHB)*). Los principales efectos no lineales asociados al amplificador óptico de semiconductor se describen a continuación.

2.4.1. Automodulación de ganancia (SGM) y fase (SPM).

En niveles de potencia menores a la potencia de saturación de entrada, las propiedades ópticas del medio activo en un amplificador óptico de semiconductor tienden a comportarse de manera lineal. Sin embargo,

conforme la potencia óptica de entrada comienza a acercarse o sobrepasar el límite delimitado por la potencia de saturación de entrada (o salida) lleva a una situación en la que diversos fenómenos no lineales tomen presencia dentro del medio activo.

La automodulación de ganancia (SGM) es un efecto no lineal que surge como consecuencia de los cambios o modulaciones de la ganancia del SOA generados por las propias variaciones de potencia óptica de la única señal de entrada propagándose dentro del medio activo. Lo anterior se debe al hecho de que al operar en un régimen de compresión de ganancia, como consecuencia del consumo excesivo de portadores de carga, se impide que la ganancia ofrecida por el SOA se mantenga en un nivel fijo o se recupere de forma instantánea entre pulsos. Por lo tanto, el nivel de amplificación generado sobre cada pulso óptico por el SOA será distinto entre cada uno de ellos.

La automodulación de fase (SPM) es otro efecto no lineal que implica la modulación de fase de la señal óptica de salida al SOA causada, nuevamente, por las variaciones en el índice de refracción del medio activo como consecuencia de las variaciones de potencia de la señal óptica de entrada. En consecuencia, el cambio de fase generado sobre cada pulso de la señal óptica no será similar y corresponderá con los cambios generados por el patrón pulsos. Existe una codependencia entre los cambios de fase y amplitud generados sobre la señal óptica al operar en un régimen de saturación de ganancia. Por tanto, los efectos de SPM y SGM se presentan de manera conjunta y su intensidad se encuentra ligada con el denominado factor alfa o Henry (α) que será presentado en capítulos.

$$\alpha = -\frac{4\pi}{\lambda} \frac{\frac{\partial n}{\partial N}}{\frac{\partial g}{\partial N}} \quad (2.10)$$

Este factor Henry es directamente proporcional a las variaciones del índice refractivo del medio activo (n) con respecto a los cambios en la densidad de portadores (N) e inversamente proporcional a las variaciones de la ganancia modal (g), que tiene relación con la ganancia del SOA, con respecto a los cambios en la densidad de portadores (N).

El denominado efecto *patterning* es un claro ejemplo de la presencia del fenómeno de SGM y SPM durante un proceso de amplificación óptica con SOA operando en un régimen de saturación de ganancia. Este se caracteriza por una dependencia en el patrón de bits sobre el nivel de ganancia observado por cada uno de los pulsos ópticos presentes en la secuencia de bits de la señal óptica.

En la Fig. 2.20 se presentan los efectos generados en el nivel de potencia y cambio de fase observado en distintas secuencias de bits durante un proceso de amplificación con SOA durante un estado de compresión de ganancia.

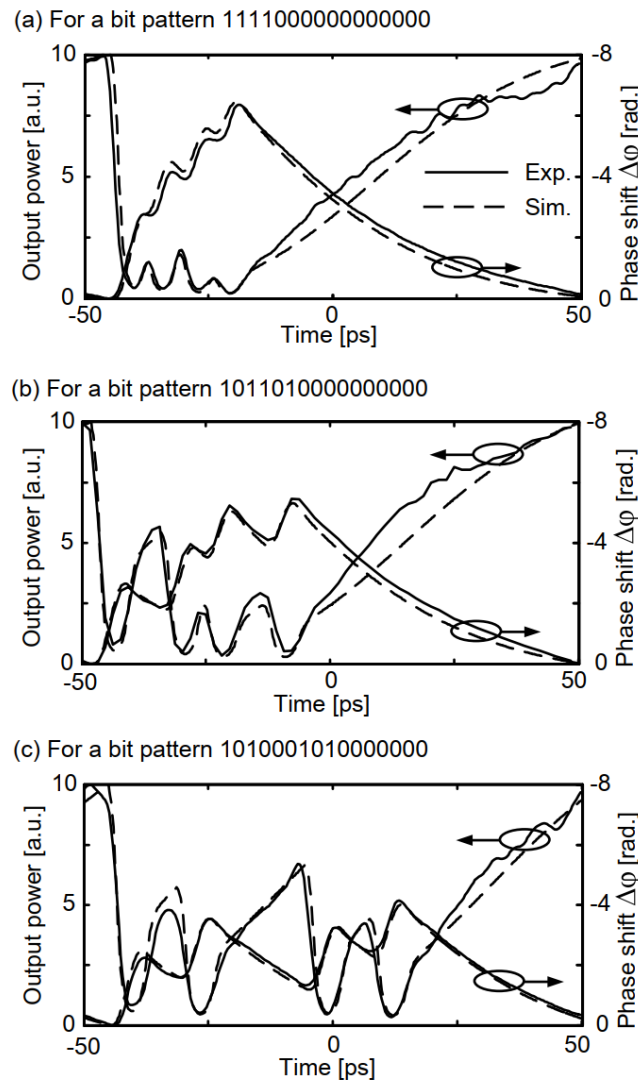


Fig. 2.20 Curvas típicas de variaciones de ganancia y fase generadas por un amplificador óptico de semiconductor experimental y simulado. Para una secuencia de bits (a) 1111000000000000 (b) 1011010000000000 y (c) 1010001010000000 [64].

En el caso de la secuencia 1111000000000000 se observa que el primer bit “1” presenta un nivel de potencia de salida de 10 veces el de la entrada. Para lograr ese nivel de ganancia se generó una reducción en la densidad de portadores que lleva a un proceso de compresión de ganancia el cual requiere de un tiempo para poder recuperar el nivel de ganancia. Dado que el siguiente bit es otro “1”, el tiempo de recuperación de la ganancia del SOA no fue el suficiente para lograr el mismo nivel de ganancia no saturado del SOA. Por tanto, este siguiente bit “1” observó un nivel de ganancia menor al del primer bit “1”. Este proceso se repite para los siguientes bits “1s” dentro de la secuencia de datos. Se observa que después del último bit “1” se presenta una serie continua de bits “0s” en los cuales no se espera un

consumo de portadores de carga. Esto último, permitirá que la ganancia proporcionada por el amplificador óptico de semiconductor se recupere a su nivel no saturado.

En el caso del cambio de fase observado en cada pulso, se observa que el primer bit “1” no presenta un cambio de fase relativo entre la entrada y salida del SOA. Sin embargo, el siguiente bit “1” observará un cambio de fase mayor al primer bit. Este cambio de fase se presenta como resultado de la modulación de ganancia del SOA y la relación fase-amplitud establecida por el factor de alfa (α). Nuevamente, al analizar el efecto en el cambio de fase para los demás bits de la secuencia se observa que el incremento de fase es distinto sobre cada uno de los bits “1s” y en el momento que se presenta la secuencia de “0s” el grado de desfase generado por el SOA tiende a restablecerse a un nivel de cero.

2.4.2. Modulación cruzada de ganancia (XGM) y fase (XPM).

La modulación cruzada de ganancia (XGM) es un efecto no lineal, que es similar al efecto de automodulación de ganancia (SGM). Este implica una dependencia o modulación de la ganancia del SOA con los cambios de potencia óptica generados por la interacción de varias señales ópticas, dentro de la región activa, las cuales influyen en los niveles de amplificación generados sobre cada una de las señales ópticas de forma individual. Este fenómeno es de particular interés para el trabajo de investigación ya que como veremos más adelante es el principal factor limitante del rendimiento observado en el sistema de comunicaciones ópticas WDM. La conversión de longitud de onda (Fig. 2.21a) representa un ejemplo de aplicación del fenómeno no lineal XGM que se basa en la utilización de la modulación de ganancia por efecto de saturación en la región activa del SOA. En este proceso tenemos involucradas dos señales ópticas que interactúan al mismo tiempo dentro de la región activa del semiconductor.

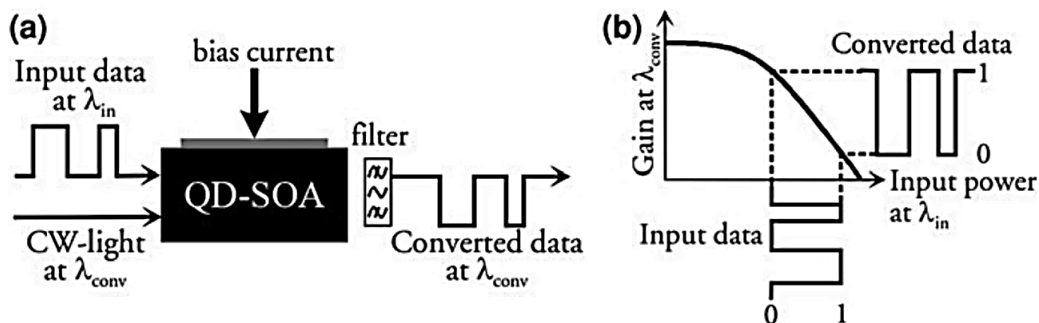


Fig. 2.21 Proceso de conversión de longitud de onda basado en el fenómeno de modulación cruzada de ganancia (XGM) del SOA. (a) Una señal de datos (λ_{in}) de alta potencia interactúa con una señal óptica continua CW (λ_{conv}) de baja potencia que a la salida del SOA tiene una etapa de filtrado que permite recuperar la señal CW modulada por la señal de datos. (b) La ganancia del SOA a la longitud de onda (λ_{conv}) es modulada acorde a los cambios de potencia presentes en la señal de datos (λ_{in}) [46].

Por una parte tenemos a la señal de datos (λ_{in}) que presenta un nivel de potencia suficientemente alto para saturar al SOA y por otro lado se tiene una señal óptica continua (CW, *Continuous-Waveform*) (λ_{conv}) de menor potencia. Estas dos señales ingresan al amplificador óptico de semiconductor que se encuentra operando en un régimen de compresión de ganancia (Fig. 2.21b).

Las variaciones de potencia presentes en la señal de datos de entrada (λ_{in}) generarán cambios en el nivel de ganancia observado por la señal óptica CW (Fig. 2.22). Estos cambios de ganancia sobre la señal CW darán como resultado una transferencia de la información presente en las variaciones de potencia señal de datos de forma inversa. Al colocar una etapa de filtrado paso banda centrada a la longitud de onda de la señal CW (λ_{conv}) a la salida del SOA se obtendrá una señal modulada por la señal de datos (λ_{in}) como consecuencia de los cambios dinámicos presentes en dicha señal.

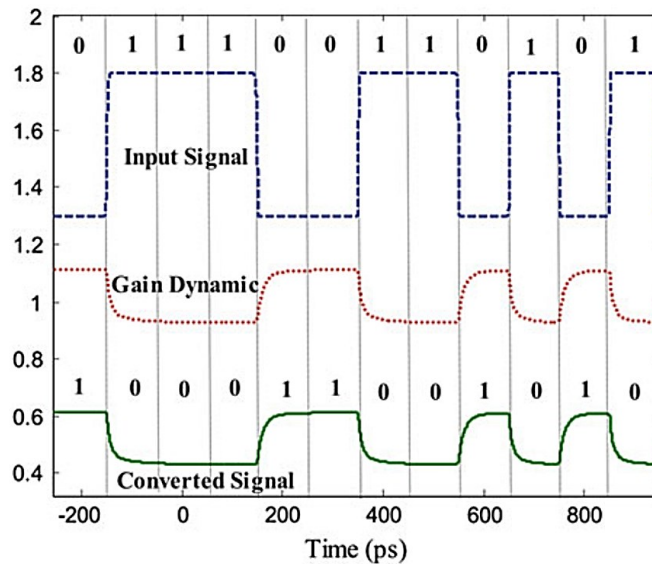


Fig. 2.22 Variaciones temporales de la señal de datos, ganancia dinámica del amplificador óptico de semiconductor y señal CW modulada de forma inversa [46].

En el caso de la modulación cruzada de fase (XPM), este fenómeno no lineal genera cambios no proporcionales de fase en los distintos canales ópticos presentes en la región activa del SOA como consecuencia de las variaciones en el índice de refracción del medio activo debido a los cambios de potencia de otras señales propagándose en conjunto con los canales. Nuevamente, el parámetro conocido como factor alfa (α) o Henry liga los cambios de fase generados sobre las señales ópticas dentro de la región activa como consecuencia de los cambios de ganancia en el SOA.

El fenómeno de modulación cruzada de fase (XPM) presente en el SOA también puede ser utilizado para realizar el proceso de conversión de longitud de onda (Fig. 2.23a).

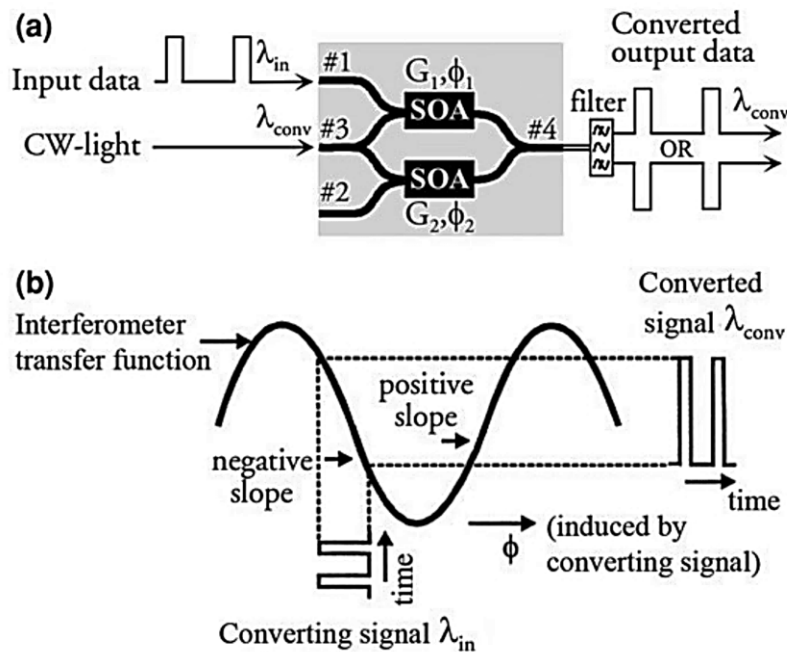


Fig. 2.23 Proceso de conversión de longitud de onda basado en el efecto de modulación cruzada de fase (XPM) del SOA [46].

El principio de operación utiliza nuevamente dos señales ópticas, señal de datos (λ_{in}) y señal CW (λ_{conv}), que interactúan al mismo tiempo dentro de la región activa del SOA. En este caso, a diferencia del caso anterior, se utilizan arreglos interferométricos que permiten convertir los cambios de fase generados por cada uno de los SOAs presentes en cada brazo del interferómetro, debido a las variaciones de potencia de la señal de datos (λ_{in}), en cambios de amplitud a la salida de estos brazos. Para lograr este proceso es necesario conocer la función de transferencia del interferómetro (Fig. 2.23b) de tal forma que se logre operar dentro de la zona lineal de este para poder generar cambios proporcionales sobre la señal de salida acorde a los presentes en la señal de datos.

La conversión de longitud de onda basada en el fenómeno de XPM se logra a través del cambio de fase experimentado por la señal CW en los dos interferómetros. La señal de datos a la longitud de onda (λ_{in}) acoplada al puerto #1 modula la densidad de portadores y por lo tanto el índice de refracción de la región activa debido a la alta potencia que satura al SOA. Mientras tanto, la señal continua CW, operando a la longitud de onda (λ_{conv}), es acoplada al puerto #3 de la estructura interferométrica (MZI, *Mach-Zehnder Interferometer*) y SOA, con potencias iguales que viajan en los brazos inferior y superior en los cuales se ubican los SOAs.

El cambio de fase ϕ_2 que experimenta la señal CW en el brazo inferior depende de las condiciones de operación del SOA inferior. En tanto, que el cambio de fase ϕ_1 que experimenta la señal CW en el brazo superior es debido a las variaciones de potencia presentes en la señal de datos que modula la fase generada

por el SOA superior. En consecuencia, la señal CW a la salida de los dos brazos del arreglo interferométrico puede ser controlada y conformada a través de procesos de superposiciones constructivas o destructivas. Dependiendo del factor de diferencias relativas, $\cos(\Delta\phi)$, entre los dos brazo del MZI la función de transferencia puede alcanzar su valor máximo o mínimo. Esto último, podrá establecer una señal CW modulada por la señal de datos que presente un patrón de amplitud en fase o de forma invertida.

2.4.3. Mezclado de cuatros ondas (FWM)

Existen dos procesos que producen *cross-talk* entre canales propagándose dentro de una SOA, primero se debe a la saturación de ganancia del amplificador y el otro tiene que ver con las variaciones en la densidad de portadores generadas por las señales ópticas. Cuando dos señales ópticas, de potencia considerable y operando a distintas longitudes de onda (λ_1, λ_2), interactúan dentro de la región activa del SOA (Fig. 2.24) se crean rejillas de ganancia e índice de refracción variable. La modulación de portadores es el principal factor que da origen al fenómeno de mezclado de cuatro ondas (FWM).

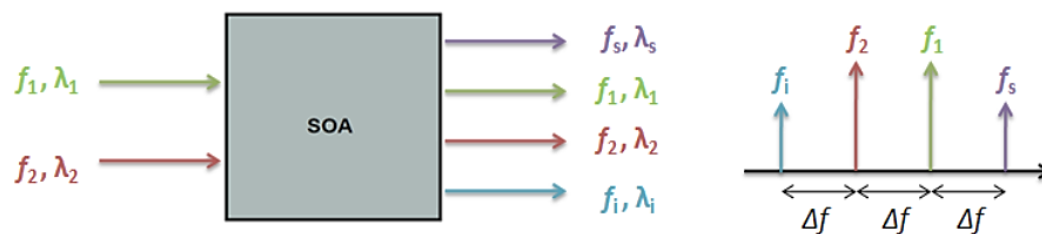


Fig. 2.24 Diagrama representativo del efecto de mezclado de cuatro ondas generado por el amplificador óptico de semiconductor [65].

FWM es otro proceso no lineal del SOA que puede ser utilizado para realizar la conversión de longitud de onda. FWM es un mecanismo inherentemente más rápido en comparación a XGM y XPM que puede ser utilizado en sistemas WDM ya que posibilita el manejo de múltiples canales operando a diferentes longitudes de onda de forma simultánea.

La Fig. 2.25a muestra esquemáticamente el proceso de conversión de longitud de onda basado en el fenómeno de mezclado de cuatro ondas presente en el SOA. En este escenario tenemos a la entrada del SOA a la señal de datos operando a una frecuencia ($\omega_0 - \Omega$) y la señal continua CW de frecuencia (ω_0). Con la finalidad de alcanzar una alta eficiencia en el proceso de conversión de longitud de onda mediante FWM es necesario que las dos señales ópticas presenten el mismo estado de polarización.

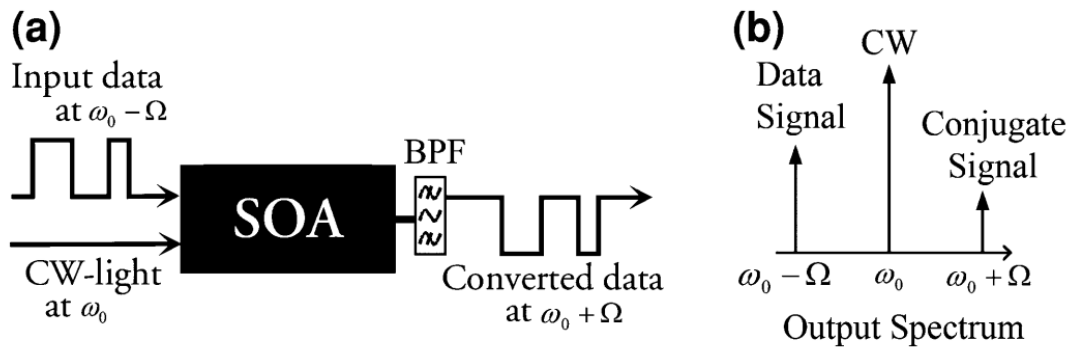


Fig. 2.25 (a) Diagrama esquemático del proceso de conversión de longitud de onda basado en FWM. (b) Espectros de frecuencia de entrada y salida del SOA [46].

El proceso de FWM en este sistema es producto de la modulación de la densidad de portadores y los efectos de ganancia no lineal generados por la señal de datos en el SOA. El resultado de esta interacción, entre la señal de datos y la señal CW, genera una señal conjugada espectralmente invertida con respecto a la señal de datos y que se ubica en la frecuencia $(\omega_0 + \Omega)$. En consecuencia, un filtro óptico centrado a la frecuencia $(\omega_0 + \Omega)$ es necesario para poder recuperar la señal conjugada generada del proceso de FWM presente en el SOA.

Los espectros de frecuencia de las señales presentes a la entrada y salida del SOA se muestran en la Fig. 2.25b. En este caso, se observa que la amplitud de salida del señal conjugada $(\omega_0 + \Omega)$ es menor en comparación a las señales de datos $(\omega_0 - \Omega)$ y de onda continua CW (ω_0) . A pesar de que la señal de conjugada $(\omega_0 + \Omega)$ preserva la misma información que la señal de datos su nivel de potencia es altamente dependiente de la polaridad relativa entre los dos señales a la entrada del SOA.

Capítulo 3. Simulador de un sistema de comunicaciones ópticas WDM de alta velocidad.

En este capítulo se hace una descripción del simulador utilizado para los diversos estudios desarrollados dentro del proyecto de investigación de doctorado. El entorno de simulación, basado en el lenguaje de programación LabView™ [66], permite llevar a cabo diversas pruebas de análisis, diseño y optimización de diversos componentes que integran a un sistema de comunicaciones ópticas WDM de alta velocidad. Por otra parte, se presenta información relevante sobre cada uno de los diversos componentes que integran al sistema de comunicaciones ópticas WDM, así como la definición de los enfoques y principales parámetros de diseño utilizados para su modelado dentro del simulador. Además, se presentan algunos resultados de las diversas pruebas de validación sobre el modelado implementado dentro del simulador para los principales componentes que integran al sistema WDM. Esto último permite dar certidumbre a los diversos resultados numéricos obtenidos en las diversas investigaciones realizadas a través de la simulación numérica. En el caso del amplificador óptico de semiconductor, que representa el principal dispositivo fotónico de interés en todo el proyecto de investigación, se presentan las diversas ecuaciones que gobiernan la dinámica de los diversos fenómenos que ocurren en el proceso de amplificación, así como algunas curvas de caracterización en el comportamiento de diversas características en torno a este dispositivo fotónico.

3.1. Análisis y diseño de sistemas de comunicación óptico a través de la simulación.

El desarrollo de investigaciones experimentales enfocadas a la generación de soluciones para los futuros problemas que enfrentaran los actuales sistemas de comunicaciones ópticas, no sólo se ve fuertemente limitado en el aspecto económico sino también está restringido al estado del arte de los avances tecnológicos involucrados en los diversos componentes e instrumentos de medición requeridos. Estos aspectos muchas veces complican la posibilidad de adquirir componentes e instrumentos de medición de última generación que permitan experimentar con sistemas de comunicaciones ópticas que cada vez operan a mayores tasas de transmisión mediante esquemas de modulación avanzados y detección coherente [67]. En consecuencia, la utilización de poderosas herramientas de cómputo, como instrumento alternativo para el estudio de sistemas complejos, ha sido de gran utilidad en el diseño, análisis, dimensionado, optimización y evaluación del rendimiento de las futuras redes de transporte. Los avances generados alrededor de los simuladores de sistemas de comunicaciones ópticas, ha permitido a investigadores y diseñadores tener la capacidad de generar soluciones ante los nuevos retos que apuntan principalmente a una mayor demanda en requerimientos por ancho de banda de los nuevos servicios-aplicaciones.

Para llevar a cabo el modelado de la capa física en las comunicaciones ópticas, este puede separarse en el diseño y simulación de dispositivos ópticos o en el modelado numérico de los sistemas o subsistemas (Fig. 3.1) [68]. El desarrollo de software especializado para el modelado de la capa física (óptica) comenzó como consecuencia de los grandes avances en los sistemas de comunicaciones ópticas y las limitaciones tecnológicas para el desarrollo de componentes ópticos. El análisis numérico de los diversos componentes ópticos fue, por ejemplo, de gran utilidad durante el desarrollo de las fibras ópticas monomodo, multimodo, compensadoras de dispersión y dopadas con tierras raras. Esto último permitió extender el modelado numérico a otros componentes ópticos fundamentales dentro de los sistemas de comunicaciones ópticas (*láseres de semiconductor, moduladores, amplificadores ópticos de semiconductor o basados en fibras dopadas, filtros ópticos, multiplexores, demultiplexores, fotodiodos entre muchos otros*) [69].

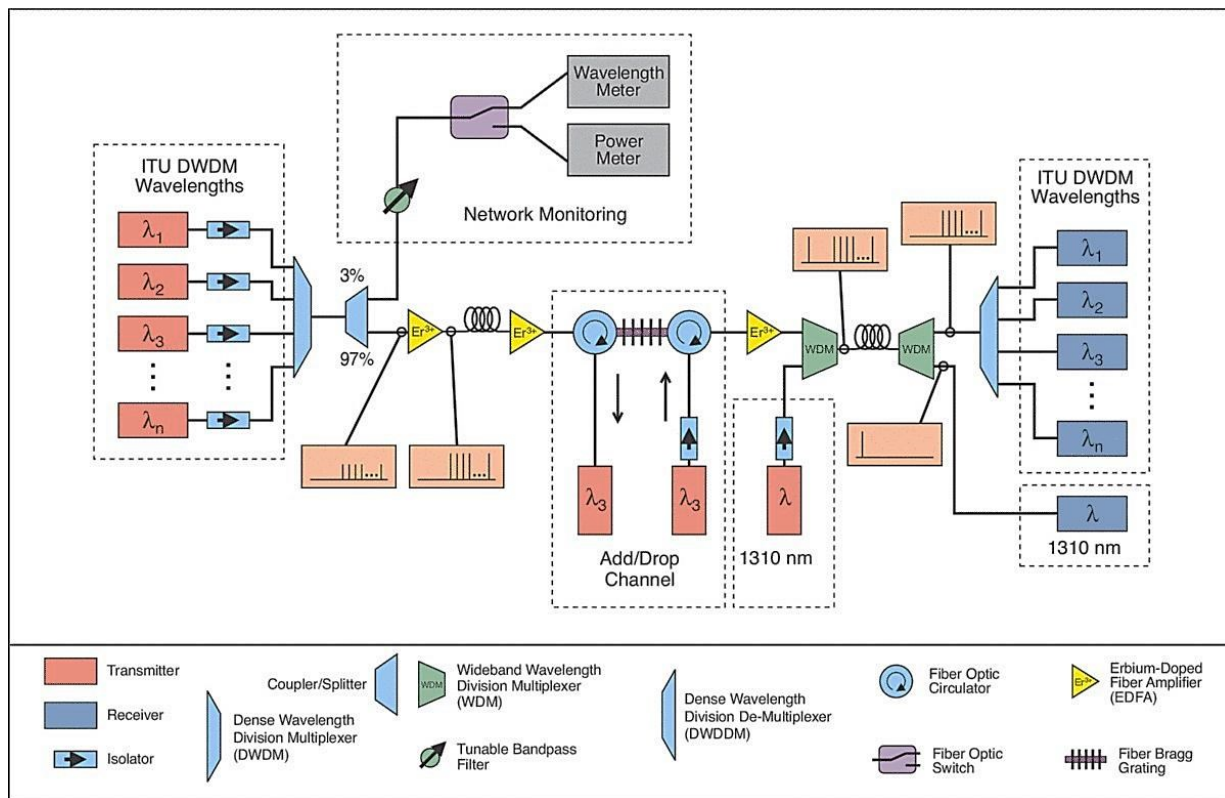


Fig. 3.1 Esquema representativo del diseño de un enlace de comunicaciones óptico a través del modelado con software especializado. El modelado de diversos componentes (*láseres, multiplexores, fibra óptica, filtros sintonizados, aisladores, amplificadores ópticos, acopladores, divisores de potencia, atenuadores, etc.*) e instrumentos de medición (*analizadores de espectro ópticos, medidores de potencia, medidores de longitud de onda, etc.*) ha permitido potenciar el uso de software especializado en el estudio del campo de las comunicaciones ópticas [70].

El fuerte interés que ha logrado el modelado y análisis numérico con potentes simuladores ha sido consecuencia de lo costoso que resulta en la creación de prototipos físicos tanto de componentes como sistemas completos en las modernas redes de comunicaciones ópticas. Este tipo de herramientas se han convertido en un elemento clave para maximizar el rendimiento, minimizar costos, analizar múltiples

escenarios o condiciones de operación de los sistemas de comunicación ópticas [71]. El modelado de los diversos componentes de un sistema de comunicaciones ópticas permite contar con un enfoque alternativo que sirva como medio para analizar el impacto que tienen las distintas características del medio de transmisión (*dispersión cromática, dispersión de polarización, efecto Kerr, etc.*) sobre la propagación de varios canales ópticos con diferentes tasas de transmisión, formatos de modulación, potencias, separación intercanal, estado de polarización, formas de pulsos, etc. [68]. La elección del modelo apropiado para simular el comportamiento de cualquier componente óptico es a menudo determinada por el grado de exactitud requerido para una particular aplicación, tipo de estudio o por los tiempos de ejecución requeridos para la obtención de los resultados numéricos. El diseño y desarrollo ingenieril dentro de los sistemas de comunicaciones ópticas WDM de nueva generación, que ha permitido su evolución, ha sido en gran parte debido al uso cada vez más común de potentes motores de simulación (Fig. 3.2a) y lenguajes de programación (Fig. 3.2b). Las actualizaciones que han sufrido estas herramientas computacionales ha dado como resultado la transición de simples modelos de simulación a software especializado para el diseño de nuevos dispositivos fotónicos abarcando un amplio rango de abstracciones en los modelos matemáticos y métodos numéricos [72].

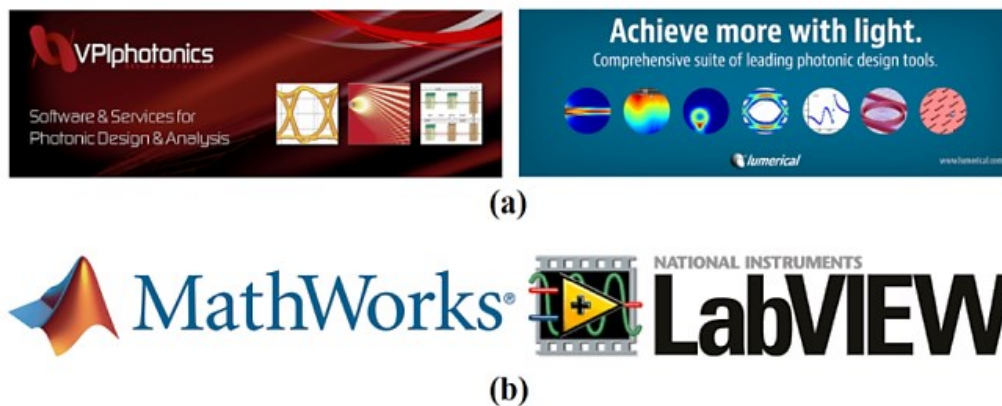


Fig. 3.2 Herramientas computacionales para el modelado de sistemas de comunicaciones ópticas (a) Software especializado (*VPIphotonics, Lumerical*) (b) Lenguajes de programación (*Matlab, LabView*).

3.2. Modelado del equipo transmisor.

La vasta cantidad de información generada, procesada y detectada hoy en día tiene un origen y destino en el dominio eléctrico. Sin embargo, son indiscutibles los beneficios y ventajas que ofrece el uso del dominio óptico para el transporte de grandes cantidades de datos. En un sistema de comunicaciones ópticas, el equipo transmisor es el encargado de llevar a cabo la transferencia de información, originalmente representada a través de una señal eléctrica, en una señal óptica capaz de propagarse dentro de una fibra óptica. Este proceso de conversión involucra un proceso de modulación de una fuente lumínica proporcional a las variaciones presentes en la señal eléctrica que representa la información a

transmitir. Las dos principales vías para lograr esta conversión electro-óptica se basan en cualquiera de los siguientes enfoques [73] [74]:

- **Modulación directa:** La forma más sencilla de llevar a cabo la modulación de una señal óptica se logra a través de la variación de la corriente que controla a la fuente que la genera (*led o láser*). De esta manera la intensidad de la señal óptica de salida del láser cambia de forma proporcional a las variaciones de la señal eléctrica de control (Fig. 3.3a). Este láser modulado directamente (DML, *Directly Modulated Laser*), que resulta en un esquema de modulación de intensidad (IM, *Intensity Modulation*), presenta el inconveniente de que el ancho de banda es limitado y la calidad de la señal óptica modulada se ve afectada por efectos no deseados tales como la presencia de ruido y fluctuaciones de frecuencia en la señal óptica con respecto al tiempo (*chirp* [75]) (Fig. 3.3b).

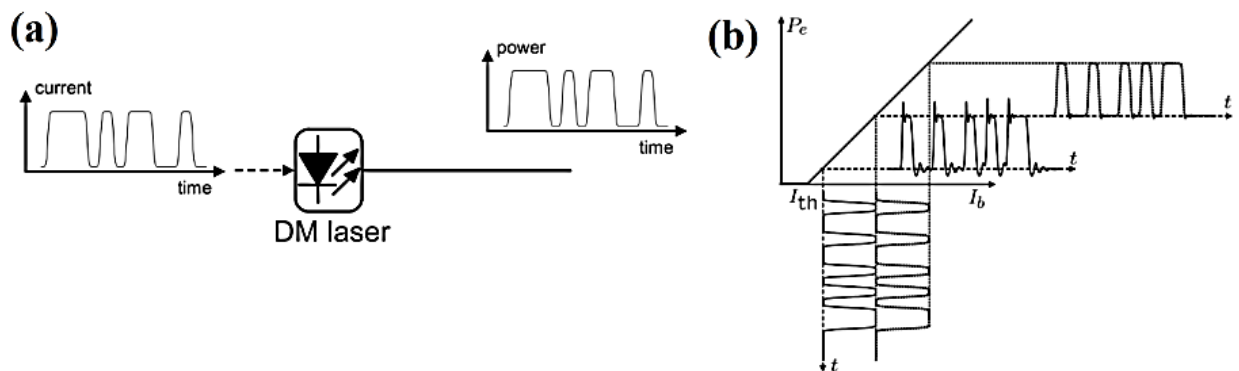


Fig. 3.3 Ilustración del proceso de modulación directa. (a) La potencia óptica de salida cambia con la corriente de control del láser que depende de los cambios de amplitud de la señal eléctrica de información. (b) Señal óptica modulada para dos casos distintos de variación de la corriente de control del láser [75].

- **Modulación externa:** Los moduladores externos (Fig. 3.4a) representan la otra vía para lograr la conversión (E-O), su desempeño presenta un menor nivel de los efectos indeseados presentes en los moduladores directos. Este tipo de solución es la más utilizada en los sistemas WDM que operan a tasas de transmisión mayores a 10 [Gb/s] ya que ofrece una mayor estabilidad en la longitud de onda de operación, menor presencia de distorsiones, mayor razón de extinción (ER, *Extinction Ratio*) y un mayor control del *chirp* presente en la señal óptica modulada. En este esquema de modulación externa el láser opera en un régimen de onda continua (CW), es decir, su operación no se ve modificada por los cambios generados por la señal de información. Existen dos formas para llevar a cabo una modulación externa, la primera es a través de un modulador de electro-absorción (EAM, *Electro-Absorption Modulator*), cuyo principio de operación se basa en la modificación de las características de absorción del medio material semiconductor (Fig. 3.4b), que conforma

la guía de onda en el modulador, ante la presencia de un campo eléctrico externo. El segundo método se basa en el uso de un modulador electro-óptico (EOM, *Electro-optic modulator*) que normalmente opera con arreglos interferométricos tipo Mach-Zehnder debido a que su principio de operación se basa en las modificaciones en el índice de refracción que presentan algunos cristales ante la aplicación de un campo eléctrico externo (Fig. 3.4c).

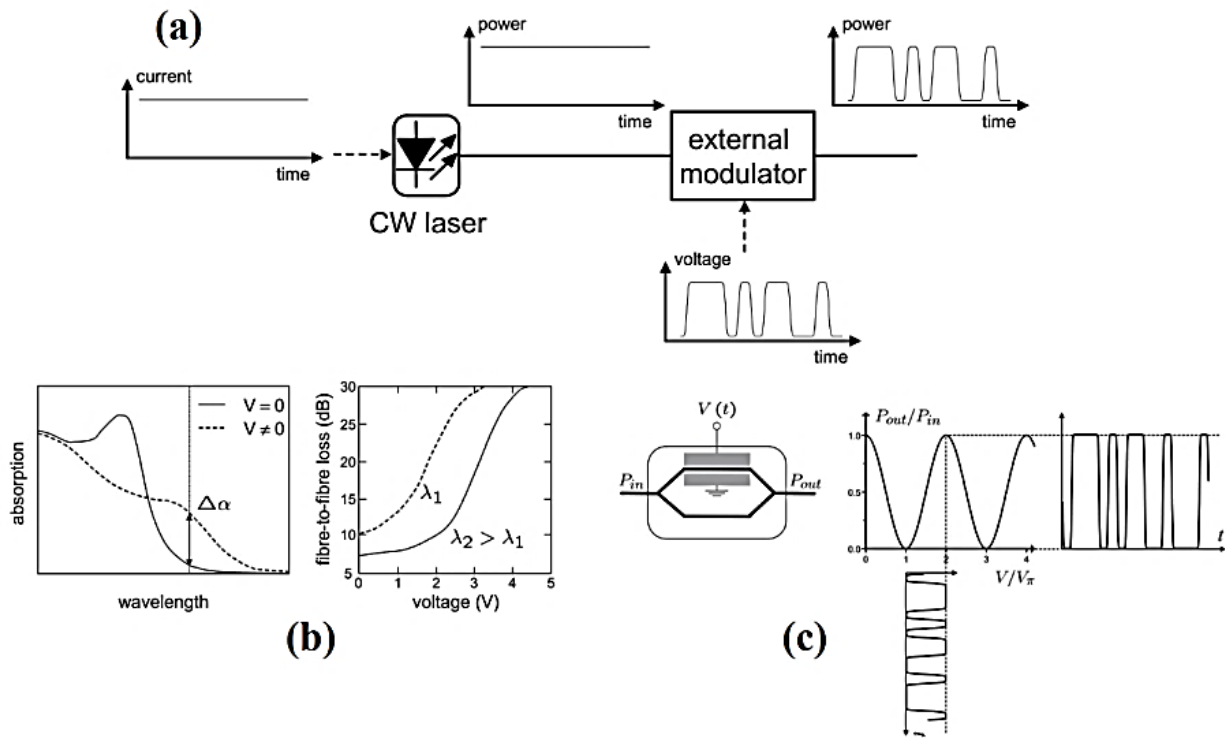


Fig. 3.4 Ilustración del proceso de modulación externa. (a) La potencia óptica del láser cambia acorde a las variaciones producidas por la señal eléctrica sobre las características de transferencia del modulador externo (b) Curvas de transferencia del modulador de electro-absorción (absorción y pérdidas) (c) Modulador electro-óptico basado en un interferómetro Mach-Zehnder y curva de transferencia de la potencia óptica de salida como función del voltaje de alimentación [75].

En el caso específico del simulador con que se trabajó en esta tesis, este nos permite configurar hasta 16 equipos transmisores ($Tx_1, Tx_2, \dots, Tx_{16}$) (Fig. 3.5), teniendo la opción de poder operar cada fuente láser (DFB, *Distributed Feedback Laser*) como una señal óptica de onda continua (CW) (*sin modular*) o utilizarlo en conjunto con un modulador externo (EAM, MZM- *Mach-Zehnder Modulator*) para realizar la conversión electro-óptica de la información contenida en alguno de los formatos de modulación disponibles.

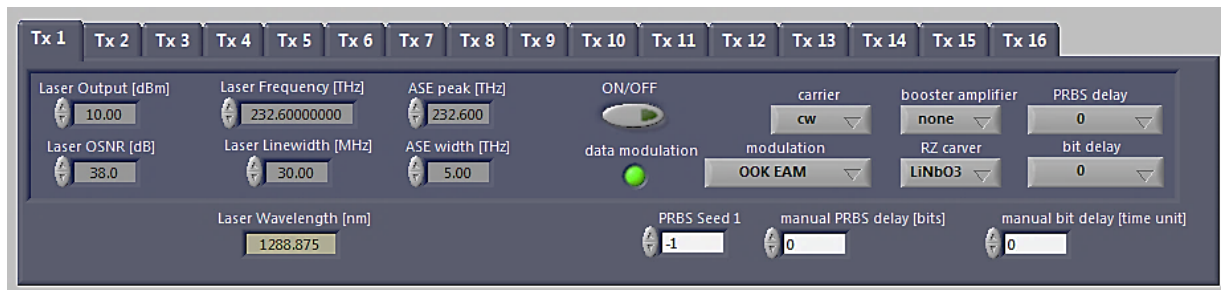


Fig. 3.5 Panel frontal del simulador para la configuración de las características de los equipos transmisores.

Cuando se utilice modulación externa, la señal eléctrica que modifica las características de operación del modulador podrá ser una señal binaria de tipo pseudoaleatoria (PRBS, *Pseudorandom Binary Sequence*) (Fig. 3.6a) o una secuencia de bits con ciertas características especiales (Fig. 3.6b-f). Estas secuencias especiales, por lo general, son utilizadas en pruebas de estudio de algún fenómeno o respuesta particular del SOA [76] o bien para analizar el rendimiento de un sistema WDM para estudios de factibilidad de operación [77] [78] que requiere ciertas condiciones de operación extrema dependientes del patrón de bits.

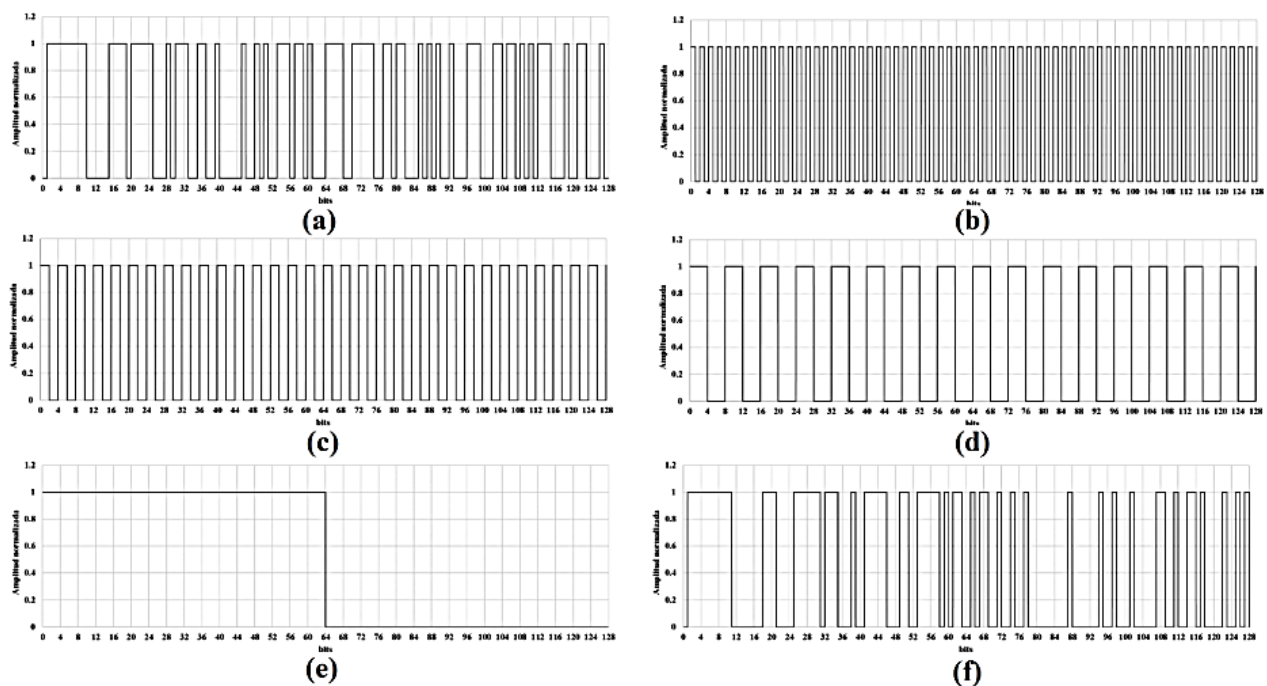


Fig. 3.6 Secuencias de bits configuradas en el simulador para una secuencia de 128 bits (a) Secuencia PRBS (b) Secuencia especial “101010...” (c) Secuencia especial “11001100...” (d) Secuencia especial “1111000011110000...” (e) Secuencia especial mitad “1s” y mitad “0s” (f) Secuencia especial para el sistema WDM 100 GbE (4x25 [Gb/s]) [77].

Las características de la señal eléctrica PRBS que pueden configurarse dentro del simulador son:

- El tamaño de la secuencia de bits al modificar la longitud del registro.

- El ancho de banda de un filtro paso-bajas que limita el ancho de banda de la señal de datos a transmitir (*señal banda base limitada en ancho de banda*).
- El número de puntos de muestreo por “bit” dentro la señal de datos.

3.3. Modelado del láser de realimentación distribuida (DFB).

El láser representa la fuente de luz que será modulada para que su propagación a lo largo de la fibra óptica se vea lo menos afectada y limitada por los diversos fenómenos lineales (*atenuación y dispersión*) y no lineales (*efecto Kerr*) intrínsecos del medio de transmisión. Entre las principales fuentes de luz, utilizadas en los sistemas de comunicaciones ópticas WDM, tenemos al diodo láser tipo Fabry-Perot (Fig. 3.7a) y al láser de realimentación distribuida (DFB) (Fig. 3.7b).

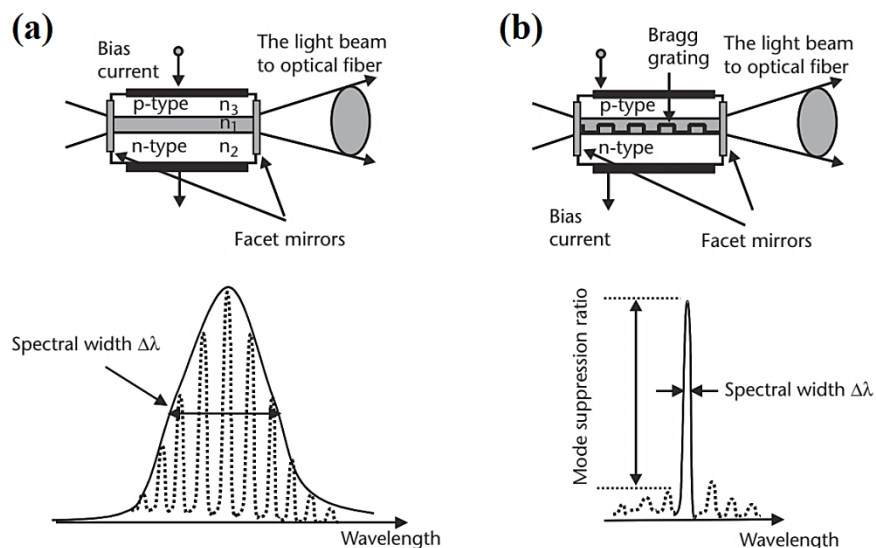


Fig. 3.7 Diagramas esquemáticos y espectros de emisión de las principales de luz para los sistemas WDM. (a) Láser tipo Fabry-Perot (b) Láser de realimentación distribuida (DFB) [74].

Los láseres DFB son los preferidos en sistemas WDM debido a que poseen una serie de características atractivas tales como [79] [80]:

- o Longitud de onda de operación del láser más estable ante cambios de temperatura o condiciones de operación (*corriente y voltaje de alimentación*).
- o Un factor de ensanchamiento de línea más angosto, lo que permite poder reducir el espaciado inter-canal y por ende enviar más canales ópticos dentro de un ancho de banda específico.
- o Mayor capacidad de sintonización en un amplio rango de longitudes de onda.
- o Capacidad de integración con otros componentes dentro de un mismo encapsulado.

En la literatura existen diversos modelos [81] [82] que permiten caracterizar el comportamiento de los láseres, cada uno ellos toma en cuenta diversos fenómenos característicos y condiciones de operación. Sin embargo, estos modelos tienen la desventaja de ser realmente complejos de implementar y los tiempos de ejecución son considerables. Por lo tanto, muchas veces es preferible utilizar un modelo simple que tome en cuenta únicamente los aspectos más relevantes para el estudio a realizar. El programa creado en LabView, denominado como instrumento virtual, para el modelado numérico del láser con realimentación distribuida (DFB) no utiliza algún modelo de referencia para caracterizar su comportamiento dentro del simulador. Los principales parámetros de diseño que se pueden configurar en el simulador para establecer las condiciones de operación del láser DFB son:

- (a) Potencia óptica de salida, (b) Relación señal a ruido óptica (OSNR), (c) Frecuencia de emisión del láser, (d) Factor de ensanchamiento de línea, (e) Frecuencia del valor máximo del ruido (ASE), (f) Anchura espectral del ruido ASE.

Además, el instrumento virtual de este componente permite visualizar las características de la potencia óptica (Fig. 3.8a) y la frecuencia de operación del láser (Fig. 3.8b) en función del tiempo, así como el ruido de ASE en función de la frecuencia (Fig. 3.8c).

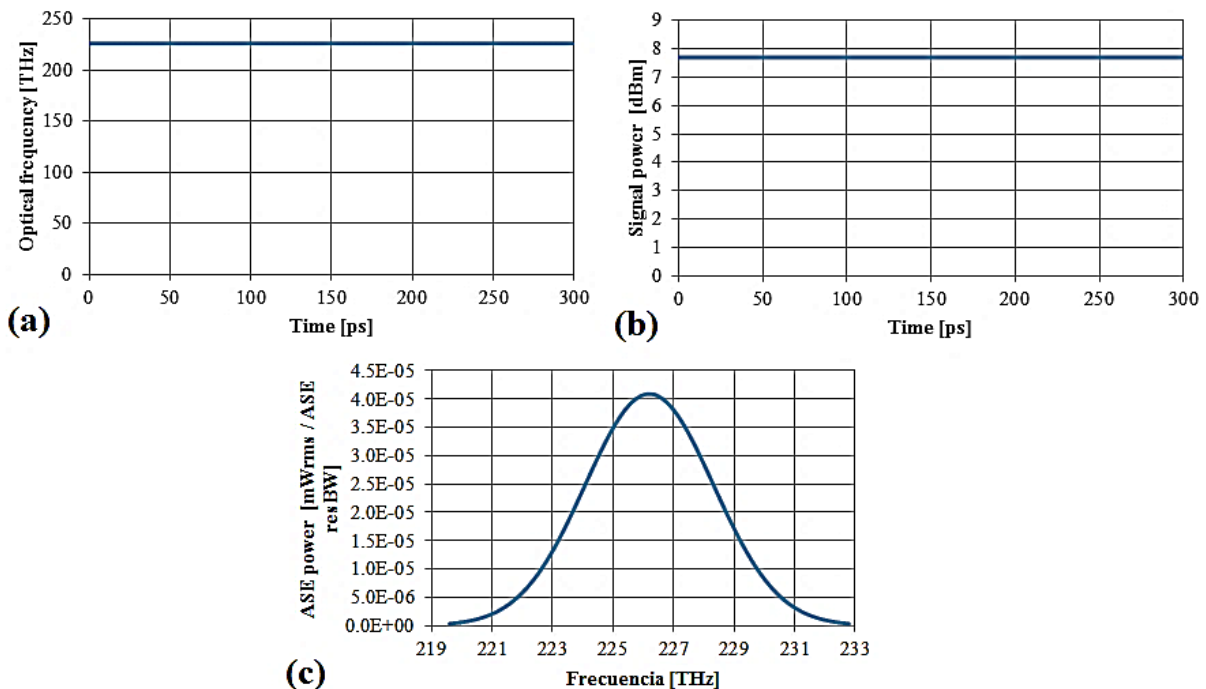


Fig. 3.8 Curvas obtenidas del simulador para un láser DFB con (a) potencia óptica de 7.8 dBm operando a (b) una frecuencia de 226.2 [THz] y (c) un ruido de ASE con un ancho de banda de 5[THz].

3.4. Modelado del modulador de electro-absorción (EAM).

Los moduladores ópticos utilizados en los sistemas de comunicaciones ópticas WDM pueden ser electro-ópticos (EOM) o de electro-absorción (EAM). Sin embargo, los moduladores EAM [83] [84] como consecuencia de su capacidad de integración con otros componentes posibilita la reducción de las pérdidas de potencia de la señal óptica de la fuente láser al modulador y reducir los problemas de acoplamiento de la longitud de onda del láser al modulador EAM ya que estos son diseñados sobre el mismo bloque semiconductor.

El principio de funcionamiento del modulador de electro-absorción (EAM) se basa en el efecto Franz-Keldysh [83] caracterizado por la absorción de la señal óptica en función del campo eléctrico, que varía acorde a los cambios de amplitud de la señal eléctrica (*señal de información*), aplicado a lo largo de la guía de onda del modulador EAM. El modelado del modulador EAM se realiza mediante la definición de funciones de transferencia que caracterizan el comportamiento de la absorción y el *chirp* como función del voltaje de alimentación [85]. Los principales parámetros de diseño que permite configurar el instrumento virtual de este dispositivo son:

(a) Ancho de banda del modulador, (b) Atenuación del modulador, (c) El voltaje de alimentación de DC.

En el modelado de las características de transmisión y chirp del modulador EAM, el simulador realiza un ajuste mediante polinomios para definir las funciones de transferencia de la parte de absorción $T(V)$ y de efectos reactivos $\alpha(V)$.

$$T(V) = T_0 + T_1V + T_2V^2 + T_3V^3 + T_4V^4 + T_5V^5 \quad (3.1)$$

$$\alpha(V) = \alpha_0 + \alpha_1V + \alpha_2V^2 + \alpha_3V^3 + \alpha_4V^4 + \alpha_5V^5 \quad (3.2)$$

Las dos funciones anteriores dependen de los cambios en el voltaje (V) de alimentación al modulador EAM. Este voltaje se define en términos del voltaje de polarización de DC (V_{DC}) y el voltaje asociado a la señal eléctrica (V_{datos}), que representa los datos de información, a través de la siguiente ecuación:

$$V = V_{DC} + V_{datos} \quad (3.3)$$

En el caso de los coeficientes (T_i , α_i , $i=0\dots n$) de las funciones de transferencia $T(V)$ y $\alpha(V)$, estos se calculan con base en los valores asignados a los parámetros de modulador EAM o con datos de algunos moduladores comerciales almacenados en un archivo.

Cuando la configuración del instrumento virtual se realiza manualmente, el simulador realiza una interpolación con los valores de los moduladores comerciales y determina los nuevos valores de los

coeficientes (T_i , α_i). A continuación, se presenta un ejemplo de las curvas obtenidas con la aproximación polinomial para las funciones de transferencia de absorción $T(V)$ (Fig. 3.9a) y de los efectos que definirán el “chirp” $\alpha(V)$ (Fig. 3.9b) con base en el simulador.

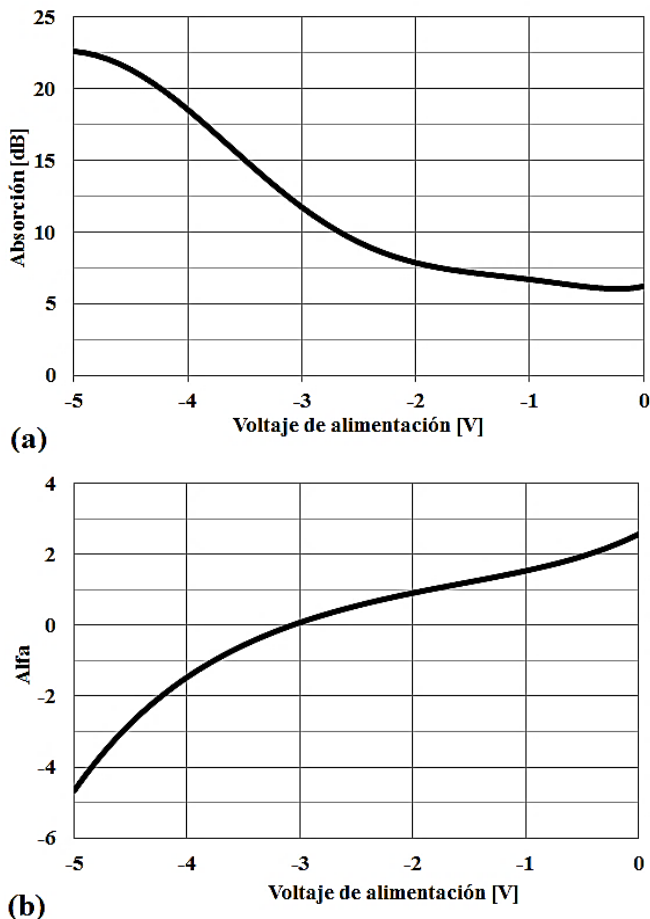
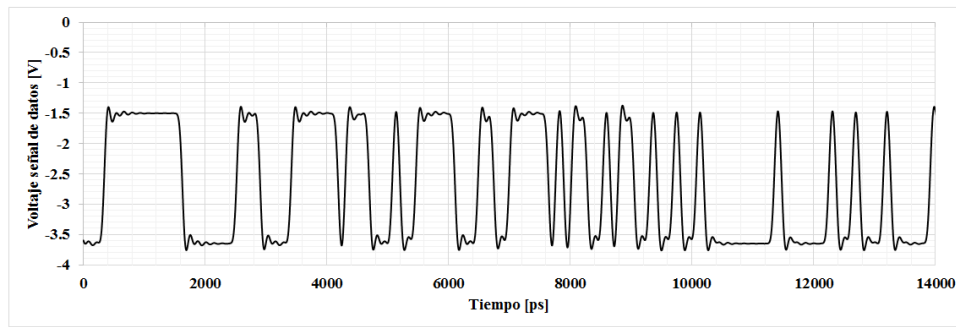
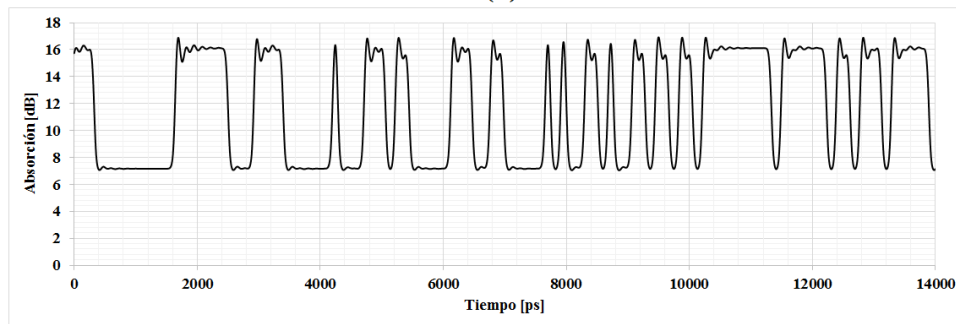


Fig. 3.9 Curvas de transferencia del modulador de electro-absorción (a) $T(V)$ absorción (Coeficientes de ajuste del polinomio [T_0 , T_1 , T_2 , T_3 , T_4 , T_5]= [6.21552, 1.76925, 5.27552, 4.57698, 1.84638, 0.31377, 0.01869]) y (b) efectos reactivos $\alpha(V)$ (Coeficientes de ajuste del polinomio [α_0 , α_1 , α_2 , α_3 , α_4 , α_5]= [2.56522, 1.57259, 0.78441, 0.28794, 0.05003, 0.00456]).

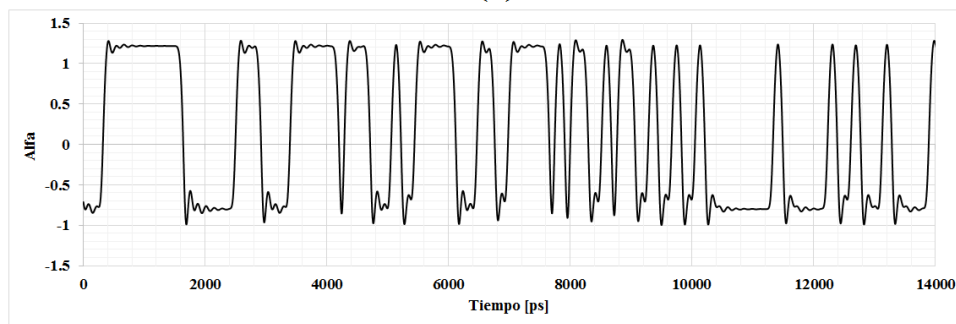
Cuando los parámetros de diseño del modulador de electro-absorción son los adecuados, la señal óptica de salida (Fig. 3.10d) preservará una forma de onda similar a la señal eléctrica de datos (Fig. 3.10a) que controla al modulador EAM.



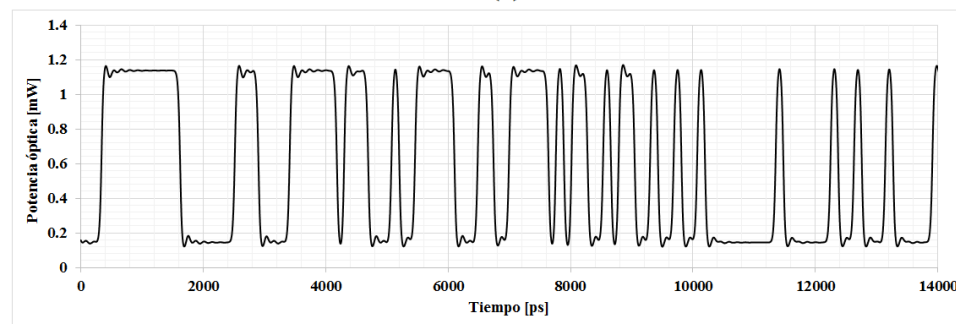
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. 3.10 Curvas de diversas señales presentes en el modulador de electro-absorción (EAM). (a) Señal eléctrica de datos PRBS de control del EAM (b) Variación temporal del proceso de absorción del EAM (c) Variación temporal del parámetro alfa asociado a los cambios de chirp del EAM (d) Señal óptica de salida del modulador de EAM.

3.5. Modelado del multiplexor (MUX) y demultiplexor (DEMUX).

El multiplexor (*demultiplexor*) es un elemento vital dentro de la estructura de cualquier sistema WDM que permite acoplar (*desacoplar*) todas las señales ópticas generadas (*recibidas*) por los distintos equipos transmisores (*receptores*) a través de la fibra óptica (Fig. 3.11). Como consecuencia del principio de reciprocidad presente en este elemento, las funciones de multiplexación y demultiplexación pueden llevarse a cabo con un solo componente [86].

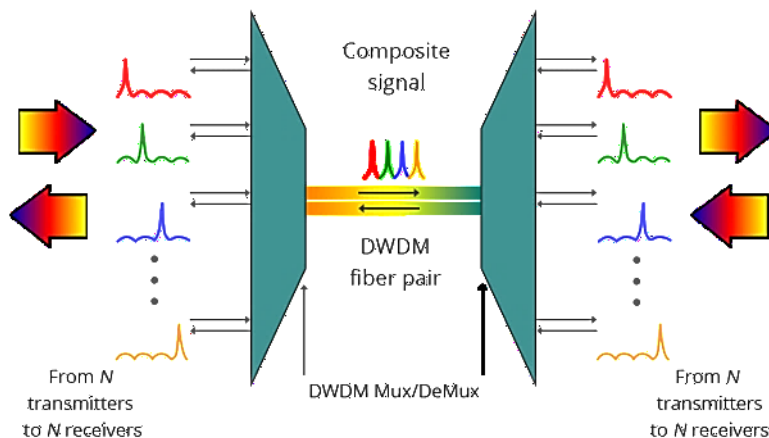


Fig. 3.11 Esquema de los procesos de multiplexado y demultiplexado en sistemas WDM. El multiplexor (*demultiplexor*) permite combinar (*separar*) los distintos canales ópticos generados (*recibidos*) por cada transmisor (*receptor*) en una sola señal óptica compuesta que se propaga dentro de la fibra óptica [87].

En cuanto a las especificaciones de diseño, estas son más rígidas en el caso del demultiplexor ya que la señal óptica a demultiplexar ha sufrido cambios en su espectro debido a la interacción con otros canales y diversos fenómenos (*lineales y no lineales*) presentes en la fibra óptica. Además, debido a las exigencias cada vez mayores a causa de la evolución que están sufriendo constantemente los sistemas WDM (*mayor número de canales, menor espaciamiento intercanal, mayor eficiencia espectral entre otros*) ha generado la necesidad de contar con herramientas de modelado capaces de permitir una optimización del desempeño tanto del MUX como del DEMUX.

Los tipos más comunes de multiplexores basados en el uso de efectos de interferencia mediante acopladores y filtros ópticos son: rejillas por arreglo de guías de onda (AWG, *Arrayed Waveguide Gratings*) (Fig. 3.12a) y los filtros de películas delgadas (TFF, *Thin Film Filter*) (Fig. 3.12d). Debido a que el principio de operación de los AWG es similar al modulador Mach-Zehnder, es posible conformar un esquema MUX mediante un arreglo en cascada de varias etapas Mach-Zehnder (Fig. 3.12b). Sin embargo, la presencia de mayores pérdidas de potencia debido a las distintas conexiones, una respuesta no uniforme dentro de la banda de paso del filtro, así como una mayor complejidad de integración de dicha estructura, representan sus principales desventajas.

Otra forma de configurar un MUX-DEMUX es a través del uso de filtros tipo Fabry-Perot (Fig. 3.12c) mediante múltiples capas delgadas de películas dieléctricas. Este tipo de configuración permite niveles bajos de *cross-talk* entre los diversos canales y una respuesta relativamente plana dentro de la banda de paso en la respuesta del filtro.

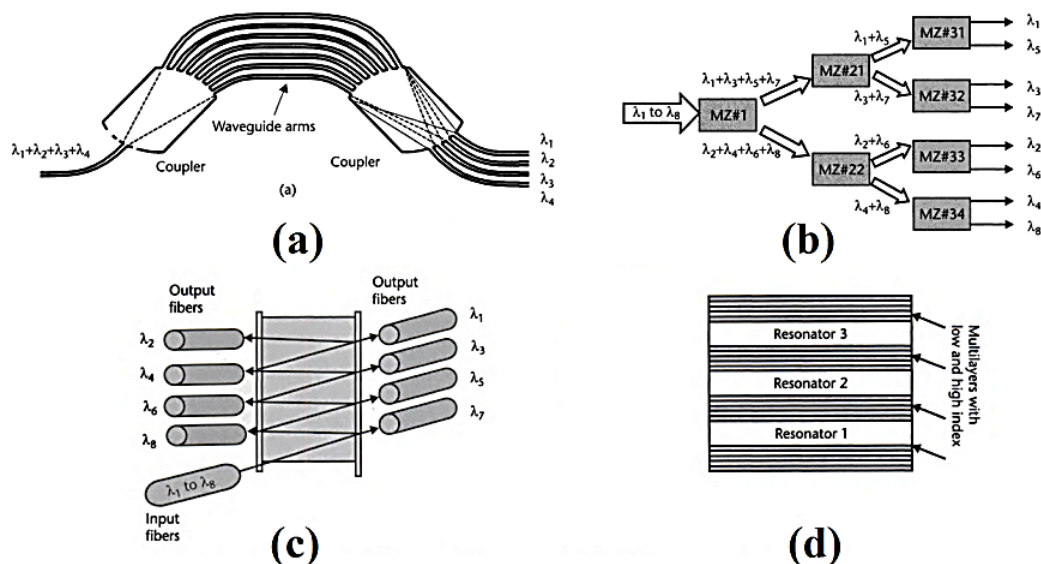


Fig. 3.12 Principales tecnologías para la implementación de MUX y DEMUX (a) Arreglo de rejillas de guías de onda (AWG) (b) Cadena de filtros con Mach-Zehnder (c) Filtros Fabry-Perot (d) Filtros de películas delgadas (TFF) [74].

Para el modelado de estos componentes pasivos se hace uso de funciones de transferencia complejas que permitan caracterizar el comportamiento espectral mediante el uso de diversas respuestas ganancia-fase en el dominio de la frecuencia de los filtros más típicos (*Gaussianos, súper Gaussianos, Bessel, Butterworth*) [72] [80]. Dentro del simulador, el proceso de multiplexado y demultiplexado en el sistema de comunicaciones ópticas WDM se realizó a través del uso de filtros ópticos con perfil Gaussiano. Para ello se configuraron los diferentes parámetros involucrados en la función de transferencia del filtro, entre los principales elementos a modificar están:

- (a) La frecuencia central del filtro,
- (b) La banda de paso o ancho de banda del filtro óptico,
- (c) Una desviación de la frecuencia central del filtro óptico,
- (d) El orden del filtro que es un número que define que tan ideal (rectangular) va a ser la respuesta en frecuencia del filtro,
- (e) Las pérdidas de inserción que va a conducir a una reducción de potencia de la señal óptica al ser filtrada.

Dado que se tratan de filtros ópticos básicos cuya función de transferencia es conocida [88] [89], lo que se realizó en este caso para dar certeza de la correcta programación del instrumento, encargado implementar dicha etapa de filtrado, fue llevar a cabo un estudio de la curva de respuesta en frecuencia de dicho filtro con la ecuación siguiente:

$$H(f) = A \exp \left(-\frac{1}{2} \left(\frac{f + \Delta f - f_{\text{central}}}{\text{FWHM} / 2(2 \ln 2)^{1/(2n)}} \right)^{2n} \right) \quad (3.4)$$

En donde cada una de las variables anteriores representa:

- A: Valor máximo de la respuesta de la función de transferencia.
- f: La frecuencia variable que define la de ganancia del filtro.
- f_{central} : La frecuencia central del filtro óptico.
- Δf : La desviación con respecto a la frecuencia central del filtro.
- FWHM- (*Full Width at Half Maximum*): Ancho de banda del filtro óptico medido a las frecuencias de media amplitud de la respuesta máxima del filtro.

A continuación, se presentan diversas curvas (Fig. 3.13) correspondientes a la función de transferencia implementada con la ecuación anterior dentro del simulador. Como puede apreciarse el comportamiento corresponde con la de un filtro paso banda de acuerdo a los diversos valores asignados a los parámetros de diseño que fueron configurados en el simulador.

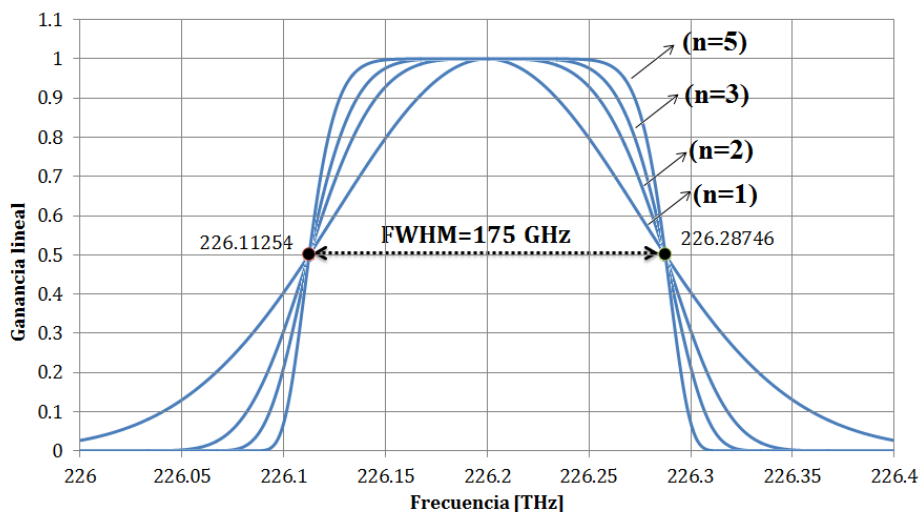


Fig. 3.13 Curvas de ganancia de la función de transferencia de un filtro Gaussiano de orden (n=1,2,3 y 5) con frecuencia central de 226.2 [THz] y ancho de banda FWHM=175 [GHz].

3.6. Modelado de la fibra óptica monomodo (SMF).

Las fibras ópticas monomodo (SMF) (Fig. 3.14a) y multimodo (MMF, *Multimode Fiber*) (Fig. 3.14b, Fig. 3.14c) son los dos tipos más comunes de fibras ópticas dentro de los sistemas de comunicaciones ópticas. Las fibras ópticas monomodo, cuyo índice de refracción presenta un perfil de variación que cambia entre

el núcleo y revestimiento de forma escalonada, permiten la propagación de un único modo fundamental debido al reducido diámetro del núcleo de la fibra. Además, debido a que solamente un modo de propagación es posible en este tipo de fibras, los efectos dispersivos de tipo modal no son relevantes pero los efectos dispersivos de tipo cromático son los más severos a medida que la tasa de transmisión se incrementa. Esto último puede ser solucionado a través de algún esquema compensador del efecto dispersivo de la fibra óptica [90]. Las fibras SMF son utilizadas en aplicaciones que requieran bajas pérdidas de potencia y permitan operar con altas tasas de transmisión.

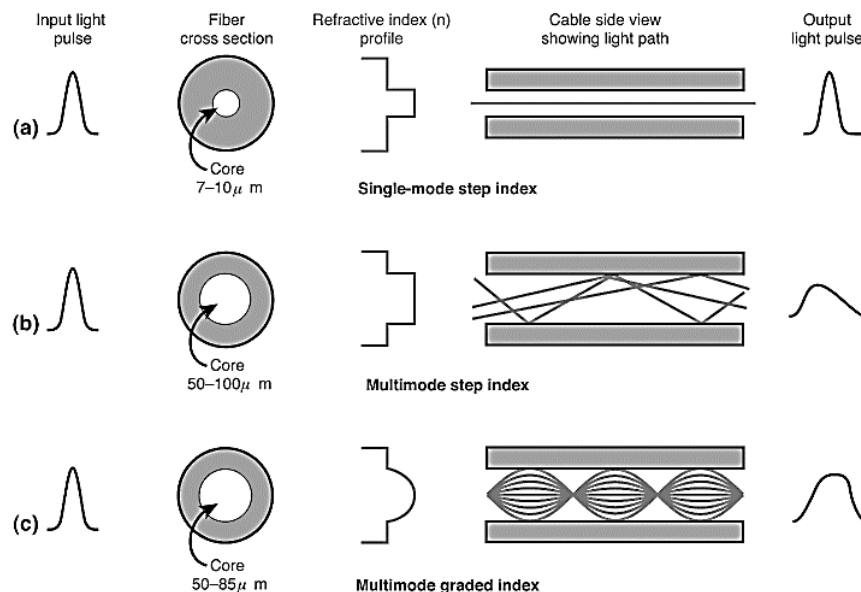


Fig. 3.14 Diagramas esquemáticos de los tipos de fibras ópticas más comunes. (a) Fibra óptica monomodo (SMF) de índice escalonado (b) Fibra óptica multimodo (MMF) de índice escalonado (c) Fibra óptica multimodo (MMF) de índice gradual [91].

La fibra SMF fue el tipo de fibra óptica utilizado como medio de transmisión dentro del sistema de transmisión WDM empleado para las investigaciones desarrolladas. El principal objetivo del modelado de una fibra óptica es determinar las variaciones temporales y espaciales de los diversos pulsos ópticos, presentes en la señal óptica, durante su propagación. Para ello es importante que el modelo considere los diversos fenómenos presentes en la fibra, principalmente efectos de atenuación, dispersivos y no lineales.

En este caso, el modelado de la fibra óptica y su correspondiente programación e integración dentro del simulador fue llevado a cabo como resultado del trabajo de tesis [92]. Para el proceso de simulación de la propagación de pulsos y su interacción con los diversos fenómenos (*lineales y no lineales*), característicos dentro de la fibra óptica, se empleó el método de Fourier de paso dividido simetrizado (SSFM, *Split Step Fourier Method*) [93]. El método SSFM resuelve de manera numérica la ecuación no lineal de Schrödinger mediante la segmentación de la fibra óptica en pequeños tramos en los cuales se obtiene el efecto dispersivo y el efecto no lineal acumulado de la fibra.

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \frac{j\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} - \frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3 A}{\partial t^3} + \frac{\alpha}{2} A - j\gamma |A|^2 A = 0 \quad (3.5)$$

En donde:

- A representa la variación lenta de la envolvente del campo.
- β_2 y β_3 son los términos correspondientes a la velocidad de grupo y el coeficiente de dispersión de tercer orden.
- α representa las pérdidas de potencia por atenuación.
- γ es el coeficiente no lineal de Kerr para la fibra.

A continuación, se presentan algunos resultados de las diversas pruebas de validación al algoritmo SSFM implementado dentro del simulador. En la primera prueba realizada (Fig. 3.15) se envió un pulso óptico de 1 [mW] de potencia inicial y a la salida se obtuvo el pulso óptico tras haber recorrido una distancia de 20 [km] de fibra óptica cuyo coeficiente de atenuación es de 0.3 [dB/km].

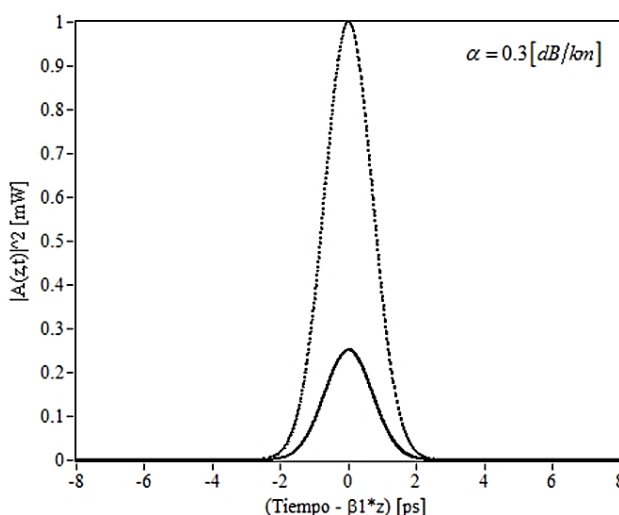


Fig. 3.15 Forma de onda de un pulso óptico de 1 mW de entrada (*curva punteada*) y de un pulso óptico de salida (*curva continua*) al propagarse por una fibra óptica de 20 [km] con un coeficiente de atenuación de 0.3 [dB/km] [92].

Al realizar cálculos teóricos con la potencia de salida y entrada se verifica que el coeficiente de atenuación de la fibra efectivamente es de 0.3 dB/km.

$$\alpha = \frac{10 \log \left(\frac{P_1}{P_2} \right)}{L} \quad \alpha = \frac{10 \log \left(\frac{P_{in}}{P_{out}} \right)}{L} \rightarrow \begin{cases} P_{in} = 1 \text{ mW} \\ P_{out} = 0.25 \text{ mW} \\ L = 20 \text{ km} \end{cases}$$

$$\alpha = \frac{10 \log\left(\frac{1}{0.25}\right)}{20} \rightarrow \alpha = \frac{10 \log(4)}{20} \rightarrow \alpha = 0.301 [\text{dB} / \text{km}]$$

Para el proceso de validación del correcto modelado de los efectos dispersivos asociados a la fibra óptica, se definieron diversos experimentos de propagación de pulsos con diferentes condiciones en el *chirp*. Los resultados de estas pruebas fueron comparados con los publicados en el libro *Nonlinear Fiber Optics* [94].

Recordemos que el principal efecto asociado con la propagación de pulsos sobre un medio dispersivo es un proceso de ensanchamiento o compresión temporal del pulso que depende de las características de la señal óptica de entrada (*chirp*) y del coeficiente dispersivo de segundo orden de la fibra óptica (β_2). La primera prueba considera la propagación de un pulso óptico con chirp nulo ($C=0$) dentro de una fibra con coeficiente $\beta_2=1$ [ps²/km]. Las longitudes de fibra óptica que recorre el pulso fueron de 2 y 4 [km] respectivamente. Se obtuvieron las formas de onda temporales de los pulsos de entrada-salida a la fibra óptica del simulador (Fig. 3.16a) y fueron comparadas con la referencia [94] (Fig. 3.16b). Los resultados obtenidos permiten validar la implementación de los efectos dispersivos dentro del simulador.

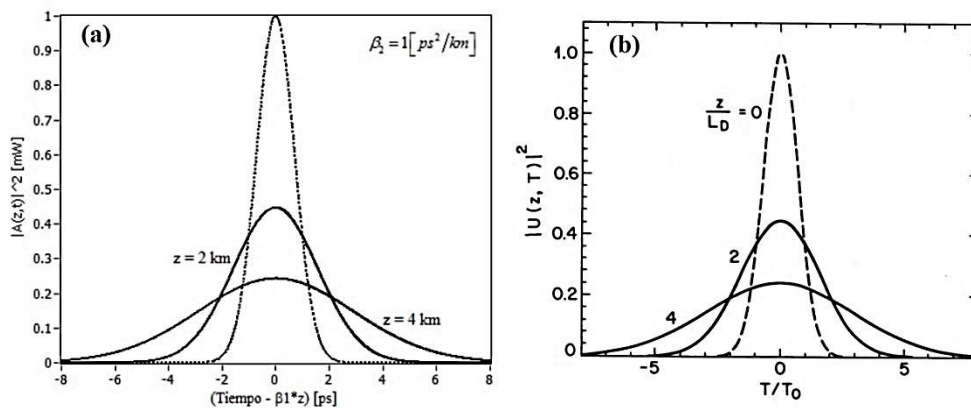


Fig. 3.16 Interacción (ensanchamiento) de un pulso de entrada sin chirp con la fibra óptica ((a) simulador [92], (b) referencia [94])

Las siguientes dos pruebas fueron realizadas con condiciones distintas en el valor del *chirp* (C) que presenta el pulso óptico de entrada sin alterar el coeficiente de dispersión de segundo orden (β_2) de la fibra óptica. La primera prueba muestra el efecto de propagación de un pulso óptico con *chirp* positivo ($C=1$) sobre 0.5 km de fibra óptica (Fig. 3.17). El pulso óptico a la salida muestra un claro incremento temporal (*ensanchamiento*) como producto de la interacción de este con la dispersión de la fibra óptica. El valor del incremento en la anchura del pulso óptico se corroboró a través de los cálculos teóricos tomando en cuenta con las condiciones antes descritas.

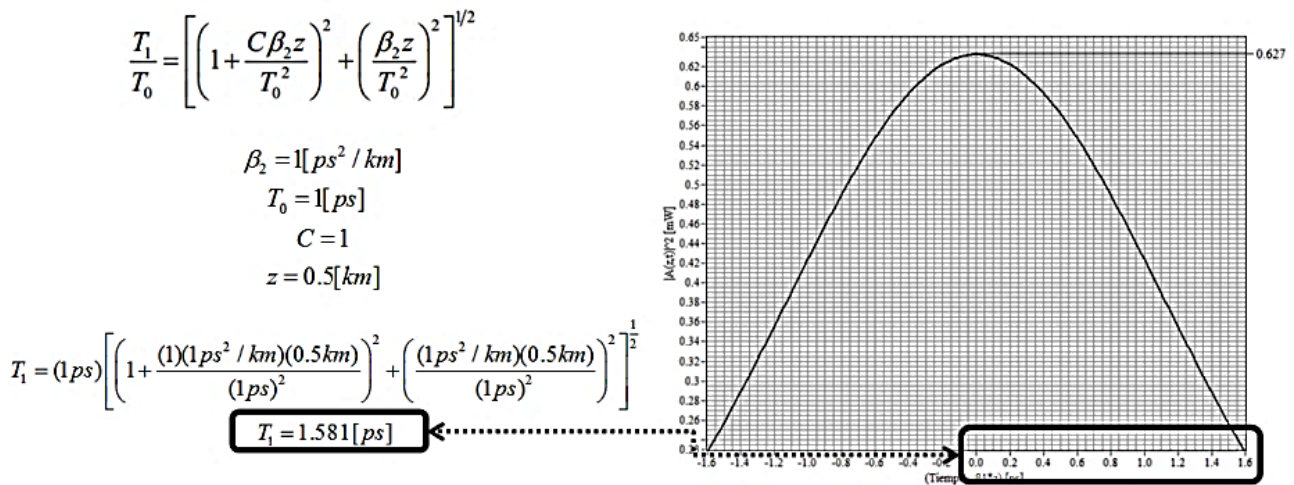


Fig. 3.17 Efecto de ensanchamiento de la propagación de un pulso óptico con chirp positivo ($C=1$) tras recorrer 0.5 km de fibra óptica con un coeficiente $\beta_2=1$ [ps^2/km] [92].

En una prueba similar, pero ahora considerando la propagación de un pulso óptico con un *chirp* negativo ($C=-1$), el pulso óptico de salida generado por el simulador (Fig. 3.18) muestra que este sufre un proceso de compresión temporal que resulta del proceso de interacción del *chirp* del pulso con el coeficiente de dispersión (β_2).

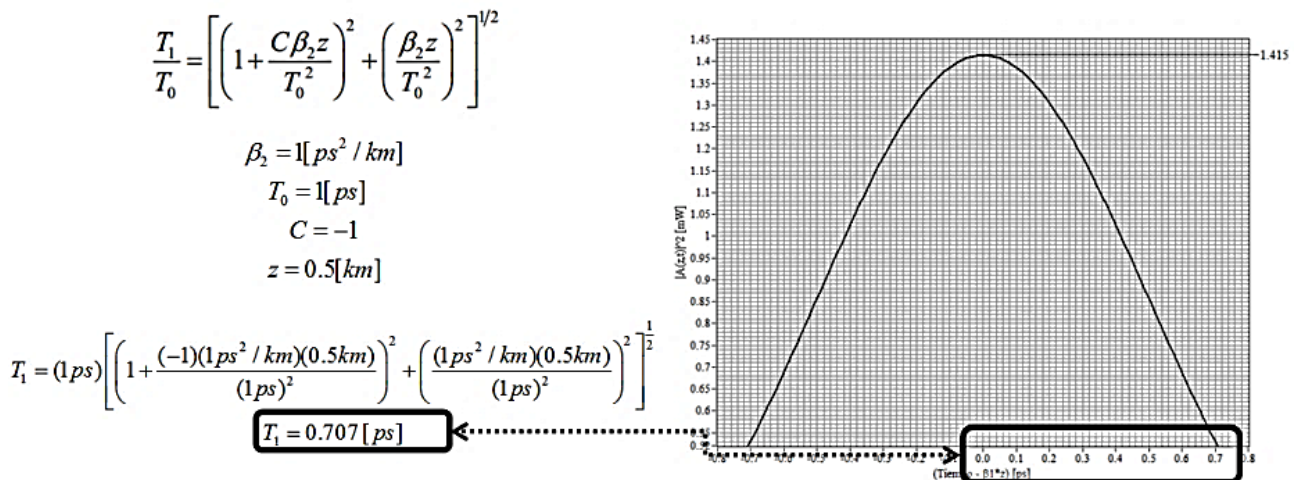


Fig. 3.18 Efecto de compresión de la propagación de un pulso óptico con chirp negativo ($C=-1$) tras recorrer 0.5 km de fibra óptica con un coeficiente $\beta_2=1$ [ps^2/km] [92].

Otra prueba de validación llevada a cabo con el modelado numérico de la fibra óptica se concentra en analizar la interacción de pulsos ópticos con los efectos dispersivos de mayor orden (*tercer orden*). Los resultados numéricos obtenidos del simulador (Fig. 3.19a), considerando la interacción de pulsos ópticos con efectos dispersivos de tercer orden ($\beta_3=1$ [ps^3/km]) a lo largo de 5 [km], muestran gran similitud con los resultados de la referencia (Fig. 3.19b).

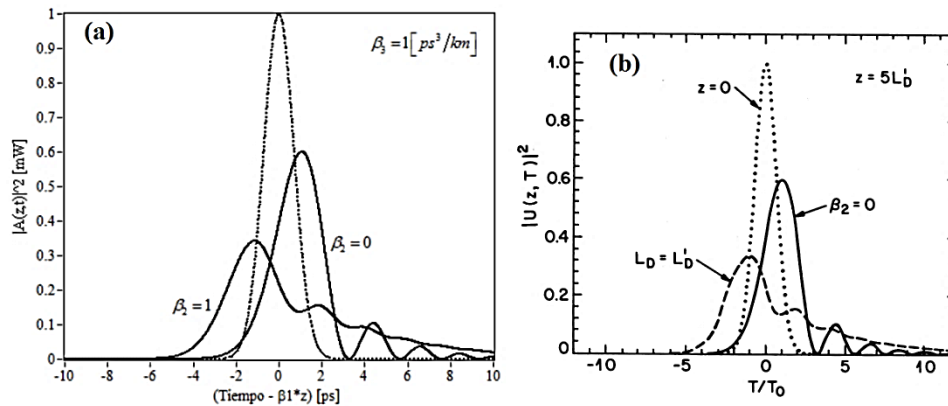


Fig. 3.19 Deformación de un pulso óptico ultracorto como resultado de la interacción con efectos dispersivos de tercer orden ($\beta_3=1$ [ps^3/km]) ((a) simulador [92], (b) referencia [94]).

Otros efectos que fueron considerados dentro del modelado de la fibra óptica tienen que ver con los diversos fenómenos no lineales asociados al medio de transmisión tales como auto-modulación de fase (SFM), mezclado de cuatro ondas (FWM), etc. Se presentan algunas pruebas (Fig. 3.20) realizadas en referencia a la validez del simulador para modelar dichos fenómenos.

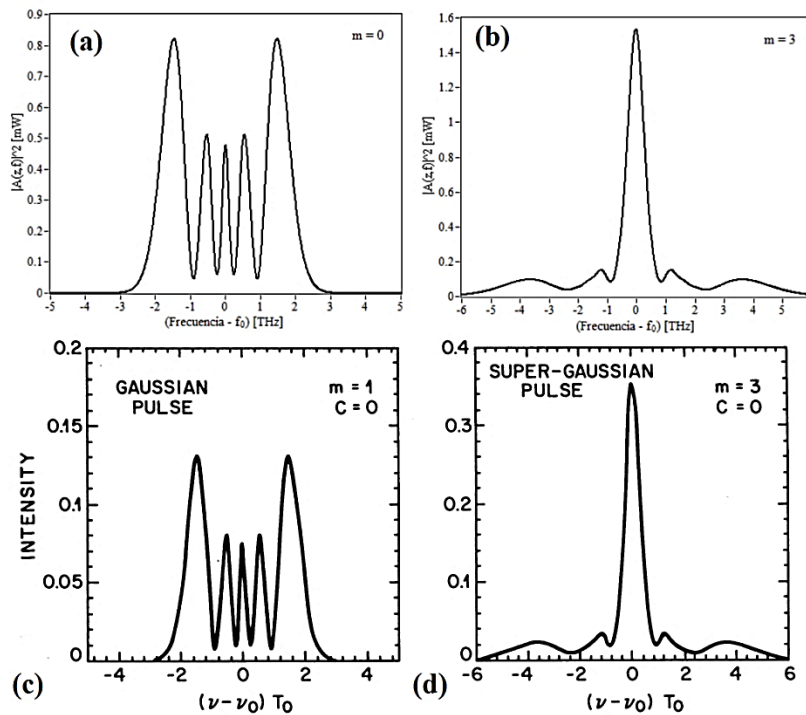


Fig. 3.20 Efecto de la automodulación de fase generado por la interacción de la señal óptica con una fibra óptica con efectos no lineales. Pulso gaussiano (a) simulado [92] (c) referencia [94] (b) y pulso super-gaussiano (b) simulado [92] y (d) referencia [94].

En el caso del fenómeno conocido como mezclado de cuatro ondas (FWM), la tesis consultada no realizó pruebas para verificar que dicho efecto es considerado dentro del modelo programado de la fibra óptica. En este caso se realizó una prueba para cotejar la presencia de ese efecto y esto fue corroborado con el artículo [95] que exploraba el efecto de FWM en fibras ópticas para sistemas de transmisión óptica en la banda de los 1310 [nm] a través del cálculo de una penalidad de potencia en función del nivel potencia óptica de entrada.

3.7. Modelado del atenuador óptico variable (VOA).

Las redes de telecomunicaciones hacen uso de atenuadores ópticos, como elementos pasivos, para controlar la potencia de entrada a otro componente (*modulador, fibra óptica, amplificador óptico, fotodiodo, etc.*), ecualizar el nivel de potencia de diversos canales ópticos, reducir variaciones de potencia entre otras funciones [96]. Los atenuadores ópticos pueden ser fijos, variables continuos y variable paso a paso en cuanto a la forma en la cual se controla el nivel de reducción de potencia de la señal de entrada. El principio de operación básico de este elemento se basa en el control de un offset de las fibras de entrada y salida o mediante el un mecanismo de control en la separación de las fibras de entrada y salida [97]. En cuanto a los diversos requerimientos que debe cumplir un atenuador óptico tenemos:

- Bajas pérdidas de inserción.
- Gran rango de ajuste en el nivel de atenuación.
- Alta resolución espectral.
- Independencia de operación con respecto a longitud de onda.

Dentro del simulador, el modelado del atenuador óptico variable (VOA, *Variable Optical Attenuator*) no se basa en algún modelo en específico para poder definir el comportamiento de este componente pasivo. Su funcionalidad dentro del sistema de comunicaciones WDM permite variar de manera controlada el nivel de potencia que recibe la fibra óptica, el amplificador óptico de semiconductor o el equipo receptor. Esto permite realizar diversas pruebas tales como cuantificar la sensibilidad en el receptor, las penalidades de potencia debido a diversos efectos (*lineales y no lineales*) asociados al amplificador óptico de semiconductor o la fibra óptica. El instrumento virtual del VOA permite controlar el nivel de atenuación (L_{VOA}), en decibeles, que sufrirá tanto la(s) señal(es) óptica(s) como el ruido ASE que acompaña al campo óptico. Considerando que el campo óptico de entrada y salida al VOA posee un carácter complejo definido por las siguientes ecuaciones:

$$E_{in} = A_{in} e^{j\theta_{in}} \quad (3.6)$$

$$E_{out} = A_{out} e^{j\theta_{out}} \quad (3.7)$$

El VOA afecta únicamente la amplitud del campo de entrada (A_{in}) dejando sin cambios la fase de entrada (θ_{in}), esto de acuerdo a las siguientes ecuaciones:

$$A_{out} = 10^{\left(\frac{L_{VOA}}{20}\right)} A_{in} \quad (3.8)$$

$$\theta_{out} = \theta_{in} \quad (3.9)$$

En el caso de la potencia del ruido ASE, esta se ve modificada en función del nivel de atenuación del VOA (L_{VOA}) en decibelios:

$$P_{ASEout} = 10^{\left(\frac{L_{VOA}}{10}\right)} P_{ASEin} \quad (3.10)$$

3.8. Modelado del amplificador óptico de semiconductor (SOA).

El desarrollo de los amplificadores ópticos ha permitido que los sistemas de transmisión ópticos hayan tenido un gran incremento en la capacidad de transmisión óptica. El correcto modelado del amplificador óptico de semiconductor es de vital importancia dado que este elemento es el responsable por una parte de haber permitido la factibilidad de operación del sistema de transmisión óptico WDM propuesto para el estándar 400 GbE [26] y por otra ser el principal responsable del limitado rendimiento obtenido durante el proceso de amplificación multicanal como consecuencia de la presencia de las no linealidades asociadas al SOA. El simulador tiene implementado dos tipos de amplificadores ópticos de semiconductor, los cuales son distintos en complejidad dentro de su modelado numérico y en cuanto a los distintos parámetros de diseño que es posible configurar para poder establecer sus condiciones de operación. El modelo matemático que caracteriza el comportamiento del SOA utilizado en todas las pruebas numéricas realizadas en el proyecto de investigación se basa en los trabajos desarrollados por Cassioli [98] y Mecozzi [99]. Cada uno de los modelos presenta ciertas ventajas y desventajas entre ellos, la principal ventaja del modelo empleado en la investigación es una facilidad en la configuración de las distintas características del SOA:

(a) Ganancia de pequeña señal (SSG, Small Signal Gain), (b) potencia de saturación (P_{sat}), (c) figura de ruido (NF), (d) longitud de onda de ganancia pico, (e) ancho de banda, (f) parámetros asociados a los efectos no lineales como compresión de ganancia por calentamiento de portadores CH (ϵ_{CH}), compresión de ganancia por quemado de hueco espectral SHB (ϵ_{SHB}), (g) tiempo de recuperación de los portadores (τ), (g) Factor de ensanchamiento de línea.

El modelado numérico del comportamiento del SOA es llevado a cabo mediante la programación de un eficiente modelo unidireccional, propagación en un solo sentido, definido en el dominio del tiempo mediante un conjunto de ecuaciones acopladas que caracterizan los cambios de ganancia asociados al

amplificador óptico de semiconductor cuando este interactúa con una señal óptica. El comportamiento de la ganancia temporal, $G(t)$, generado por el amplificador óptico de semiconductor sobre la señal óptica se ve afectada por tres variaciones:

- La primera es debido a los cambios en la densidad de portadores $h_N(t)$.
- Las otros dos son consecuencia de fenómenos intra-banda por calentamiento de portadores $h_{CH}(t)$ y quemado de hueco espectral $h_{SHB}(t)$.

$$G(t) = e^{h(t)_{total}} \quad (3.11)$$

$$h(t)_{total} = h_N(t) + h_{CH}(t) + h_{SHB}(t) \quad (3.12)$$

Debido a que la solución de las ecuaciones que definen el comportamiento del SOA se realiza de manera numérica es importante que el modelo programado tome en cuenta únicamente aquellos fenómenos que son relevantes para las condiciones de operación del sistema de comunicaciones ópticas. En función de lo anterior, dependerán los tiempos de ejecución asociados al cálculo de los cambios generados sobre las señales ópticas a ser amplificadas. Las siguientes ecuaciones diferenciales acopladas, implementadas dentro del simulador, permiten modelar el comportamiento dinámico de la ganancia $G(t)$ del SOA como función de las variaciones en densidad de portadores y cambios producidos por los fenómenos intra-banda (CH y SHB).

$$\frac{dh_N}{dt} = -\frac{h_N}{\tau} - \frac{P_{in}(t)}{P_{sat}\tau} (G(t) - 1) + \frac{g_0}{\tau} \quad (3.13)$$

$$\frac{dh_{CH}}{dt} = -\frac{h_{CH}}{\tau_{CH}} - \frac{\epsilon_{CH}}{\tau_{CH}} P_{in}(t) (G(t) - 1) \quad (3.14)$$

$$\frac{dh_{SHB}}{dt} = -\frac{h_{SHB}}{\tau_{SHB}} - \frac{\epsilon_{SHB}}{\tau_{SHB}} P_{in}(t) (G(t) - 1) - \left(\frac{dh_N}{dt} + \frac{dh_{CH}}{dt} \right) \quad (3.15)$$

En donde:

- τ : Representa el tiempo de vida de los portadores.
- g_0 : Corresponde con el logaritmo natural de la ganancia no saturada del amplificador (SSG).

$$g_0 = \ln(10^{SSG/10}) \quad (3.16)$$

- P_{sat} : Corresponde al valor de la potencia de saturación intrínseca del amplificador.

$$P_{sat} = 10 \log \left(\frac{10^{\frac{(P_{sat})_{out}}{10}} (10^{SSG/10} - 2)}{10^{SSG/10} \cdot \ln 2} \right) \quad (3.17)$$

- $P_{in}(t)$: Corresponde a la variación temporal de la potencia óptica de entrada al SOA (condiciones iniciales).
- τ_{CH} y τ_{SHB} : Son los tiempo asociados a procesos de dispersión portador-portador y relajación de temperatura debido a los fenómenos intrabanda (*calentamiento de portadores y quemado de hueco espectral*).
- ϵ_{CH} y ϵ_{SHB} : Representan los factores de compresión de ganancia debido a efectos intrabanda (*calentamiento de portadores y quemado de hueco espectral*).

Por otra parte, debido a las relaciones Kramers-Kronig [98], que establecen la relación entre los cambios en la ganancia óptica del SOA sobre el índice refractivo de la guía de onda representada por la región activa del amplificador óptico de semiconductor, esto tiene como consecuencia un cambio en la fase temporal de la señal óptica de salida al SOA a través de la siguiente expresión:

$$\phi(t) = -\frac{1}{2} [\alpha_N (h_N - g_0) + \alpha_T h_{CH}] \quad (3.18)$$

Siendo:

- α_N y α_{CH} los coeficientes de acoplamiento fase-amplitud debido a la pulsación en la densidad de portadores y calentamiento de portadores.

Considerando un campo óptico complejo $E_{in}(t)$ a la entrada del amplificador óptico de semiconductor, el campo óptico de salida $E_{out}(t)$ se verá afectado tanto por las variaciones de ganancia $G(t)$ y fase $\phi(t)$ definidos en las ecuaciones anteriores. El campo óptico resultante a la salida, $E_{out}(t)$, estará dado, por tanto:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) e^{\left\{ \frac{h(t)_{total}}{2} + j \left(\theta_{in}(t) - \frac{1}{2} [\alpha_N (h_N - g_0) + \alpha_T h_{CH}] \right) \right\}} \quad (3.19)$$

Dentro de las pruebas de validación del modelado del SOA, tenemos aquellas enfocadas a la caracterización del comportamiento de diversos parámetros relevantes en la operación del dispositivo. Para ello, se realizó la configuración de un amplificador óptico de semiconductor con los parámetros indicados en la Tabla 3.1:

Tabla 3.1 Parámetros configurados en el simulador para la caracterización del comportamiento de un amplificador óptico de semiconductor [77].

| Parámetro | Símbolo | Valor | Unidades |
|--|-------------------|-------|----------|
| Ganancia de pequeña señal | SSG | 23.0 | dB |
| Potencia de saturación de salida | $(P_{out})_{sat}$ | 8.0 | dBm |
| Longitud de onda de máxima ganancia | λ_0 | 1310 | nm |
| Figura de ruido | NF | 7.5 | dB |
| Tiempo de vida de los portadores | τ | 200 | ps |
| Ancho de banda | BW | 60 | nm |
| Tiempo debido al calentamiento de portadores | τ_{CH} | 500 | fs |
| Tiempo debido al quemado de hueco espectral | τ_{SHB} | 120 | fs |
| Factor de compresión de ganancia por CH | ϵ_{CH} | 0.002 | 1/mW |
| Factor de ensanchamiento de línea | α_N | 6.0 | |
| Factor de ensanchamiento de línea debido al CH | α_{CH} | 3.0 | |

Entre las principales curvas de caracterización obtenidas con el simulador tenemos las siguientes:

- **Caracterización del comportamiento de la ganancia del SOA como función de la potencia total promedio de entrada (P_{in}).** En esta prueba se generó la curva que define el comportamiento de la ganancia del SOA como función de la potencia óptica total promedio de entrada (Fig. 3.21). Para ello se realizó un barrido de la potencia de entrada en un intervalo definido de -45 [dBm] a 15 [dBm].

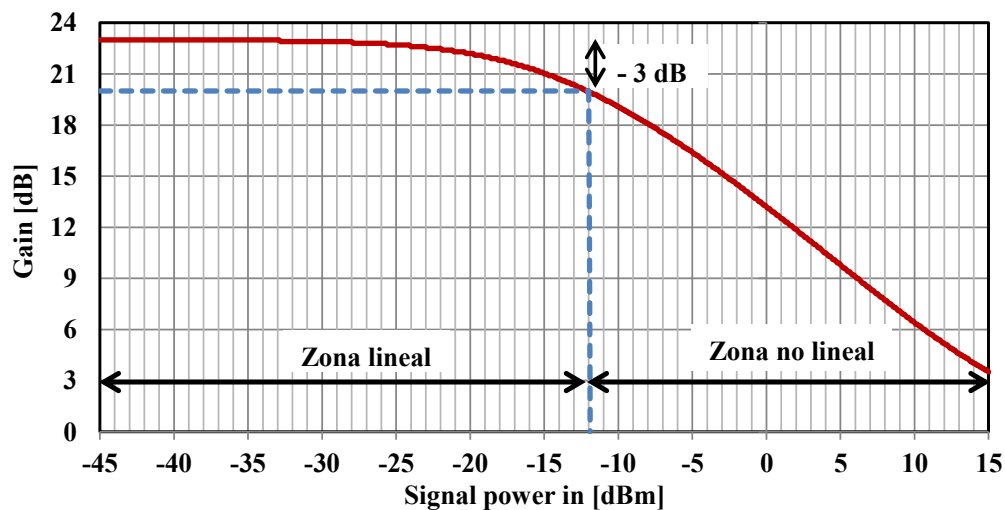


Fig. 3.21 Curva de ganancia del SOA como función de la potencia de entrada (P_{in}). La ganancia de señal pequeña (SSG) es de 23 [dB] y la potencia de saturación de entrada $(P_{in})_{sat}$ es de -12 [dBm] que corresponde a una reducción de 3 dB en la ganancia no saturada del SOA.

Los resultados muestran un comportamiento característico que claramente establece una división entre la zona de operación lineal (*zona plana de la curva*) y la zona de operación no lineal (*zona de decaimiento de la curva*). Además, se corrobora que la ganancia no saturada del amplificador óptico de semiconductor es de 23 [dB] la cual corresponde a la ganancia de señal pequeña (SSG) configurada en el simulador. Por otra parte, es posible determinar una potencia de saturación en términos de la potencia óptica de entrada $(P_{in})_{sat}$ de -12 [dBm] a partir de la curva de ganancia.

- **Caracterización del comportamiento de la ganancia del SOA como función de la potencia de salida (P_{out}).** En este caso se realizó una prueba similar al caso anterior para caracterizar el comportamiento de la ganancia del SOA como función de la potencia óptica de salida (P_{out}) (Fig. 3.22). Esta prueba permite verificar que la ganancia no saturada del SOA es de 23 [dB] y la potencia de saturación de salida $(P_{out})_{sat}$ es de 8 [dBm].

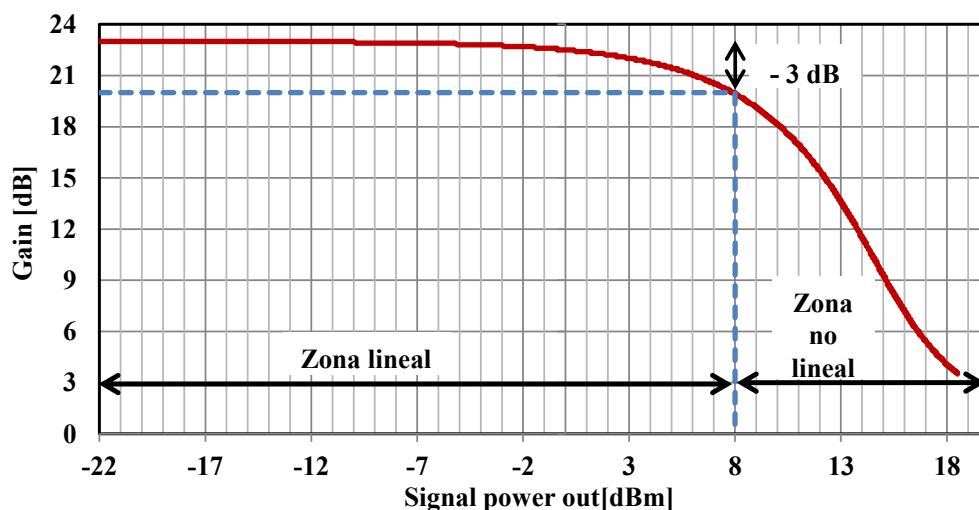


Fig. 3.22 Curva de ganancia del SOA como función de la potencia óptica de salida (P_{out}). La potencia de saturación de salida de 8 [dBm] ocurre cuando la ganancia no satura de 23 [dB] decae hasta los 20 [dB].

La curva también presenta una clara definición entre operar en un régimen lineal ($P_{out} < (P_{out})_{sat}$) o no lineal ($P_{out} > (P_{out})_{sat}$) al analizar el comportamiento de dicha curva.

- **Caracterización del comportamiento de la ganancia del SOA como función de la longitud de onda.** Esta prueba permite observar comportamiento característico de la ganancia espectral de potencia que posee un SOA, es decir, la variación que presenta la ganancia como función de la longitud de onda (Fig. 3.23). De dicha prueba es posible verificar por una parte que la ganancia de pequeña señal (SSG) ocurre a una longitud de onda (λ_0) y conforme la longitud de operación se aleja de dicha referencia la ganancia sufre

una reducción tanto para longitudes de onda mayores y menores a (λ_0). Además, es posible determinar el ancho de banda de amplificación del SOA mediante el cálculo de la diferencia de longitudes de onda donde la ganancia ha decaído 3 dB con respecto al nivel máximo de ganancia del SOA (SSG). El resultado de ese cálculo determina que el ancho de banda es de 60 [nm], el cual es mostrado dentro de la curva.

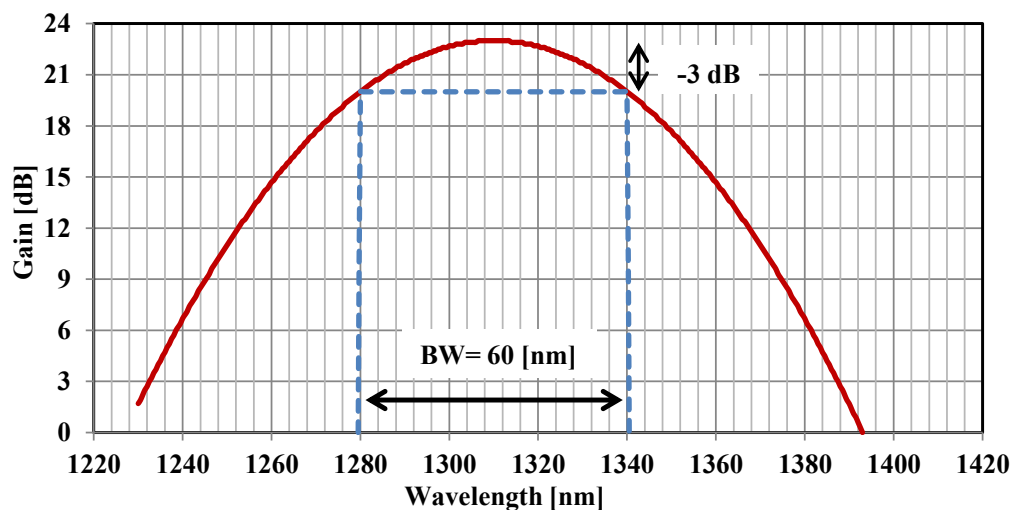


Fig. 3.23 Curva de ganancia del SOA como función de la longitud de onda. El SOA presenta una ganancia máxima de 23 [dB] a 1310 [nm], el ancho de banda espectral de 60 [nm] corresponde a la diferencia de longitudes de onda con ganancia de -3 [dB] por debajo de nivel máximo de ganancia.

La ecuación que describe el comportamiento de la ganancia de SOA como función de la longitud de onda $G(\lambda)$ es:

$$G(\lambda)[\text{dB}] = -12 \left(\frac{\lambda - \lambda_0}{\text{BW}} \right)^2 + \text{SSG} \quad (3.20)$$

En donde:

λ : Longitud de onda de operación en [nm].

λ_0 : Representa la longitud de onda de máxima ganancia en [nm].

BW: Ancho de banda del SOA en [nm].

SSG: Ganancia de señal pequeña o no saturada del SOA en [dB].

- **Caracterización del comportamiento de la potencia de saturación ($P_{\text{out}})_{\text{sat}}$ del SOA como función de la longitud de onda.** En esta prueba se generó la curva que define el comportamiento de la potencia de saturación del SOA como función de la longitud de onda

(Fig. 3.24). Cabe mencionar que dicha potencia de saturación, por lo general, es especificada en términos de la potencia óptica de salida $(P_{out})_{sat}$ correspondiente a una ganancia 3 dB por debajo del nivel no saturado de ganancia del SOA. Esta curva es importante ya que permite establecer un límite entre la región de operación lineal de la zona de saturación, que va dar origen a la presencia de las no linealidades del SOA, pero ahora como función de la longitud de onda de operación. La curva obtenida muestra un crecimiento monótono de la potencia de saturación de salida $(P_{out})_{sat}$ del SOA conforme la longitud de onda es más grande.

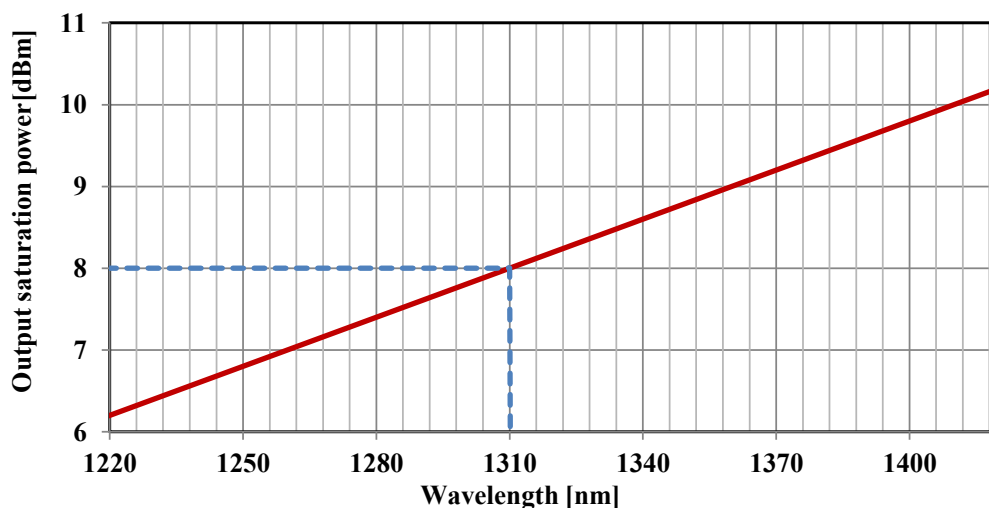


Fig. 3.24 Curva de potencia de saturación de salida $(P_{out})_{sat}$ como función de la longitud de onda para un SOA. La potencia de saturación de salida de 8 [dBm] se ubica en la longitud de onda (λ_0) del pico de ganancia del SOA. Para longitudes de onda menores (*mayores*) a (λ_0) la $(P_{out})_{sat}$ se reduce (*incrementa*) proporcionalmente.

La ecuación que gobierna el comportamiento de la potencia de saturación de salida como función de la longitud de onda es:

$$P_{sat}(\lambda)[\text{dBm}] = m_{p_{sat}}(\lambda - \lambda_0) + P_{sat} \quad (3.21)$$

En donde:

λ : Longitud de onda de operación en [nm].

λ_0 : Representa la longitud de onda de máxima ganancia en [nm].

$m_{p_{sat}}$: Es la pendiente de la potencia de saturación a la longitud de onda de máxima ganancia en [dBm/nm].

P_{sat} : Potencia de saturación intrínseca en [dBm] la cual depende de la potencia de saturación de salida $(P_{out})_{sat}$ en [dBm] y la ganancia no saturada SSG en [dB].

- **Caracterización del comportamiento de la figura de ruido del SOA como función de la potencia total de entrada ($P_{in}+P_{ASEin}$).** Se debe tener en cuenta que la amplificación de la señal óptica no es el único efecto que va a proporcionar el SOA sino que además va a existir un incremento en los niveles de ruido que originalmente tenía la señal a la entrada. La principal contribución de ruido por parte del SOA viene del denominado ruido de emisión espontáneo amplificado (ASE) y su efecto debe ser modelado correctamente para que los experimentos tomen en cuenta los diversos efectos del SOA. Recordemos que el principal parámetro encargado de cuantificar el efecto degradante sobre la señal óptica debido al ruido generado por el SOA es la figura de ruido (NF). El simulador toma en cuenta la potencia total a la entrada que se conforma de la potencia de señal óptica (P_{in}) y la potencia de ruido ASE (P_{ASEin}). La curva característica del comportamiento de la figura de ruido (Fig. 3.25) muestra que su valor de 7.5 [dB] se mantiene constante hasta una potencia óptica total de -5 [dBm] a partir de la cual su valor se incrementa por encima del valor definido dentro de los parámetros de diseño.

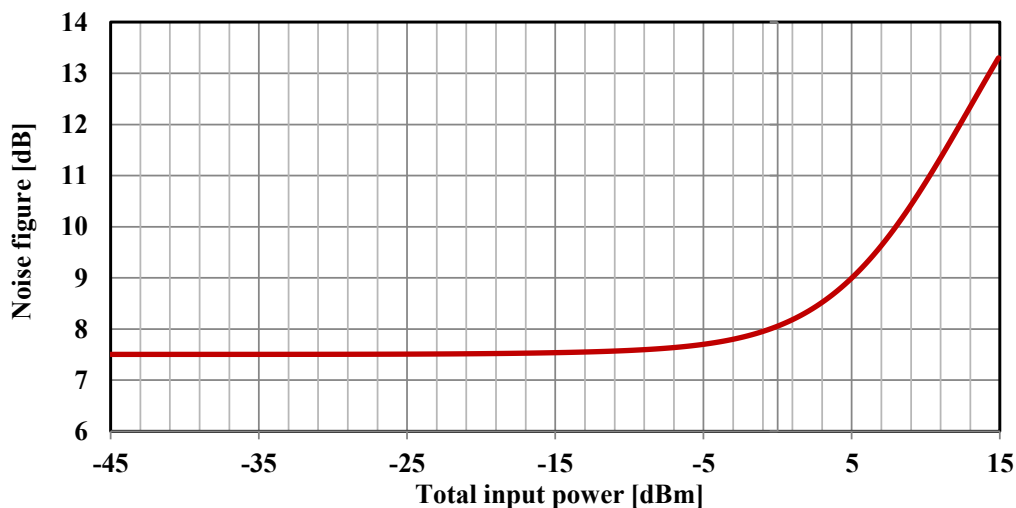


Fig. 3.25 Curva del comportamiento de la figura de ruido del SOA como función de la potencia total de entrada. La figura de ruido presenta un valor de 7.5 [dB] constante para potencias de entrada menores a -5 [dBm], para potencia mayores a -5 [dBm] la figura se incrementa de manera acelerada.

La ecuación que rige el comportamiento definido a la figura de ruido para el SOA está dado por:

$$NF[dB] = \frac{P_{ASEout} - GP_{ASEin}}{Ghf_0B} + \frac{1}{G} \quad (3.22)$$

En donde:

P_{ASEout} : Potencia de ruido ASE a la entrada en [mW].

P_{ASEin} : Potencia de ruido de ASE a la salida en [mW].

G: Ganancia lineal del SOA correspondiente a la potencia óptica de entrada P_{in} .

h: Constante de Planck igual a $6.6261 \text{ [J}\cdot\text{s]}$.

f_0 : Frecuencia en $[\text{THz}]$ correspondiente a la máxima ganancia espectral $G(\lambda_0)$.

B: Ancho de banda de 12.5 [GHz] considerando una resolución de 0.1 [nm] .

Otras características que se pueden mencionar sobre el modelo del SOA, empleado dentro de las diversas investigaciones, son las siguientes:

- El modelo numérico del SOA no considera de manera explícita el bombeo de portadores de carga mediante un flujo de corriente eléctrica, aunque sí asume un nivel de ganancia de señal pequeña que es consecuencia del mecanismo de bombeo (inyección de portadores en la región activa).
- El modelo del SOA es para un dispositivo concentrado que no considera la variación longitudinal del campo eléctrico o la densidad de portadores a lo largo del dispositivo. Esto último con la finalidad de resolver las ecuaciones que gobiernan la dinámica del SOA más rápidamente.
- El modelo temporal del amplificador unidireccional (entrada-salida) está considerando todos los efectos más relevantes para simular tasas de datos de 10 Gbps hasta 160 Gbps o mayor.
- El modelo considera el efecto de ruido por emisión espontánea amplificada (ASE) en la dinámica de los portadores dentro del SOA.
- El ruido de ASE en contra-propagación no es tomado en cuenta.
- El modelo no considera la dependencia de la densidad de portadores sobre el tiempo de vida de los portadores.
- Las reflectividades de las facetas se asumen nulas.
- Las pérdidas internas del amplificador óptico de semiconductor no son consideradas dentro de los cálculos.
- El parámetro definido como potencia de saturación (P_{sat}) en el modelo hace referencia a la potencia de saturación de salida ($(P_{sat})_{out}$). Además, su valor define un valor de potencia de saturación intrínseca.
- La potencia de saturación ($(P_{sat})_{out}$) y la ganancia de pequeña señal (SSG) son determinadas para la ganancia pico del SOA.

Las pruebas de validación correspondientes al modelo del amplificador óptico de semiconductor, programado en LabView, muestran un correcto modelado de diversos parámetros de diseño característicos en los amplificadores ópticos de semiconductor. La utilización del modelado numérico del SOA ha permitido generar diversos resultados en trabajos previos dentro del grupo de investigación del laboratorio

de Telecomunicaciones del Instituto de Ingeniería que han derivado en diversos artículos científicos [77] [100] [78] [101] [102] [103] [104] [105].

3.9. Modelado del receptor óptico.

El diseño de un receptor óptico depende del esquema de modulación utilizado en el equipo transmisor sobre la(s) señal(es) óptica(s). En general, el modelado del equipo receptor representa una tarea más compleja que en el caso del equipo transmisor debido a que la señal óptica de entrada a dicho equipo presenta una mayor presencia de efectos de ruido y distorsiones debido a los diversos efectos que interactuaron sobre el campo óptico debido a los demás componentes a lo largo de la trayectoria de propagación. Los objetivos finales del diseño del receptor óptico están determinados en función de la mínima energía óptica, contenida en términos del número de fotones por periodo de bit, requeridos a la entrada del fotodetector que permita cumplir con cierto nivel en la relación señal a ruido óptica (OSNR) para un sistema analógico óptico o sensibilidad para un sistema de comunicaciones óptico digital.

Se considera únicamente el modelado de los sistemas de transmisión ópticos modulados en intensidad con detección directa (IM-DD) dejando de lado los sistemas de comunicaciones ópticas modulados en otra dimensión física (*fase, frecuencia, polarización*) y detección coherente. El término detección directa hace referencia al hecho de que la señal óptica recibida es directamente aplicada al fotodetector de la interfaz frontal y la información es detectada a través de las variaciones de amplitud del campo óptico dejando de lado los cambios de fase o frecuencia generados sobre la señal óptica modulada a través de su propagación en los diversos componentes ópticos entre el equipo transmisor y receptor.

El receptor óptico en este tipo de sistemas se encuentra constituido por una etapa de detección (*fotodetector*), un pre-amplificador electrónico (*amplificador de transimpedancia*), otra etapa de amplificación y elementos de procesamiento electrónicos (*filtros electrónicos, circuitería para recuperación de la señal de reloj, circuito de decisión*) que recuperan la información enviada sobre la señal óptica (Fig. 3.26) [106].

La función del equipo receptor es inversa a la del equipo transmisor, es decir, llevar a cabo la conversión de la señal óptica recibida a una señal en el dominio eléctrico. Entre las principales características deseables en el equipo receptor se encuentran:

- Una gran sensibilidad que permita operar con el mínimo de potencia requerido.
- Respuesta de operación rápida.
- Bajo nivel de ruido.
- Reducido costo.
- Alta fiabilidad de operación.

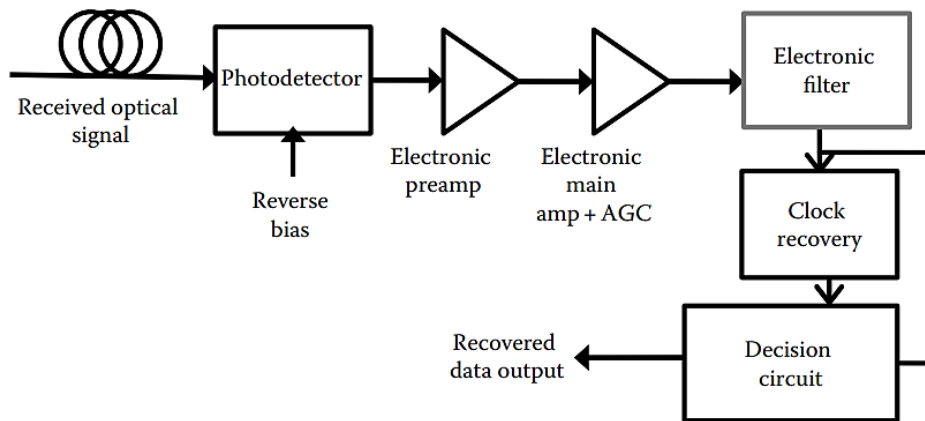


Fig. 3.26 Diagrama esquemático de los elementos involucrados en el equipo receptor en un sistema de transmisión óptico modulado en intensidad con detección directa. La(s) señal(es) óptica(s) recibida(s) en el fotodetector son convertidas de una señal óptica a una corriente eléctrica. Después dicha corriente eléctrica es amplificada y convertida en variaciones de voltaje eléctrico con el amplificador de transimpedancia, seguido de otras etapas de ganancia de voltaje. Por último, etapas de procesamiento electrónico permiten llevar a cabo diversas funciones (*filtrado, sincronización, etapa de decisión*) para poder recuperar la señal de información [107].

Las partes más importante del equipo receptor lo representa el fotodiodo (PD, *Photodiode*) y el amplificador de trans-impedancia (TIA, *Transimpedance Amplifier*). El fotodiodo detecta y convierte la potencia óptica de entrada en una corriente eléctrica de salida. Un fotodiodo ideal debería poseer una eficiencia cuántica muy alta, no debería añadir ruido a la señal recibida, presentar una respuesta uniformemente plana para todas las señales ópticas recibidas dentro del rango de longitudes de onda de los 1300 [nm] a los 1550 [nm] y no debería saturarse de tal forma que su comportamiento sea lineal como función de la potencia óptica de las señales de entrada [107]. Existen diversos tipos de fotodiodos, los más comunes son los fotodiodos (PIN) y de avalancha (APD, *Avalanche Photodiodes*).

Las características más importantes de los fotodiodos son la eficiencia cuántica y su velocidad de respuesta, los cuales dependen de la región prohibida (*bandgap*) del material semiconductor, la longitud de onda de operación, el nivel de dopado y el espesor de cada región semiconductor del fotodiodo. En el caso de la eficiencia cuántica del fotodiodo esta se define como el número de pares de electrones generados por cada fotón de la señal óptica incidente. La expresión que permite calcularla es:

$$\eta = \frac{I_p h\nu}{P_{in} q} \quad (3.23)$$

En donde:

- I_p : Fotocorriente. q : Carga del electrón.
- P_{in} : Potencia óptica de entrada al fotodiodo.
- h : Constante de Planck igual a 6.6261 [J·s].
- ν : Frecuencia de operación.

El rendimiento del fotodiodo es cuantificado en términos de una responsividad (R , *Responsivity*) que se relaciona con la eficiencia cuántica. En el caso del amplificador de transimpedancia (TIA), que representa el dispositivo de amplificación más crítico en el equipo receptor, por lo general es conectado en cascada con el fotodetector de alta velocidad para proveer una pre-amplificación de la corriente generada por el PD y convertirla en variaciones de voltaje. El nivel de voltaje generado por el TIA debe ser lo suficiente tal que permita que su procesamiento (*filtrado, sincronización, etapa de decisión*) en las siguientes etapas se pueda realizar de forma óptima para poder recuperar la señal de información originalmente generada en el equipo transmisor.

Capítulo 4. Sistemas de transmisión ópticos WDM de nueva generación.

En este capítulo se presenta un resumen de los principales cambios que ha tenido el estándar Ethernet para su adaptación a las necesidades impuestas por la creciente en el tráfico de datos en Internet. Después se realiza una descripción condensada de las diversas arquitecturas propuestas y analizadas dentro del grupo de investigación para la implementación de los diversos estándares de Ethernet definidos por la (IEEE, *Institute of Electrical and Electronics Engineers*) para un sistema de transmisión de datos basados en fibra óptica. El primer apartado se enfoca en el estudio realizado sobre la arquitectura 4x25 [Gb/s], 4 canales WDM operando a 25 [Gb/s], que fue propuesta para el estándar 100 GbE. Se presentan los principales resultados obtenidos del simulador que replican los resultados obtenidos de las exhaustivas pruebas numéricas realizadas para el estudio de factibilidad de operación del enlace óptico. Enseguida, se presentan los primeros acercamientos para el diseño de una red de transporte capaz de desarrollar una capacidad de transmisión de 400 [Gb/s] como se define en la más reciente actualización del estándar 400 Gigabit Ethernet. En este apartado, se destaca la propuesta original, realizada dentro del proyecto de investigación de doctorado, para la definición de la arquitectura 8x50 [Gb/s] del enlace óptico propuesto para el más reciente estándar Ethernet definido como 400 GbE que considera un alcance de transmisión máximo de 40 [km]. En ambos casos, las arquitecturas emplean una etapa de pre-amplificación con SOA que permite contrarrestar las limitaciones de alcance impuestas por las pérdidas de potencia de los canales transmitidos debido a la atenuación de la fibra óptica. Sin embargo, son estos efectos no lineales y figura de ruido los principales factores que limitan el posible rendimiento que podría obtenerse de este componente fotónico utilizado para amplificar de manera simultánea los diversos canales WDM. Más adelante, se presenta el estudio del impacto de las no linealidades asociadas al elemento fotónico de amplificación utilizado en el enlace óptico para la arquitectura 8x50 [Gb/s] propuesta en este proyecto de investigación. Por último, se presenta un estudio que permita entender cuáles son los retos que se tienen en sistemas de transmisión ópticas WDM basados en esquemas de modulación OOK principalmente debido a los efectos dispersivos de la fibra óptica y su relación con la tasa de transmisión utilizada. Finalmente se resumen las principales arquitecturas analizadas dentro del grupo de investigación del Instituto de Ingeniería definidas como posibles soluciones a los retos que están por enfrentar las actuales redes de transporte y con la llegada de los nuevos estándares Ethernet.

4.1. Evolución histórica del estándar Ethernet.

Desde su concepción hace más de 40 años, Ethernet inicio sus primeros pasos con experimentos a tasas de transmisión de 3 [Mbps]. El Instituto de Ingeniería Eléctrica y Electrónica (IEEE) ha sido el responsable

de definir y adecuar los estándares de las redes de datos basadas en Ethernet. Esta nueva tecnología de red fue comercialmente introducida en 1980 y estandarizada en 1985 como IEEE 802.3. Ethernet ha estado en una constante evolución, expandiéndose y adaptándose a las necesidades de una dinámica red de datos mundial (Fig. 4.1).

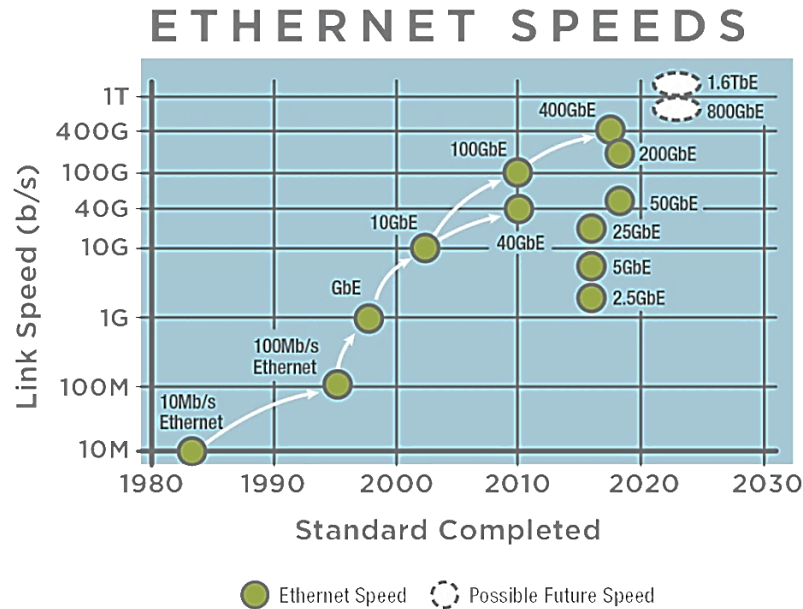


Fig. 4.1 Evolución histórica de la capacidad total de transmisión de datos del estándar Ethernet [108].

Actualmente, Ethernet es la tecnología de redes más ampliamente implementada, en parte debido a que ha permitido adecuarse a las necesidades y requerimientos de los operadores y usuarios finales [109]. Ethernet fue originalmente diseñada para la interconexión de redes de área local (LAN, *Local Area Network*) y su alcance ha sido extendido a redes de área metropolitana (MAN, *Metropolitan Area Network*). Desde el estándar con capacidad de transmisión de 1 [Gb/s] (1 GbE), las tecnologías ópticas comenzaron a ser ampliamente utilizadas dentro de la conformación de las redes de transporte [110]. Ethernet es utilizada para crear redes desde las más pequeñas hasta las más grandes y desde las más simples hasta las más complejas. A pesar de que han existido cambios tecnológicos a lo largo de estos años, Ethernet sigue siendo la tecnología de redes por elección. Esto último ha sido resultado de la constante evolución que ha tenido Ethernet, y que le ha permitido contar con las capacidades necesarias para dar soporte ante las rápidas transformaciones en las comunicaciones [109].

Desde los primeros experimentos llevados a cabo con los sistemas de comunicaciones ópticas a tasas de 45 [Mbps], enormes esfuerzos han sido generados para incrementar su potencial de transmisión de información. Con la llegada de tecnologías tales como multiplexación por división de tiempo (TDM),

multiplexación por división de longitud de onda (WDM), multiplexación por división de polarización (PDM), detección coherente, etc., ha sido posible incrementar la capacidad de la fibra de manera exponencial. Las fibras ópticas monomodo han permitido transmitir capacidades superiores a los 100 [Tbps], mientras que con el uso de fibras ópticas multimodo y multi-núcleo se ha podido manejar capacidades que exceden los 2 [Pbps]. Esto ha permitido que la inclusión de los sistemas de comunicaciones ópticas dentro del mundo Ethernet haya sido algo natural dado su enorme potencial para el transporte de enormes cantidades de información que diariamente se generan de los diversos servicios que existen (*navegación web, correos electrónicos, comercio electrónico, video streaming, redes sociales, servicios en la nube, etc.*). Un resumen sobre el panorama que se espera en cuanto a los diferentes estándares que han surgido recientemente para 50 GbE, 100 GbE, 200 GbE y 400 GbE y que se están estandarizando se presentan en las Tabla 4.1, Tabla 4.2, Tabla 4.3 y Tabla 4.4.

Tabla 4.1 Interfaces 50 GbE siendo estandarizadas en IEEE 802.3cd. [111]

| Interfaz | Distancia | Medio | Tecnología |
|-------------|-----------|------------------|------------------|
| 50 GBase-SR | 100 m | Fibra dúplex MMF | 50G PAM4 850 nm |
| 50 GBase-FR | 2 km | Fibra dúplex SMF | 50G PAM4 1300 nm |
| 50 GBase-LR | 10 km | Fibra dúplex SMF | 50G PAM4 1300 nm |

Tabla 4.2 Interfaces 100 GbE siendo estandarizadas en IEEE 802.3cd. [111]

| Interfaz | Distancia | Medio | Tecnología |
|---------------|-----------|--------------------------|-------------------|
| 100 GBase-SR2 | 100 m | 4 fibras en paralelo MMF | 2x50G PAM4 850 nm |
| 100 GBase-DR | 500 m | Fibra dúplex SMF | 100G PAM4 1310 nm |

Tabla 4.3 Interfaces 200 GbE siendo estandarizadas en IEEE 802.3bs. [111]

| Interfaz | Distancia | Medio | Tecnología |
|---------------|-----------|--------------------------|--------------------|
| 200 GBase-SR4 | 100 m | 8 fibras en paralelo MMF | 4x50G PAM4 850 nm |
| 200 GBase-DR4 | 500 m | 8 fibras en paralelo SMF | 4x50G PAM4 1300 nm |
| 200 GBase-FR4 | 2 km | Fibra dúplex SMF | 4x50G PAM4 CWDM |
| 200 GBase-LR4 | 10 km | Fibra dúplex SMF | 4x50G PAM4 LAN-WDM |

Tabla 4.4 Interfaces 400 GbE siendo estandarizadas en IEEE 802.3bs. [111]

| Interfaz | Distancia | Medio | Tecnología |
|----------------|-----------|---------------------------|----------------------|
| 400 GBase-SR16 | 100 m | 32 fibras en paralelo MMF | 16x25G NRZ paralelo |
| 400 GBase-DR4 | 500 m | 8 fibras en paralelo SMF | 4x100G PAM4 paralelo |
| 400 GBase-FR8 | 2 km | Fibra dúplex SMF | 8x50G PAM4 LAN-WDM |
| 400 GBase-LR8 | 10 km | Fibra dúplex SMF | 8x50G PAM4 LAN-WDM |

4.2. Soluciones ópticas para sistemas de transmisión de datos a través de fibra óptica con capacidades de 100 [Gb/s].

Los primeros estudios realizados, mediante la simulación numérica de un sistema de comunicaciones ópticas WDM, fueron llevados a cabo alrededor de una de las más recientes actualizaciones al estándar Ethernet definido como 100 GBaseER4 (*ER-alcance extendido*) por la IEEE. Este estándar, que considera una capacidad de transmisión de 100 [Gb/s] sobre una subcapa dependiente del medio físico (PMD, *Physical Medium Dependent*), fue diseñada para lograr un alcance de transmisión máximo de 40 km sobre fibra óptica monomodo (SMF) con una tasa de bits erróneos mínima (BER) de 1×10^{-12} [112]. Diversas arquitecturas para la red de transporte óptico fueron propuestas con la finalidad de cubrir los objetivos definidos para el estándar 100 GbE. Una de las propuestas analizadas dentro del grupo de investigación del instituto de Ingeniería se basa en una arquitectura 4x25 [Gb/s] (Fig. 4.2) [77], que consideró la transmisión de 4 canales ópticos modulados en un esquema tradicional NRZ operando a una tasa de transmisión de 25.78125 [Gb/s] ($25 [Gb/s] + 3.125\%$ de codificación de cabecera 64/66B).

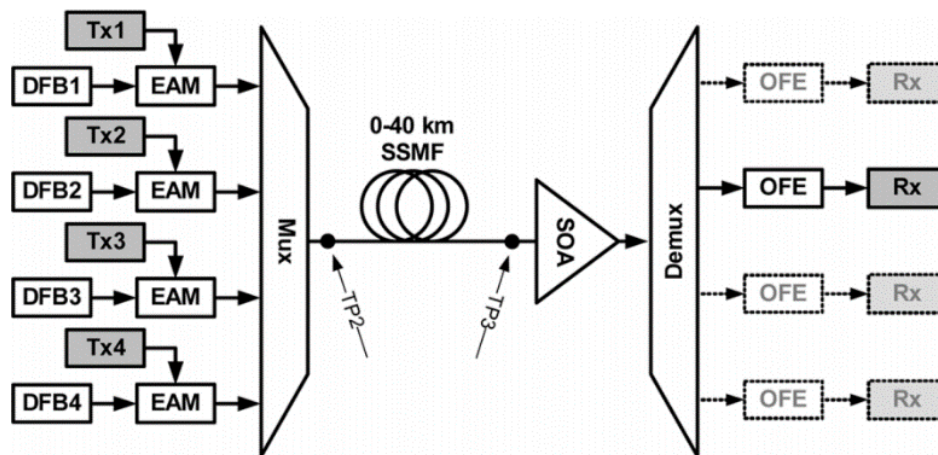


Fig. 4.2 Arquitectura del enlace óptico 4x25 [Gb/s] propuesto para el estándar 100 GbE. El sistema considera dos puntos de prueba definidos como TP2 y TP3 y los elementos en gris representan componentes eléctricos [77].

Del lado del equipo transmisor, se consideraron láseres modulados externamente (EML) que se constituían de un láser con realimentación distribuida (DFB) operando a una de las cuatro longitudes de onda definidas en el plan de frecuencias elegido. Además, cada señal óptica generada por cada láser era codificada a través de un modulador de electro-absorción (EAM) controlado por cada señal eléctrica de datos independiente. Los cuatro canales ópticos son multiplexados en longitud de onda (WDM) y enviados a través una fibra óptica monomodo (SSMF) cuya longitud varía de 0 a 40 km. La señal eléctrica que controla el voltaje de alimentación del modulador EAM, que representa los datos de usuario a transmitir a través del enlace óptico, fue diseñada especialmente para establecer unas condiciones de

operación extremas en el rendimiento ofrecido por el SOA sobre el sistema WDM. El patrón de 1024 bits presentaba una estructura (Fig. 4.3) definida de la siguiente forma: el bloque A era una secuencia PRBS de 512 bits, el bloque B era una secuencia de 256 bits constituida por 64 “1s” lógicos, 64 bits de una secuencia PRBS y 128 bits de una secuencia PRBS invertida y el bloque C era una versión invertida del bloque B.

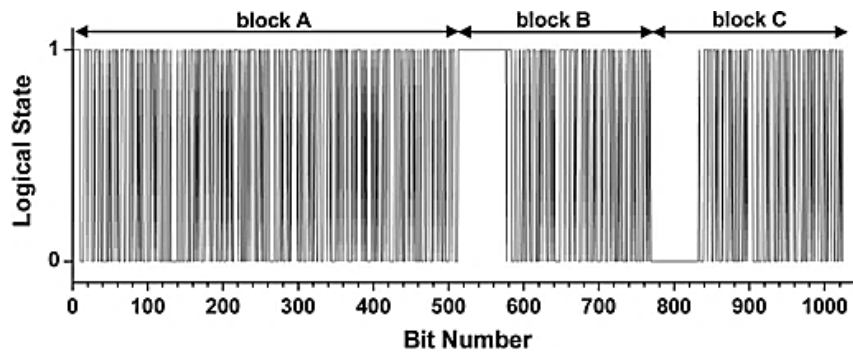


Fig. 4.3 Patrón “especial” de 1024 bits diseñado para las pruebas de simulación numérica del enlace óptico WDM 4x25 [Gb/s] [77].

El plan de frecuencias definido para la arquitectura propuesta se presenta en la Tabla 4.5, el sistema consideró un espaciamiento entre canales de 400 [GHz] que permitió reducir la presencia de diversos fenómenos no lineales asociados a la fibra óptica (*en especial el mezclado de cuatro ondas FWM* [113]).

Tabla 4.5 Frecuencias ópticas y longitudes de onda de los 4 láseres DFB utilizados para el enlace óptico 100 GbE [77].

| | Frecuencia central [THz] | Longitud de onda central [nm] |
|-------------|--------------------------|-------------------------------|
| Láser DFB 1 | 229.1 | 1308.57 |
| Láser DFB 2 | 228.7 | 1310.85 |
| Láser DFB 3 | 228.3 | 1313.15 |
| Láser DFB 4 | 227.9 | 1315.46 |

El alcance máximo de 40 km fue conseguido gracias a la etapa de pre-amplificación utilizando un SOA con características definidas en la Tabla 4.6. Este SOA permitió incrementar la potencia de los 4 canales ópticos transmitidos dentro de la fibra que presentaba una atenuación de 0.5 [dB/km]. El multiplexor y demultiplexor consideraban un ancho de banda de 175 [GHz] y presentan pérdidas de inserción de 3.7 [dB] y 5.2 [dB] respectivamente. Adicionalmente, 2 [dB] de pérdidas adicionales (*conectores y divisores*) fueron consideradas.

Tabla 4.6 Parámetros de simulación configurados en el simulador para el amplificador óptico de semiconductor para la arquitectura 4x25 [Gb/s] [77].

| Parámetro | Valor | Unidades |
|--|-----------|----------|
| Ganancia de pequeña señal | 23.0 | dB |
| Potencia de saturación de salida | 8.0 | dBm |
| Longitud de onda de máxima ganancia | 1310 | nm |
| Figura de ruido | 6.0 y 9.0 | dB |
| Tiempo de vida de los portadores | 200 | ps |
| Tiempo de la temperatura de relajación | 500 | fs |
| Factor de compresión de ganancia por calentamiento de portadores | 0.002 | 1/mW |
| Factor de ensanchamiento de línea α | 6.0 | |
| Factor de ensanchamiento de línea para la temperatura α_T | 3.0 | |

Mediante un extenso análisis numérico con el simulador fue posible analizar el rendimiento del sistema 4x25 [Gb/s] propuesto para cubrir las necesidades del estándar 100 GbE. Se encontró que los transmisores, constituidos por los láseres EML, requerían una razón de extinción (ER) entre 8 y 10 dB en conjunto con una potencia de salida de entre 2 a 4 dBm para poder operar con una (BER) menor a 1×10^{-12} . La operación óptima del amplificador óptico de semiconductor, como elemento activo para contrarrestar las pérdidas de potencia por atenuación de la fibra óptica, se ve influenciado por la potencia óptica a la entrada. La consideración de cierta atenuación de la potencia óptica debido a la fibra óptica es requerida para reducir las variaciones de amplitud observadas en el comportamiento del diagrama de ojo (Fig. 4.4).

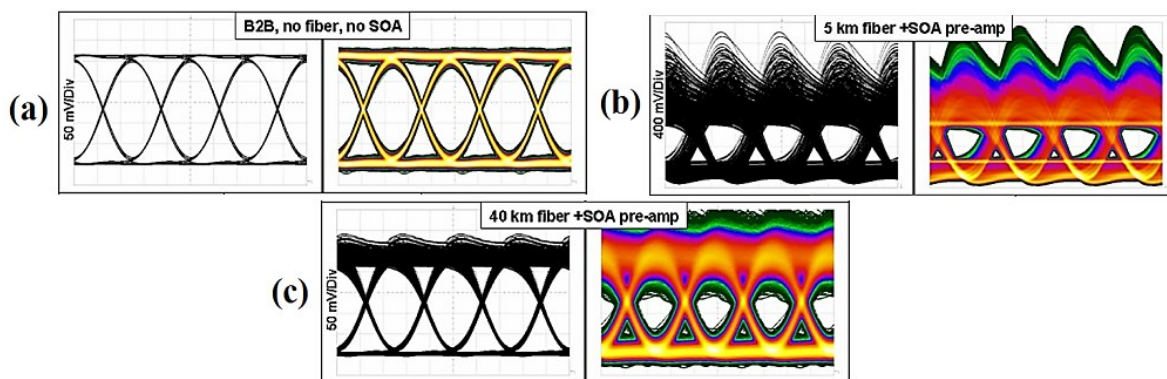


Fig. 4.4 Diagramas de ojo (eléctricos) en el receptor del canal 2 del sistema WDM para diversas condiciones de operación. Figuras en blanco-negro representan diagramas de ojo sin ruido y figuras a color representan diagramas con la presencia de ruido (eléctrico+ óptico). (a) Caso back-to-back (BtB) sin SOA (b) Caso con SOA después de 5 km de fibra (c) Caso con SOA después de 40 km de fibra óptica [77].

4.3. Soluciones ópticas para sistemas de transmisión de datos a través de fibra óptica con capacidades de 400 [Gb/s].

La siguiente generación del estándar Ethernet para sistemas de transmisión de datos basados en fibra óptica fue diseñada para operar a una capacidad total de 400 [Gb/s]. Este fue desarrollado dentro del equipo de trabajo de la IEEE 803.2bs. En este estándar se definieron 4 interfaces: 100 metros sobre fibra multimodo (MMF), 500 metros sobre fibra monomodo (SMF), 2 kilómetros sobre fibra monomodo (SMF) y 10 kilómetros sobre fibra monomodo (SMF). Las tres primeras interfaces fueron pensadas para la interconexión entre centros de datos y la última fue definida para la interconexión de datos en infraestructuras dentro de ciudades y campus. Sin embargo, ninguna de ellas puede ser considerada para la transferencia de datos entre ciudades y redes metropolitanas para aplicaciones de alcance extendido. La razón de no definir una interfaz para alcances mayores no fue justificada por el grupo de trabajo de la IEEE. Lo anterior a pesar de que el mercado para aplicaciones que operan con capacidades iguales a las definidas en el estándar 100 GbE se mantendrán para el caso de 400 GbE, pero que consideran áreas de cobertura que contemplan alcances de mayores a 10 km [114]. Por ello se decidió, dentro del grupo de trabajo del Instituto de Ingeniería, analizar las posibles arquitecturas ópticas que representarían una solución necesaria a un problema que no había sido considerado dentro del grupo de trabajo de la IEEE para el posible escenario del estándar 400 GbE considerando un alcance máximo de 40 km (alcance extendido) como previamente se había establecido en el estándar 100 GbE. En la Fig. 4.5 [115] se presentan algunas de las diversas opciones consideradas para la actualización de la red de transmisión Ethernet del estándar 100 GbE a 400 GbE para sistemas basados en redes de fibra óptica monomodo.

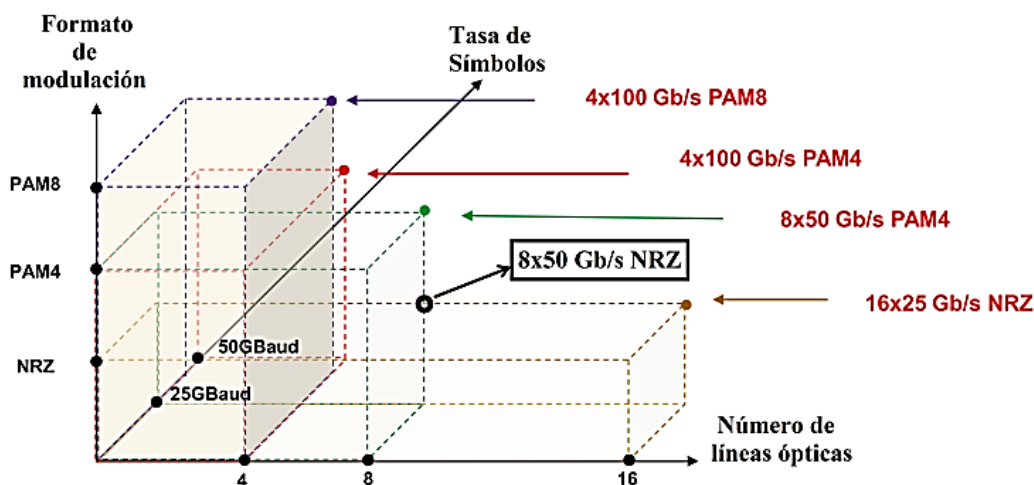


Fig. 4.5 Posibles esquemas de transmisión de datos para la implementación del estándar 400 GbE [115].

La decisión de definir cuál propuesta es la más adecuada no es cosa sencilla ya que depende de varios elementos a tener en cuenta como lo son:

- El formato de modulación a elegir que definirá la complejidad de los equipos transmisor y receptor, las necesidades de ancho de banda que estos formatos demanden, el impacto de los efectos dispersivos y atenuación de la fibra óptica, la posible inclusión de técnicas de corrección de errores, el alcance máximo antes de requerir amplificación o regeneración.
- El número de canales a propagarse dentro de la fibra óptica, que establecerá el consumo de potencia necesario para la transmisión de los diversos canales y que limitará el alcance máximo por efectos de atenuación, dispersión y efectos no lineales de la fibra óptica.
- La tasa de transmisión de cada canal, que estará limitada por el estado del arte de la tecnología involucrada en los equipos transmisor y receptor, que por otra parte permitirá incrementar la eficiencia espectral al transmitir más bits en un ancho de banda fijo.

El primer acercamiento considerado dentro del grupo de investigación del Instituto de Ingeniería, como posible solución óptica al estándar 400 GbE, consistió en un esquema 16x25 [Gb/s] (Fig. 4.6) [78] que representa una respuesta inicial para hacer frente al incremento cuádruple en la capacidad total del sistema 4x25 [Gb/s] propuesto para el estándar 100 GbE.

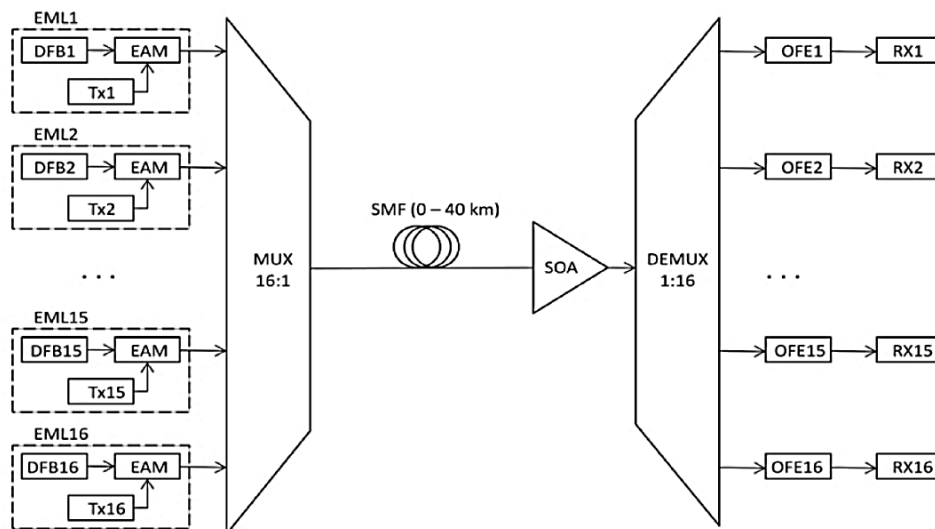


Fig. 4.6 Arquitectura 16x25 [Gb/s] propuesta para la implementación del estándar 400 GbE con un alcance máximo de 40 [km]. El sistema WMD se constituye de 16 canales ópticos modulados en NRZ a una tasa bruta de 25.7812 [Gb/s] con una etapa de pre-amplificación SOA [116].

La solución propuesta mantenía la tasa de transmisión base por cada canal óptico de 25.78125 [Gb/s] (25 [Gb/s] + 3.125% de codificación de cabecera 64/66B [117]) pero tenía el inconveniente de incrementar la densidad de canales y el incremento en la potencia de entrada a la fibra óptica. Las principales características de diseño de la arquitectura 16x25 [Gb/s] se resumen en la Tabla 4.7.

Tabla 4.7 Principales parámetros de diseño de la arquitectura 16x25 [Gb/s] para la implementación del estándar 400 GbE. [78]

| Parámetro | Valor | Unidades |
|--------------------------------------|---------------------|----------|
| Número de canales | 16 | 1 |
| Tasa de transmisión sin cabecera | 25 | Gb/s |
| Longitud de la señal PRBS | 1024 | bits |
| Espaciamiento intercanal | 400 | GHz |
| Potencia de salida del EML | 2.9 | dBm |
| Relación señal a ruido óptica (OSNR) | 38 | dB |
| Tasa de bits erróneos (BER) máxima | 1×10^{-12} | 1 |
| Razón de extinción (ER) | 8 | dB |
| Pérdidas del MUX (16:1) | 3.7 | dB |
| Pérdidas del DEMUX (1:16) | 5.2 | dB |
| Ancho de banda MUX-DEMUX | 175 | GHz |
| Pérdidas misceláneas | 2 | dB |
| Ancho de banda total del sistema WDM | 35 | nm |

Sin embargo, una de las ventajas que tenía la arquitectura 16x25 [Gb/s] estaba relacionada al impacto que tenían los efectos dispersivos cromáticos de la fibra óptica sobre los 16 canales ópticos a lo largo de los 40 [km] del enlace de transmisión de fibra óptica. Estos últimos se mantenían en niveles tolerables que le permitían operar dentro de un margen más amplio de longitudes de onda. Prueba de ello son los distintos estudios definidos para la selección del plan de frecuencias y el espaciamiento intercanal más adecuado para el diseño de la arquitectura 16x25 [Gb/s] [118].

Nuevamente, el amplificador óptico de semiconductor resultó ser de vital importancia en el diseño y estudio de factibilidad del enlace óptico propuesto para 400 GbE. Sin embargo, su comportamiento no lineal y la degradación de la relación señal a ruido óptica (OSNR) debido a la figura de ruido (NF) fueron los principales efectos responsables del rendimiento observado en el sistema WDM con pre-amplificación con SOA [76]. Los principales parámetros del SOA se presentan en la Tabla 4.8.

Tabla 4.8 Principales características del amplificador óptico de semiconductor utilizado en el sistema WDM 16x25 [Gb/s]. [78]

| Parámetro | Símbolo | Valor | Unidades |
|--|-------------------|-------|----------|
| Ganancia de pequeña señal | SSG | 23.0 | dB |
| Potencia de saturación de salida | $(P_{out})_{sat}$ | 8.0 | dBm |
| Tiempo de vida de los portadores | τ | 200 | ps |
| Factor de compresión de ganancia por CH | ϵ_{CH} | 0.002 | 1/mW |
| Tiempo debido al calentamiento de portadores | τ_{CH} | 500 | fs |
| Tiempo debido al quemado de hueco espectral | τ_{SHB} | 120 | fs |
| Factor de ensanchamiento de línea debido al CH | α_{CH} | 3.0 | |
| Longitud de onda de máxima ganancia | λ_0 | 1310 | nm |
| Figura de ruido | NF | 7.5 | dB |

Las siguientes arquitecturas analizadas dentro del grupo de investigación del Instituto de Ingeniería, para poder implementar el estándar 400 GbE, consistieron en sistemas WDM de 10 y 8 canales ópticos modulados en NRZ operando a 41.25 [Gb/s] y 51.5625 [Gb/s] con etapa de pre-amplificación óptica con SOA (Fig. 4.7). Por primera vez, la tasa de transmisión de canal óptico se incrementó y se dejó de lado la típica tasa de 25 [Gb/s], sin considerar la cabecera. Esto último, implicó un cambio en el desempeño observado para estas nuevas arquitecturas, en cuestiones importantes en el diseño y optimización de las características de transmisión, amplificación y recepción a estas nuevas tasas. Sin embargo, estas dos soluciones representaban una importante reducción en la densidad de canales utilizados previamente en la arquitectura 16x25 [Gb/s].

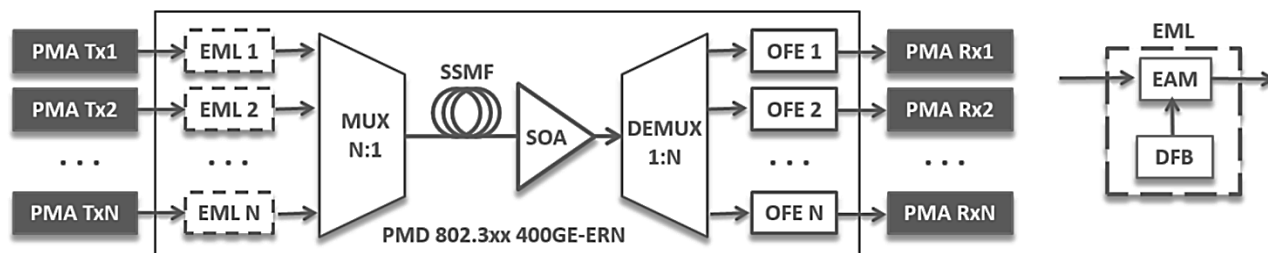


Fig. 4.7 Diagrama esquemático de la arquitectura propuesta para implementación del estándar 400 GbE con alcance máximo de 10 [km]. El sistema WDM se constituye de 10 (8) canales modulados en NRZ operando a una tasa bruta de 40.25 [Gb/s] (51.5625 [Gb/s]) considerando una etapa de pre-amplificación con SOA. [101]

Las principales características de ambas propuestas se resumen en la Tabla 4.9.

Tabla 4.9 Principales parámetros de diseño de las arquitecturas 10x40 [Gb/s] y 8x50 [Gb/s] para la implementación del estándar 400 GbE. [101]

| Parámetro | Valor | | Unidades |
|--------------------------------------|------------------------------|-------------|----------|
| Número de canales | 10 | 8 | 1 |
| Tasa de transmisión sin cabecera | 40 | 50 | Gb/s |
| Longitud de la señal PRBS | 1024 | | bits |
| Espaciamiento intercanal | 800 | | GHz |
| Potencia de salida del EML | 17.3^2 (-2.4) ³ | 17.3 (-3.2) | dBm |
| Relación señal a ruido óptica (OSNR) | 38 | | dB |
| Razón de extinción (ER) | 8 | | dB |
| Pérdidas del MUX (10:1 y 8:1) | 3.7 | | dB |
| Pérdidas del DEMUX (1:10 y 1:8) | 5.2 | | dB |
| Ancho de banda MUX-DEMUX | 175 | | GHz |
| Pérdidas misceláneas | 2 | | dB |
| Ancho de banda total del sistema WDM | 40.49 | 31.47 | nm |
| Tasa de bits erróneos (BER) máxima | 1×10^{-13} | | 1 |

Por primera vez, dentro de las investigaciones desarrolladas con el simulador, se utilizaban dos SOAs para analizar el rendimiento de los sistemas WDM propuestos. El SOA1 [77] (SOA2 [119]) tenía un ancho de banda de amplificación de 50 [nm] (80 [nm]) capaz de abarcar el ancho de banda WMD de las dos arquitecturas 10x40 [Gb/s] y 8x50 [Gb/s] [101]. La Tabla 4.10 presenta el plan de frecuencias utilizado en las pruebas realizadas para las arquitecturas anteriores.

Tabla 4.10 Frecuencias ópticas y longitudes de onda de los 10 (8) láseres DFB utilizados para las arquitecturas 10x40 [Gb/s] y 8x50 [Gb/s] [101].

| Láser DFB | 10x40 [Gb/s] | | 8x50 [Gb/s] | |
|-----------|--------------------------|-------------------------------|--------------------------|-------------------------------|
| | Frecuencia central [THz] | Longitud de onda central [nm] | Frecuencia central [THz] | Longitud de onda central [nm] |
| 1 | 234.6 | 1277.89 | 233.8 | 1282.26 |
| 2 | 233.8 | 1282.26 | 233.0 | 1286.66 |
| 3 | 233.0 | 1286.66 | 232.2 | 1291.10 |

² Utilizando el SOA1.

³ Utilizando el SOA2.

| | | | | |
|----|-------|---------|-------|---------|
| 4 | 232.2 | 1291.10 | 231.4 | 1295.56 |
| 5 | 231.4 | 1295.56 | 230.6 | 1300.05 |
| 6 | 230.6 | 1300.05 | 229.8 | 1304.58 |
| 7 | 229.8 | 1304.58 | 229.0 | 1309.14 |
| 8 | 229.0 | 1309.14 | 228.2 | 1313.73 |
| 9 | 228.2 | 1313.73 | | |
| 10 | 227.4 | 1318.35 | | |

Los diversos estudios realizados con las arquitecturas 10x40 [Gb/s] y 8x50 [Gb/s] mostraron que a pesar de contar con una etapa de pre-amplificación con dos amplificadores ópticos de semiconductor (SOA1, SOA2) distintos, el alcance máximo logrado se redujo de los 40 [km], del sistema WDM 16x25 [Gb/s], a 10 [km]. Además, los niveles de potencia necesarios en los láseres DFB resultaban ser muy altos en algunos casos cuando se utilizaban las características del SOA1 (Tabla 4.8), razón por la cual se analizó el desempeño de ambos sistemas WDM con un nuevo modelo de SOA2 cuyas características de desempeño eran mejores que el SOA1.

Los valores característicos del SOA2 se muestran en la Tabla 4.11.

Tabla 4.11 Principales características del SOA2 utilizado en la arquitectura 10x40 [Gb/s] y 8x50 [Gb/s] [101].

| Parámetro | Símbolo | Valor | Unidades |
|--|-------------------|-------|----------|
| Ganancia de pequeña señal | SSG | 30.0 | dB |
| Potencia de saturación de salida | $(P_{out})_{sat}$ | 17.0 | dBm |
| Tiempo de vida de los portadores | τ | 200 | ps |
| Factor de compresión de ganancia por CH | ϵ_{CH} | 0.002 | 1/mW |
| Tiempo debido al calentamiento de portadores | τ_{CH} | 500 | fs |
| Tiempo debido al quemado de hueco espectral | τ_{SHB} | 120 | fs |
| Factor de ensanchamiento de línea | α_N | 6.0 | |
| Figura de ruido | NF | 7.5 | dB |

La clara mejora en los parámetros correspondientes al nivel de ganancia (SSG) y la potencia de saturación de salida $(P_{out})_{sat}$ del SOA2 iban encaminados a reducir la potencia óptica necesaria en los DFBs y reducir la presencia de las no linealidades del SOA que degradarían el rendimiento de las arquitecturas WDM 10x40 [Gb/s] y 8x50 [Gb/s]. Sin embargo, los resultados obtenidos con este SOA2 no resultaron ser los esperados para poder extender el alcance de transmisión de los sistemas WDM hasta los 40 [km] como se había logrado anteriormente en la arquitectura 16x25 [Gb/s].

El siguiente avance alcanzado dentro del grupo de investigación, que representa uno de los principales logros alcanzados para el presente proyecto de investigación de doctorado, fue la posibilidad de extender el alcance del sistema 8x50 [Gb/s] hasta un máximo de 40 [km] para poder lograr implementar el estándar 400 GbE. Este gran logro fue resultado de la actualización en el estado del arte de algunos componentes clave para la implementación del sistema WDM 8x50 [Gb/s]. Para ello se tuvo que realizar una investigación previa sobre los avances tecnológicos que habían ocurrido en los diversos componentes involucrados, transmisor [120] [121] [122], fibra óptica [123], amplificador óptico de semiconductor [77], receptor [124] [125] [126], que permitieran validar y justificar la implementación de este sistema WDM bajo los recursos y limitaciones que se tenían a nivel tecnológico.

Las principales características de esta nueva arquitectura 8x50 [Gb/s] se resumen en la Tabla 4.12.

Tabla 4.12 Principales características de diseño de la arquitectura 8x50 [Gb/s] propuesta para el estándar 400 GbE. [26]

| Parámetro | Valor | Unidades |
|--------------------------------------|---------------------|-----------------|
| Número de canales | 8 | 1 |
| Tasa de transmisión sin cabecera | 50 | Gb/s |
| Longitud de la señal PRBS | 1024 | bits |
| Espaciamiento intercanal | 400 | GHz |
| Potencia del DFB | 7.9 | dBm |
| Relación señal a ruido óptica (OSNR) | 38 | dB |
| Razón de extinción (ER) | 8 | dB |
| Pérdidas del MUX (16:1) | 3 | dB |
| Pérdidas del DEMUX (1:16) | 3 | dB |
| Ancho de banda MUX-DEMUX | 175 | GHz |
| Pérdidas misceláneas | 1 | dB |
| Ancho de banda total del sistema WDM | 16.2 | nm |
| Tasa de bits erróneos (BER) máxima | 1×10^{-13} | 1 |

La arquitectura propuesta de 8 canales ópticos modulados en NRZ a una tasa bruta de 51.5625 [Gb/s] con etapa de pre-amplificación óptica son SOA (Fig. 4.8) fue analizada y optimizada para poder lograr el alcance máximo de 40 [km] como se había logrado previamente con el sistema WDM 16x25 [Gb/s].

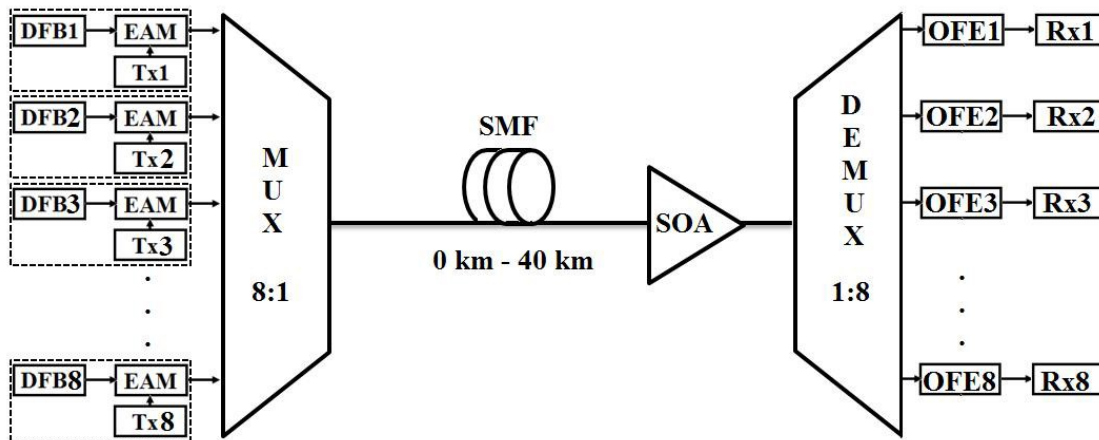


Fig. 4.8 Arquitectura del enlace óptico propuesto para la implementación del estándar 400 GbE considerando un alcance máximo de transmisión de 40 [km] y con etapa de pre-amplificación con SOA. [26]

Sin embargo, la exigencia en la tasa de bits erróneos (BER) cambió de un valor de 1×10^{-12} a un valor menor de 1×10^{-13} [127], este será el valor de referencia para las diversas pruebas llevadas a cabo con la arquitectura. Los primeros estudios fueron enfocados a la definición del plan de frecuencias (*longitudes de onda*) para la operación de los ocho láseres DFB que iban a ser modulados con los EAM. Para ello, se siguió un proceso diferente al que anteriormente se había realizado en las otras arquitecturas tanto para 100 GbE (4x25) y 400 GbE (16x25, 10x40 y 8x50).

En este caso, se decidió analizar el comportamiento que presentaban los distintos diagramas de ojo de diversos canales que integraban al sistema WDM 8x50. El particular interés de esta prueba tenía que ver con analizar la afectación que iban a sufrir los pulsos NRZ propagándose dentro de un medio dispersivo, fibra óptica, considerando el incremento al doble en la tasa de transmisión de este nuevo sistema WDM en comparación a la generación anterior para el estándar 100 GbE (4x25). Para ello se debió considerar las características de la fibra óptica monomodo empleada para estas pruebas. Los principales parámetros de la fibra óptica empleada se resumen en la Tabla 4.13.

Tabla 4.13 Principales parámetros de la fibra óptica SMF, a 1310 [nm], utilizada en la arquitectura 8x50 [Gb/s] [26].

| Parámetro | Value | Units |
|------------------------------|-----------------------|------------------------|
| Coefficiente de dispersión | -0.20 | ps/nm/km |
| Pendiente de dispersión | 0.090 | ps/nm ² /km |
| Coefficiente de atenuación | 0.35 | dB/km |
| Área efectiva | 80 | μm ² |
| Índice no lineal de la fibra | 2.4×10^{-11} | μm ² /mW |

Con base en los datos anteriores, fue posible determinar la longitud de onda de cero dispersión de 1312.22 [nm] que representa la región de mínima afectación por efectos dispersivos sobre los pulsos de la señal óptica transmitida a través de la fibra óptica. Por tanto, utilizando esta longitud de onda como referencia, para poder ubicar los posibles planes de frecuencias para el sistema WDM 8x50, fue posible definir tres planes de frecuencia A, B y C.

En este caso, un espaciamento intercanal de 400 [GHz] para los tres planes fue seleccionado en base a los resultados encontrados de las pruebas realizadas en el sistema WDM 16x25 [78]. Las razones de no reducir más dicho espaciamento intercanal tienen que ver con cuestiones relativas a las mayores exigencias que sufrirían los láseres DFB en términos de estabilidad y desviaciones de frecuencia así como las capacidades de selectividad en las etapas de filtrado de canales ópticos [26]. Además, la elección de un espaciamento intercanal amplio permite reducir la presencia de fenómenos de FWM presentes tanto en la fibra óptica como en el SOA. Sin embargo, el incrementar dicho espaciamento intercanal traería como consecuencia una mayor afectación por efectos dispersivos sobre las señales ópticas más alejadas de la zona de cero dispersión de la fibra óptica. Los planes de frecuencia A, B y C considerados para la arquitectura 8x50 propuesta se presentan en la Tabla 4.14 :

Tabla 4.14 Plan de frecuencias propuestos para la arquitectura 8x50 [Gb/s] considerando un espaciamento intercanal de 400 [GHz] [26].

| Numero de canal | Plan A | | Plan B | | Plan C | |
|-----------------|--------------------------|-------------------------------|--------------------------|-------------------------------|--------------------------|-------------------------------|
| | Frecuencia central [THz] | Longitud de onda central [nm] | Frecuencia central [THz] | Longitud de onda central [nm] | Frecuencia central [THz] | Longitud de onda central [nm] |
| 1 | 232.6 | 1288.88 | 229.8 | 1304.58 | 229.0 | 1309.14 |
| 2 | 232.2 | 1291.10 | 229.4 | 1306.85 | 228.6 | 1311.43 |
| 3 | 231.8 | 1293.32 | 229.0 | 1309.14 | 228.2 | 1313.73 |
| 4 | 231.4 | 1295.56 | 228.6 | 1311.43 | 227.8 | 1316.03 |
| 5 | 231.0 | 1297.80 | 228.2 | 1313.73 | 227.4 | 1318.35 |
| 6 | 230.6 | 1300.05 | 227.8 | 1316.03 | 227.0 | 1320.67 |
| 7 | 230.2 | 1302.31 | 227.4 | 1318.35 | 226.6 | 1323.00 |
| 8 | 229.8 | 1304.58 | 227.0 | 1320.67 | 226.2 | 1325.34 |

La ubicación de cada uno de los tres planes A, B y C, considerando la referencia anterior correspondiente a la longitud de onda de cero dispersión, 1312.22 [nm], de la fibra óptica SMF, se presentan en la Fig. 4.9a, Fig. 4.9c y Fig. 4.9e.

Además, el coeficiente dispersión observado por cada plan de frecuencias así como la dispersión acumulada después de 40 [km] se muestran en la Fig. 4.9b, Fig. 4.9d y Fig. 4.9f.

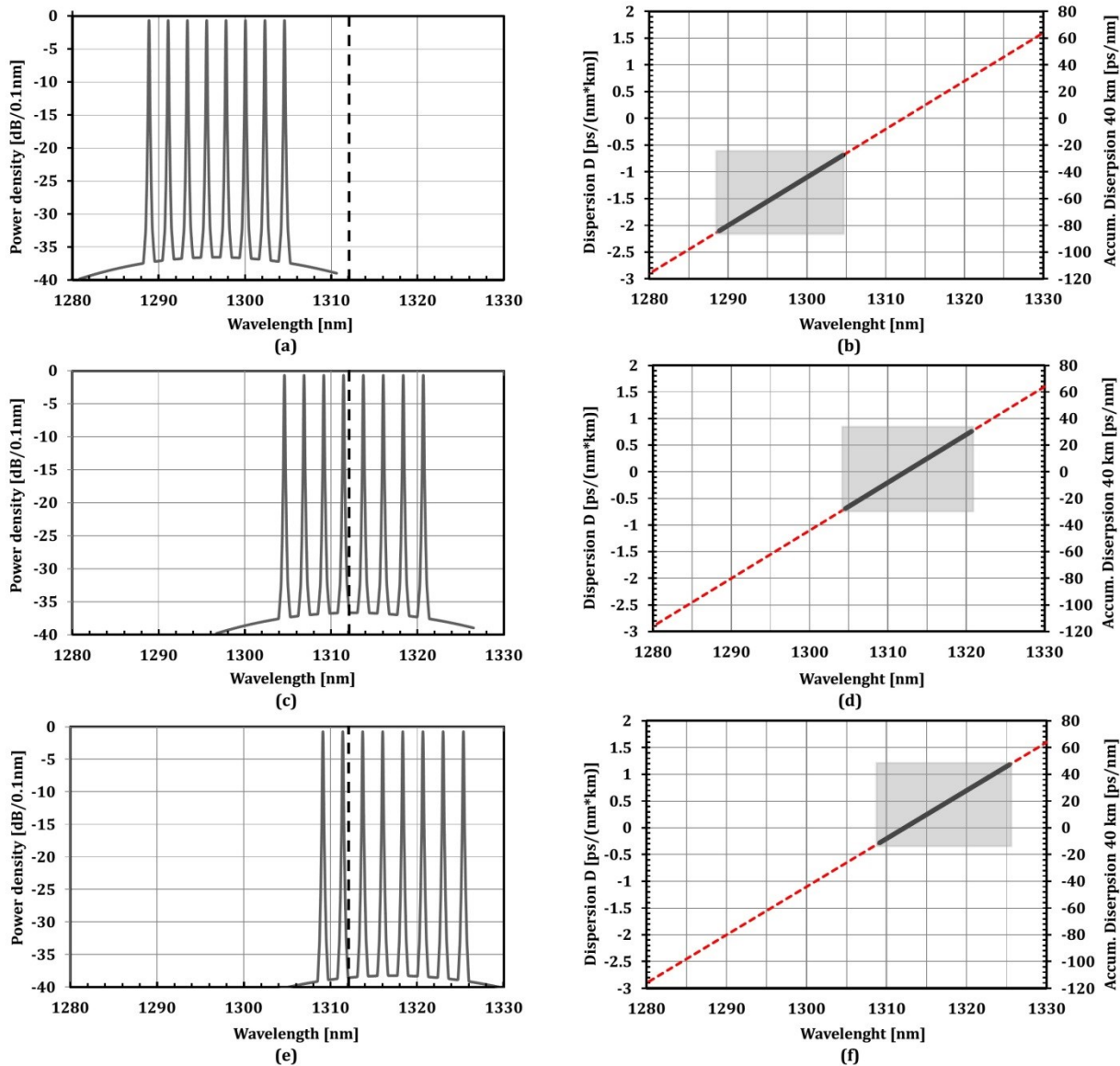


Fig. 4.9 Representación gráfica de la ubicación de los 8 canales WDM para el (a) plan A, (b) plan B y (c) plan C indicando la longitud de cero dispersión de la fibra óptica de 1312.22 [nm] (línea vertical punteada). Gráfica del comportamiento del coeficiente de dispersión (D) de la fibra óptica y de la dispersión acumulada a los 40 [km] para los tres planes de frecuencia (regiones sombreadas) (b) plan A, (d) plan B y (f) plan C. [26]

Habiendo definido los tres planes a considerar para implementar el sistema WDM 8x50 se procedió a analizar el comportamiento que presentaban los diagramas de ojo de las señales ópticas recibidas en el receptor para diversas distancias de propagación. En el caso del plan A que representa un plan de frecuencias ubicado en longitudes de onda menores a la longitud de cero dispersión (Fig. 4.9a), los resultados muestran una clara deformación en la forma del diagrama de ojo (Fig. 4.10a) para los canales

más alejados de la referencia antes indicada. Esto es un indicativo de que dicho plan A no es el más adecuado para poder implementar el sistema 8x50 [Gb/s] tomando en cuenta que aún falta considerar el proceso de amplificación con SOA que afectara aún más el comportamiento observado en los diagramas de ojo.

En el caso del plan B, centrado alrededor de la longitud de cero dispersión (Fig. 4.9c), los diagramas de ojo para los tres canales seleccionados (1,4 y 8) (Fig. 4.10c) del sistema WDM muestran un comportamiento adecuado sin la presencia de deformaciones en su forma de onda para todas las distancias consideradas e independientemente de la separación que estos tengan con respecto a longitud de cero dispersión. Esto permite considerarlo como una posible opción para definir el plan de frecuencias del sistema WDM 8x50. Sin embargo, este plan B fue descartado al analizar el efecto de la dispersión de la fibra óptica cuantificado en términos de una penalidad de potencia.

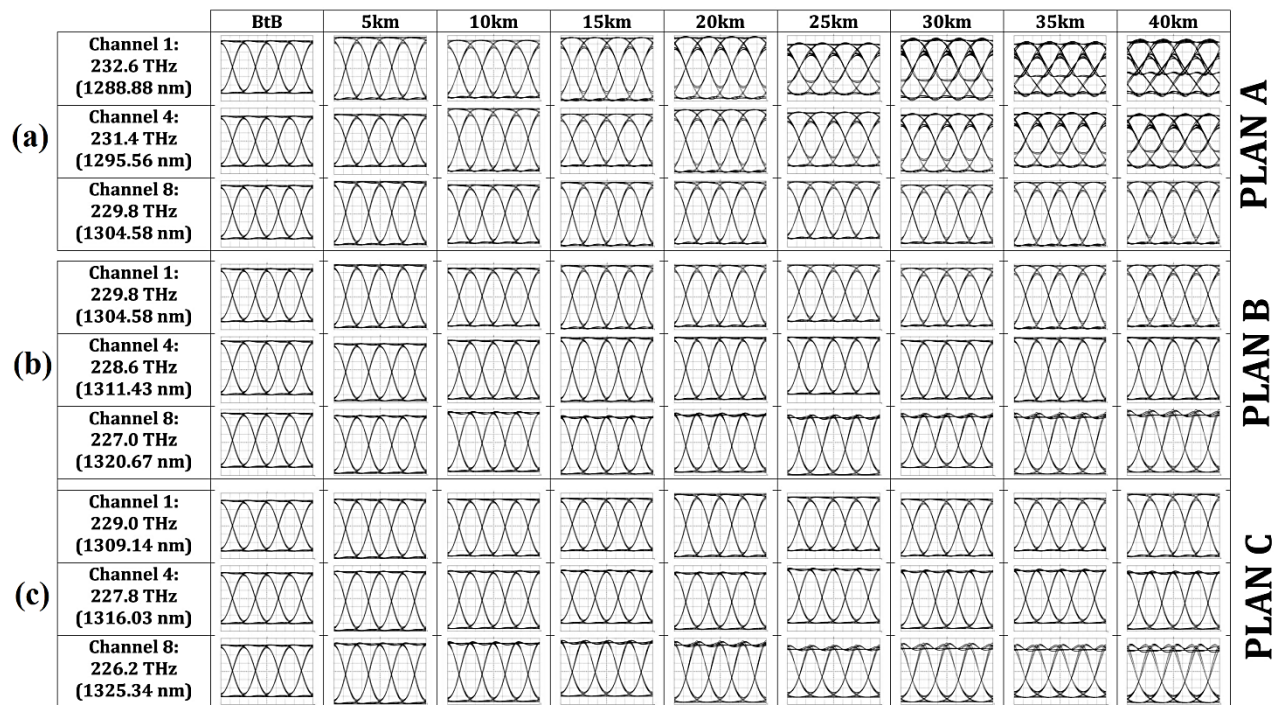


Fig. 4.10 Comportamiento del diagrama de ojo de diversos canales ópticos (1,4 y 8) del sistema WDM 8x50 como función de la distancia para el plan A. La deformación observada en los diagramas de ojo para los canales 1 y 4 es más intensa y comienza a ser más notoria a partir de los 20 [km] de fibra óptica recorrida [26].

Lo anterior fue la razón por la cual se decidió analizar un tercer plan de frecuencias, el cual se encuentra ligeramente cargado a longitudes de onda mayores a la longitud de cero dispersión (Fig. 4.9e). El plan C, al igual que el plan B, muestra también un comportamiento sin deformaciones en los diagramas de ojo

para los tres canales ópticos seleccionados para todas las distancias consideradas. Para poder justificar la elección del plan de frecuencias, se decidió realizar una medición de la penalidad de potencia por efectos dispersivos (DPP, *Dispersion Power Penalty*) de la fibra óptica.

Las mediciones del DPP fueron realizadas con respecto al caso (BtB, *Back-to-Back*) y considerando una BER= 1×10^{-13} . La Tabla 4.15 presenta los resultados obtenidos de las mediciones del DPP. Estos últimos muestran que los canales ópticos que se encuentra más alejados de la zona de cero dispersión (1312.22 [nm]) presentan mayores niveles en la penalidad de potencia, incluso hay canales en los cuales las mediciones del DPP no permitieron establecer un nivel dada la gran deformación, por efectos dispersivos, en los diagramas de ojo.

Tabla 4.15 Penalidad de potencia por efectos dispersión para distintos canales ópticos de los planes de frecuencia A, B y C para distintas longitudes de fibra óptica. [26]

| | | | 2km | 10km | 25km | 40km |
|----------------|--------|-------------------------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| Canal 1 | PLAN A | 232.60 THz (1288.88 nm) | 0.084 dB | 0.580 dB | 2.754 dB | NM |
| | PLAN B | 229.8 THz (1304.58 nm) | 0.027 dB | 0.145 dB | 0.44 dB | 0.892 dB |
| | PLAN C | 229.0 THz (1309.14 nm) | 0.011 dB | 0.055 dB | 0.146 dB | 0.251 dB |
| Canal 4 | PLAN A | 231.4 THz (1295.56 nm) | 0.059 dB | 0.365 dB | 1.498 dB | 3.658 dB |
| | PLAN B | 228.6 THz (1311.43 nm) | 0.003 dB | 0.014 dB | 0.036 dB | 0.057 dB |
| | PLAN C | 227.8 THz (1316.03 nm) | -0.012 dB | -0.059 dB | -0.122 dB | -0.149 dB |
| Canal 8 | PLAN A | 229.8 THz (1304.58 nm) | 0.027 dB | 0.145 dB | 0.44 dB | 0.892 dB |
| | PLAN B | 227.0 THz (1320.67 nm) | -0.028 dB | -0.115 dB | -0.143 dB | -0.049 dB |
| | PLAN C | 226.2 THz (1325.34 nm) | -0.043 dB | -0.148 dB | -0.059 dB | 0.173 dB |

Además, como se había indicado anteriormente, la ventaja que tiene el plan C con respecto al plan B tiene que ver con el nivel de penalidad de potencia debido a efectos dispersivos que observan todos los canales ópticos del sistema WDM 8x50. Para clarificar esto, se realizaron pruebas para cuantificar el efecto que tenía la presencia de cierto nivel de dispersión sobre cada señal óptica WDM para los planes B y C.

El resultados de las pruebas (Fig. 4.11) muestra que el plan C presenta un nivel equilibrado en la penalidad de potencia por efectos dispersivos en comparación al plan B, el cual presenta una penalidad de potencia mayor para canales menores a la longitud de cero dispersión. Por lo tanto, al mantener a todos los canales con penalidades de potencia simétricas se asegura un mejor desempeño del sistema WDM en su conjunto.

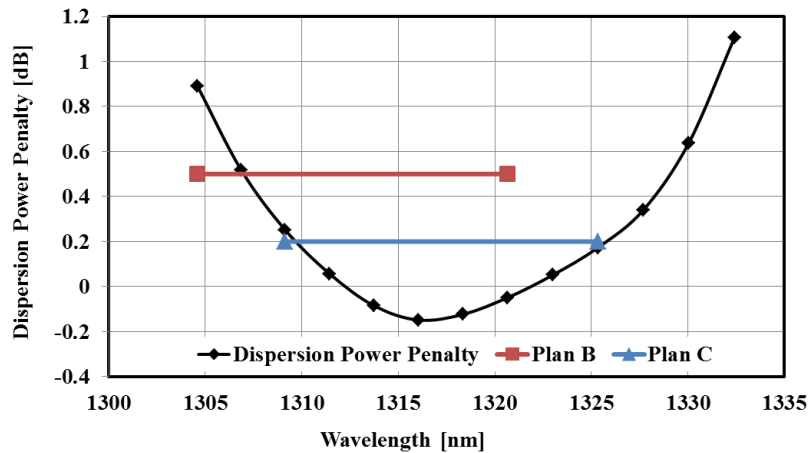


Fig. 4.11 Curva de penalidad de potencia por dispersión como función de la longitud de onda para una distancia de propagación de 40 [km]. La ubicación de los planes B y C muestran que el plan C tiene un nivel equilibrado en el nivel de penalidad de potencia por efectos dispersivos en comparación al plan B.

Con la definición del plan B como el más adecuado para la implementación de la arquitectura 8x50 [Gb/s], lo siguiente fue optimizar el comportamiento del amplificador óptico de semiconductor. Para ello fue necesario realizar modificaciones tanto a la potencia de operación de cada láser DFB y a los parámetros de desempeño del SOA. Se encontró que la potencia mínima requerida en el receptor de -11.25 [dBm], medida en el caso back-to-back y sin SOA, era necesaria para operar con la tasa BER mínima de 1×10^{-13} . La potencia óptica definida para los DFB que fue necesaria para alcanzar los 40 [km] con ayuda del SOA fue de 7.9 [dBm]. Por otra parte, los principales parámetros del nuevo SOA utilizado para la arquitectura propuesta quedan definidos en la Tabla 4.16 y corresponden a aquellos valores característicos de un SOA típico, comercialmente disponible.

Tabla 4.16 Principales parámetros de diseño del SOA utilizado en la arquitectura 8x50 [Gb/s]. [26]

| Parámetro | Símbolo | Valor | Unidades |
|--|-----------------------------|-------|----------|
| Ganancia de pequeña señal | SSG | 23 | dB |
| Potencia de saturación de salida | $(P_{out})_{sat}$ | 8 | dBm |
| Longitud de onda de máxima ganancia | $\lambda_{SSGm\acute{a}x.}$ | 1317 | nm |
| Figura de ruido | NF | 7.5 | dB |
| Tiempo de vida de los portadores | τ | 200 | ps |
| Tiempo debido al calentamiento de portadores | τ_{CH} | 500 | fs |
| Factor de compresión de ganancia por CH | ϵ_{CH} | 0.002 | 1/mW |
| Factor de ensanchamiento de línea | α_N | 6.0 | |
| Factor de ensanchamiento de línea debido al CH | α_{CH} | 3.0 | |

La curva correspondiente al espectro de ganancia del SOA y la disposición de los canales WDM para el plan C (Fig. 4.12) muestran que los 8 canales presentan un nivel de ganancia muy similar debido a las pequeñas variaciones de ganancia (menores a 0.3 [dB]). Esto último es muy importante ya que recordemos que el modelo del SOA no considera las variaciones de la ganancia como función de la longitud de onda, evitando con ello la necesidad de tener que considerar una etapa de filtrado que ajuste el comportamiento de la ganancia observada por cada canal.

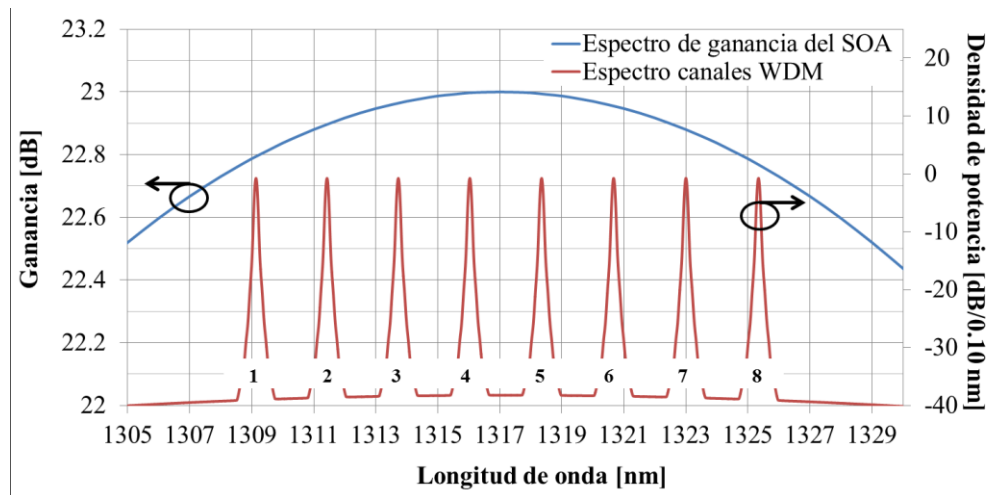


Fig. 4.12 Curva del espectro de ganancia del SOA y disposición de los 8 canales WDM definidos en el plan C [30].

Para evaluar el rendimiento de la arquitectura 8x50 propuesta se utilizó una aproximación Gaussiana para la función de densidad de probabilidad para cada bit dentro de la secuencia PRBS enviada. Además, se considera el cálculo exacto de las variaciones de ruido ASE-síñal, ruido de batido ASE-ASE, ruido de disparo, ruido térmico del extremo frontal óptico (OFE, *Optical Front-End*) y de los componentes electrónicos en el receptor [77]. El factor de calidad Q, o factor Q es un parámetro que se encuentra muy relacionado a la calidad de la señal óptica transmitida en términos de una relación señal a ruido y una tasa de bits erróneos (BER). Para sistemas que emplean señales moduladas en intensidad, como es el caso, este se define como la razón entre la diferencia de los valores medios (u_1, u_2) para los niveles lógicos “1s” u “0s” y la suma de las desviaciones estándar de los niveles lógicos anteriores (σ_1, σ_2).

$$Q = \frac{u_1 - u_2}{\sigma_1 + \sigma_2} \tag{4.1}$$

La relación que existe entre el factor de calidad Q y la tasa de bits erróneos puede ser aproximada como [62]:

$$\text{BER} \approx \frac{1}{Q\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{Q^2}{2}\right) \quad (4.2)$$

Los resultados mostrados a continuación, en términos logarítmicos del BER, representan la principal figura de mérito utilizada para evaluar el rendimiento del sistema de comunicaciones ópticas WDM. La Fig. 4.13 muestra el comportamiento del rendimiento del sistema WDM 8x50 propuesto para los canales ópticos 8 (1325.34 nm) y 4 (1316.03 nm). Las curvas continuas para los dos canales ópticos corresponden al caso del sistema WDM con etapa de pre-amplificación con SOA. Resulta claro, que el sistema opera por encima del mínimo valor de BER (1×10^{-13}), establecido por el estándar 400 GbE e indicado en la gráfica con la curva horizontal punteada en negro ($-\log_{10}(\text{BER})=13$), para todo el rango de transmisión de fibra óptica entre 0 y 40 [km]. Además, se presentan los resultados para el caso en el que los efectos dispersivos de la fibra óptica son eliminados artificialmente al considerar únicamente el efecto de atenuación.

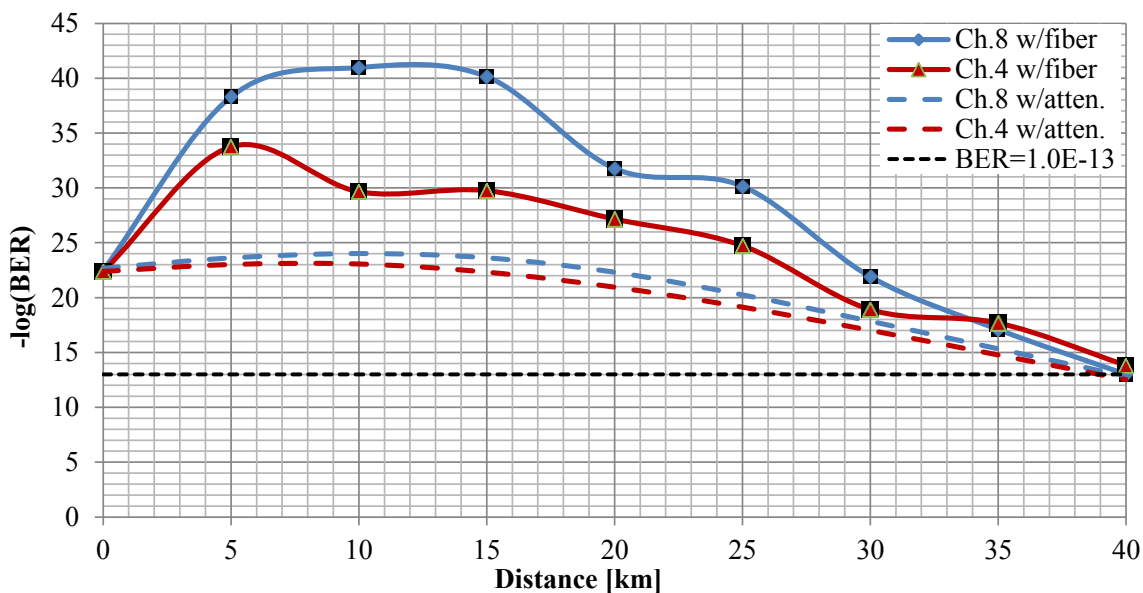


Fig. 4.13 Curvas de variación del rendimiento del sistema WDM medido en términos logarítmicos del BER como función de la distancia de transmisión para los canales 8 y 4 del plan C (líneas continuas) y el caso sin efectos dispersivos (líneas punteadas). La línea punteada en negro representa el valor mínimo del rendimiento ($-\log_{10}(\text{BER})=13$ o 1×10^{-13}).

Las conclusiones que se pueden generar de este comportamiento comparado con el escenario completo es que el efecto de dispersión representa un efecto necesario, hasta cierto nivel, para mejorar el rendimiento del sistema WDM con etapa de pre-amplificación con SOA. Lo anterior es evidente por el mejor comportamiento, mayores niveles, en el rendimiento del sistema WDM con SOA con efectos dispersivos

que sin ellos. Por lo tanto, la presencia de un nivel de dispersión sobre cada canal óptico resulta beneficiosa en el desempeño generado por el elemento no lineal representado por el SOA. Esto último, es más notorio para el caso del canal 8 que recibe un nivel de dispersión mayor en comparación al canal 4 que se ve menos influenciado por los efectos de dispersión de la fibra óptica al estar más cerca de la zona de cero dispersión. Además, el efecto combinado de las no linealidades y efectos dispersivos resultan en un mayor rendimiento, mayor diferencia entre curvas con y sin efectos dispersivos, que corresponde a cortas distancias del enlace de fibra óptica en contraposición con el caso de largas distancias en las cuales el efecto acumulado de la dispersión si bien es mayor pero el comportamiento no lineal del SOA es menos intenso.

Los siguientes resultados corresponden con las pruebas realizadas para el estudio del efecto degradante que presentan las no linealidades del SOA sobre el rendimiento observado en la arquitectura 8x50 [Gb/s]. La Fig. 4.14, que corresponden al canal óptico 4 (1316.03 nm), muestra una comparativa de rendimientos bajo diversos escenarios de operación del SOA que son contrastado con el sistema WDM original que considera al SOA y fibra con atenuación y dispersión (*curva en rojo*). El primer escenario considera la eliminación artificial del efecto de FWM del SOA, para ello se estableció un nivel de cero en el parámetro de calentamiento de portadores ($\epsilon_{CH} = 0$) que es el principal factor que influye en la eficiencia del fenómeno de FWM en el SOA. Además, previamente se había encontrado que el efecto de FWM inducido por la pulsación en la densidad de portadores resulta ser insignificante [118]. El resultado de esta prueba se muestra en la curva en verde de la Fig. 4.14, que al compararse este escenario con el original, curva en rojo, resulta claro que el efecto de FWM no contribuye de manera considerable en la degradación del rendimiento generado por el SOA. Además, su efecto solamente es relevante para cortas distancias menores a 10 [km] e irrelevante para distancias mayores. En otra prueba consistente en la eliminación artificial del efecto de modulación de ganancia del SOA, pero preservando el efecto de FWM, se estableció un nivel alto en la potencia de saturación ($P_{out,sat}$) del SOA pasando de 8 [dBm] a 50 [dBm]. Esta modificación tiene el efecto de extender la zona de operación lineal del SOA y con ello evitar el efecto de saturación de ganancia debido a los altos niveles de potencia presentes en cortas distancias. Para preservar el efecto de FWM en esta prueba se estableció un valor de $\epsilon_{CH} = 0.00003$ [1/mW] en el parámetro de compresión de ganancia por efectos de calentamiento de portadores. El resultado de esta prueba, curva en azul, se presenta nuevamente en la Fig. 4.14 para poder realizar una comparativa del impacto negativo que tiene la presencia de la modulación de ganancia del SOA como consecuencia del comportamiento no lineal del SOA ante potencias ópticas de entrada considerables. Al comparar la curva en azul, SOA sin modulación de ganancia del SOA, con el sistema original con todos los efectos no lineales, curva en rojo, resulta claro la gran relevancia que representa la modulación de ganancia sobre el rendimiento observado con el amplificador óptico de semiconductor. Las diferencias en las gráficas para ambas curvas es mayor

en cortas distancias, intenso comportamiento no lineal del SOA, y su diferencia se va reduciendo conforme la distancia se incrementa lo cual reduce la potencia de entrada al SOA por efectos de atenuación de la fibra óptica permitiendo lograr una transición de operación no lineal a lineal del SOA.

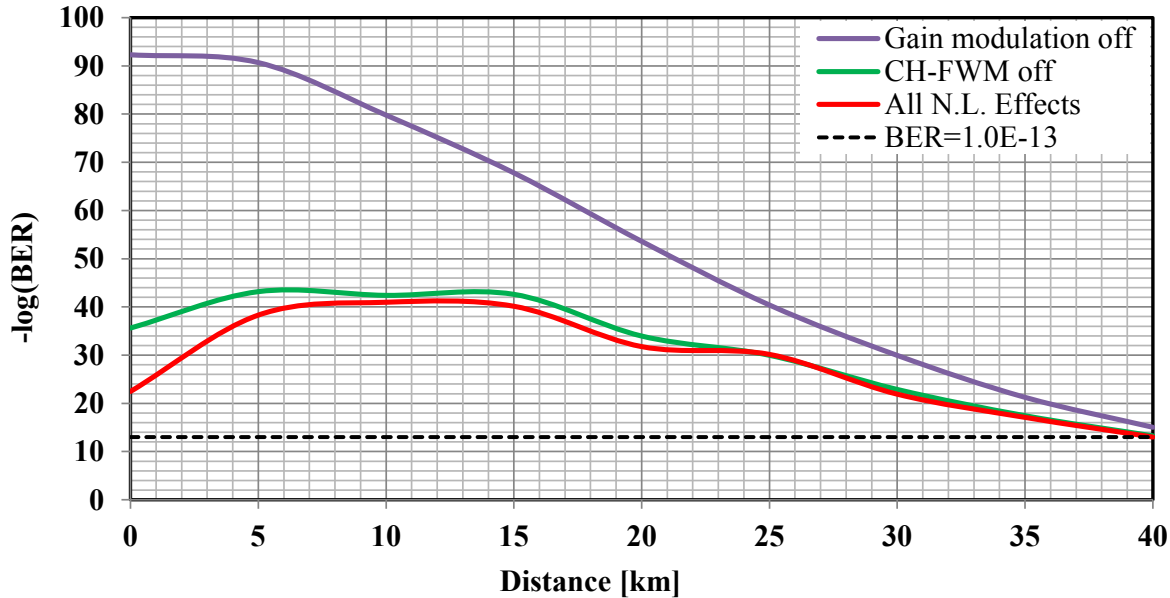


Fig. 4.14 Curvas de rendimiento del canal 4 del sistema WDM 8x50 para diversos escenarios. La curva horizontal punteada en negro representa la referencia de operación libre de errores para una $BER=1 \times 10^{-13}$ para todos los casos, la curva en rojo representa el escenario original del sistema WDM y SOA con todos sus efectos no lineales, la curva en verde corresponde al caso en el que FWM del SOA es eliminado artificialmente, la curva en azul corresponde con un SOA sin modulación de ganancia pero con FWM.

La conclusión importante de esta prueba es que el fenómeno de modulación de ganancia del SOA representa la principal fuente degradante del rendimiento del SOA para zonas de operación no lineal en el que las potencias ópticas de entrada son tales que el fenómeno de saturación de ganancia del SOA ocurre. Mientras que a largas distancias, en las cuales la operación del SOA se aproxima más al régimen lineal, el efecto de modulación de ganancia no es tan intenso dada la menor diferencia entre las curvas en azul y rojo. Como consecuencia de que el sistema de comunicaciones ópticas 8x50 propuesto emplea un esquema de modulación en amplitud es la razón principal por la cual se ve más afectado por las variaciones de ganancia no lineales características del SOA.

En otro estudio original, que no se había realizado en ninguna investigación previa dentro del grupo del Instituto de ingeniería, se cuantificó el impacto o peso de los diversos efectos del SOA (no lineales y figura de ruido) sobre el rendimiento del sistema WDM en términos de una sensibilidad de potencia en el receptor medida a una $BER=1 \times 10^{-13}$. La Fig. 4.15 muestra los principales resultados de dichas pruebas para el canal 8 a una distancia de 2 [km] que representa una situación para un comportamiento no lineal

intenso del SOA. La primera barra en azul corresponde al sistema WDM+SOA original representa la potencia óptica mínima, de -8.02 [dBm], en el receptor para operar a una BER=1x10⁻¹³ considerando todos los efectos asociados al SOA (no lineales y figura de ruido). Al comparar la potencia de -8.02 [dBm] de este escenario con el caso (BtB) sin SOA de -11.25 [dBm] permite cuantificar una penalidad de potencia debido al SOA de 3.23 [dB]. La barra en rojo representa un escenario en el que los efectos dispersivos de la fibra óptica fueron eliminados pero se preserva la atenuación de 0.7 [dB] tras 2 [km] de fibra óptica con 0.35 [dB/km].

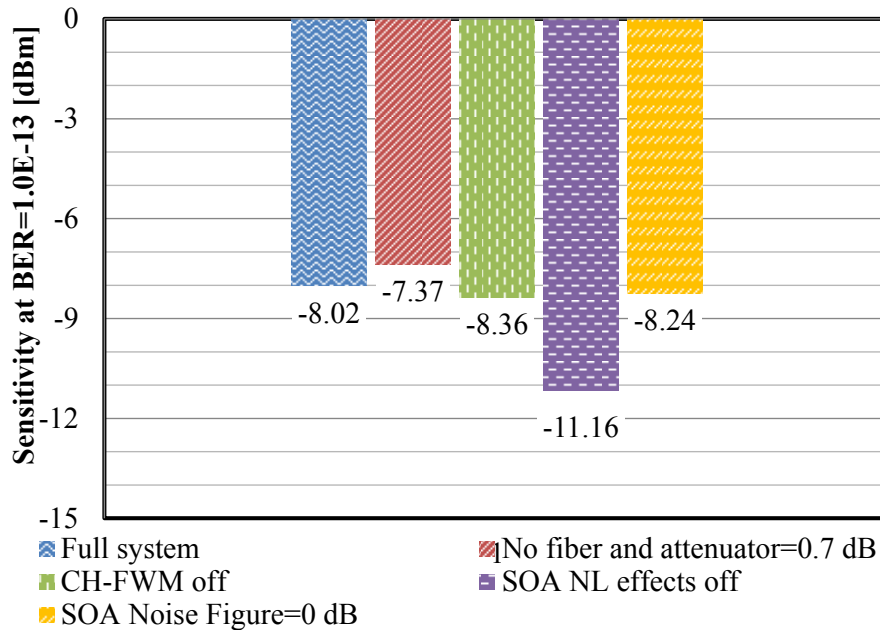


Fig. 4.15 Cuantificación del impacto de las no linealidades y figura de ruido del SOA en términos de un sensibilidad de potencia a una BER=1x10⁻¹³ para el canal 8 de un sistema WDM 8x50 a una distancia de 2 [km]. [26]

La penalidad de potencia debido al SOA con señales ópticas únicamente atenuadas es de 3.88 [dB], mostrando nuevamente el efecto positivo que tiene la presencia moderada de efectos dispersivos de la fibra óptica sobre los diversos canales ópticos WDM que ingresan al SOA de manera simultánea. La siguiente barra en verde corresponde al caso en el que el efecto de FWM inducido por CH del SOA ha sido eliminado ($\epsilon_{CH}=0$), lo que permite cuantificar una penalidad de potencia de 2.89 [dB] que resulta ser menor al caso original (barra en rojo). Esto demuestra que la presencia de FWM degrada, mínimamente, el rendimiento del SOA ya que se requiere menos potencia (-8.36 [dBm]) en el receptor cuando FWM no está presente en contraste al caso en el que sí se tienen FWM (-8.02 [dBm]). La siguiente curva en púrpura corresponde al caso en el que se tiene un SOA sin efectos no lineales que se logra al establecer un nivel de 50 [dBm] en la potencia de saturación de salida del SOA además de mantener apagado el efecto de FWM.

En este caso particular, la potencia óptica necesaria en el receptor se reduce a -11.16 [dBm] que es muy próxima a la sensibilidad de -11.25 [dBm] requerida en el caso BtB sin SOA para el sistema WDM. Esto último muestra claramente que el comportamiento no lineal del SOA es el de mayor peso en el rendimiento del sistema WDM 8×50 [Gb/s] para la distancia de 2 [km]. Por último, se presenta el efecto que tiene en la sensibilidad del sistema WDM el eliminar la degradación del rendimiento debido a la presencia de la figura de ruido de 7.5 [dB] pero manteniendo los demás efectos del SOA. Para ello se realizó una prueba que permitió establecer el mismo nivel de OSNR a la entrada y salida del SOA y con ello asegurar que el SOA no presentase efectos de ruido. El resultado de dicha prueba, indicado con la barra en naranja, muestra que la potencia necesaria en el receptor para lograr una $BER=1 \times 10^{-13}$ no se ve mejorada notablemente en comparación al sistema original representado por la barra en azul. Esto permite concluir que el efecto de la figura de ruido del SOA no es relevante para la distancia de 2 [km] considerada en este estudio como consecuencia del gran nivel de potencia óptica presente a la entrada del SOA.

En una serie de pruebas similares al caso anterior, pero ahora considerando un escenario de operación a una distancia de 40 [km], se obtuvieron los siguientes resultados presentados en la Fig. 4.16. En esta situación, el SOA opera en un régimen más próximo al lineal como consecuencia de los bajos niveles de potencia de entrada producto de la atenuación generada por la fibra óptica sobre los canales WDM después de recorrer los 40 [km]. En el caso del sistema WDM y SOA, la sensibilidad de potencia requerida a 40 [km] fue de -3.54 [dBm] a una $BER=1 \times 10^{-13}$. Esto permite calcular una penalidad de potencia del SOA, con respecto a la sensibilidad de potencia *back-to back* de -11.25 [dBm], de 7.71 [dB] que es mayor a los 3.23 [dB] del caso de 2 [km]. Este último resultado muestra que ciertas características asociadas al SOA son más degradantes en el rendimiento observado en el sistema WDM 8×50 para una distancia de 40 [km] en comparación al caso de los 2 [km]. Al eliminar los efectos dispersivos de la fibra óptica, pero preservando la atenuación, se observa que la curva en rojo requiere más potencia en el receptor para seguir manteniendo una operación libre de errores. Esto muestra nuevamente que los efectos dispersivos tienen un efecto positivo sobre el desempeño generado por el SOA en el rendimiento otorgado al sistema WDM y la penalidad de potencia del SOA es de 8.49 [dB] medida con respecto al caso BtB (-11.25 [dBm]). La eliminación del efecto de FWM inducido por CH en el SOA para este escenario muestra una reducción en la potencia óptica, de -3.54 [dBm] a -4.61 [dBm], necesaria en el receptor para lograr la BER mínima requerida por el estándar 400 GbE. Esto muestra que CH-FWM degrada de forma moderada con una penalidad de potencia de 1.07 [dB] comparada con el sistema original, curva en azul. Cuando el comportamiento no lineal del SOA es minimizado, al establecer un valor de 50 [dBm] en la potencia de saturación del SOA y sin CH-FWM, se logra una reducción en la potencia óptica necesaria en el receptor de -7.14 [dBm], curva en púrpura, para una operación libre de errores. Esto reduce la penalidad de

potencia debido al SOA, con respecto al caso BtB sin SOA, a un nivel de 4.11 [dB]. Por último, la prueba que corresponde a la configuración de un SOA no ruidoso (NF=0 [dB]), mostrada en la curva en naranja, indica que su supresión permite reducir notoriamente la penalidad de potencia del SOA, al compararse al caso BtB sin SOA, a un nivel de 0.53 [dB]. A diferencia del caso de 2 [km], en esta situación no se logra alcanzar la potencia mínima requerida de -11.25 [dBm]. Esto último permite concluir que si bien la degradación del OSNR por la figura de ruido de 7.5 [dB] del SOA es la de mayor peso para esta situación de 40 [km] de distancia de operación con fibra óptica, no es la única y la presencia de no linealidades del SOA aún tienen una presencia no despreciable en la degradación del rendimiento del sistema WDM 8x50.

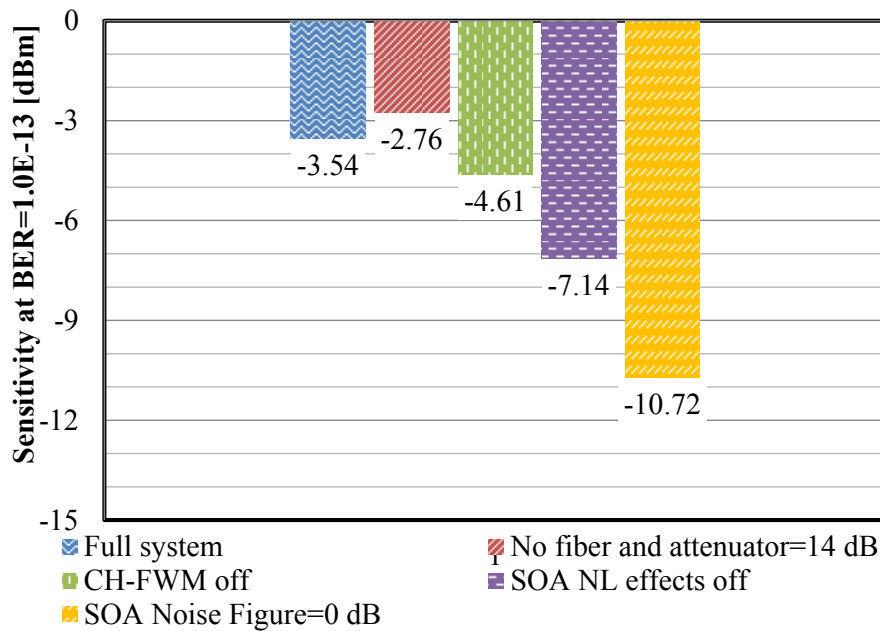


Fig. 4.16 Cuantificación del impacto de las no linealidades y figura de ruido del SOA en términos de un sensibilidad de potencia a una BER=1x10-13 para el canal 8 de un sistema WDM 8x50 a una distancia de 40 [km]. [26]

Como vemos, el rol que presentan los diversos efectos asociados al amplificador óptico de semiconductor sobre el desempeño observado en el enlace óptico 8x50 [Gb/s] propuesto para implementar el estándar 400 GbE son dependientes de la longitud de operación de la fibra óptica. En cortas distancias, donde la potencia óptica de entrada al SOA es intensa, conlleva a una mayor degradación del rendimiento del sistema WDM 8x50 principalmente por las no linealidades del SOA y más específicamente por la modulación de ganancia como consecuencia del efecto de compresión de ganancia que se alcanza al operar en la zona o régimen no lineal o saturado del SOA. En el caso de grandes distancias, conforme la atenuación de la fibra óptica reduce la potencia óptica de entrada al SOA, el régimen de operación cuasi-

lineal tiene un papel moderado sobre el rendimiento observado en el sistema WDM 8x50, dejando el mayor peso a la presencia de una figura de ruido considerable de 7.5 [dB].

Independientemente de lo anterior, la inclusión de una etapa de pre-amplificación con SOA es necesaria para hacer factible la operación de la arquitectura 8x50 [Gb/s] propuesta como una alternativa para la implementación del estándar Ethernet 400 GbE [26]. Si bien los resultados numéricos muestran una operación por encima de los requerimientos de operación, en términos de la tasa de bits erróneos, definidos para una $BER=1 \times 10^{-13}$ a lo largo de todo el alcance considerado en la fibra óptica (0 a 40 [km]), estos también muestran las deficiencias propias del SOA como consecuencia de la presencia de diferentes efectos no lineales y figura de ruido. Sin embargo, esto sirve como una motivación para poder corregir estas deficiencias intrínsecas del SOA para poder potenciar su consideración en las diversas actualizaciones que sufrirá el estándar Ethernet en los años siguientes. Pero para lograr esto es necesario el generar soluciones que permitan aprovechar el enorme potencial que ha sido opacado por la presencia de las no linealidades del SOA y la figura de ruido considerable en este tipo de amplificadores. Esto último, ha sido la justificante principal que ha dado pie al desarrollo de soluciones que permitan aliviar el efecto negativo que presentan estas no linealidades del amplificador óptico de semiconductor que permitan potenciar en la medida de lo posible su desempeño para propósitos de amplificación multicanal. Todo el trabajo desarrollado dentro de este proyecto de investigación que ha sido enfocado en ese sentido será presentado en el siguiente capítulo.

4.4. Soluciones ópticas para sistemas de transmisión de datos a través de fibra óptica con capacidades mayores a 400 [Gb/s].

Como se presentó al inicio de este capítulo diversos estándares de Ethernet han sido definidos o re-definidos (50 GbE, 100 GbE, 200 GbE y 400 GbE) para los años siguientes. Sin embargo, considerando el panorama mundial que ha sufrido la creciente exponencial en el tráfico de datos resulta difícil no comenzar a considerar evoluciones naturales en las capacidades de transmisión de las actuales redes de transporte. Tomando en cuenta las previsiones establecidas en la Fig. 4.1 que vislumbran estándares 800 GbE y 1.6 TbE con capacidades que duplican y cuadruplican al más reciente estándar 400 GbE para fechas después del año 2020, se hace necesario ver cuáles son las posibilidades que tienen este tipo de arquitecturas ópticas basadas en sistemas WDM que hacen uso de esquemas tradicionales NRZ.

Ya hemos visto que los efectos dispersivos de la fibra óptica comienzan a ser relevantes para tasa de transmisión mayor a los 25 [Gb/s], sin considerar la codificación de cabecera 64/66B, lo que en principio limita el ancho de banda útil para acomodar los distintos canales ópticos necesarios que permitan lograr las capacidades definidas por los nuevos estándares 800 GbE y 1.6 TbE. Los sistemas de transmisión

ópticas basados en NRZ o OOK, que representa la alternativa estudiada en todo el proyecto de investigación, presenta limitaciones en términos de la presencia de efectos dispersivos.

La Tabla 4.17 muestra las posibles arquitecturas WDM para poder implementar los estándares 50 GbE, 100 GbE, 200 GbE, 400 GbE, 800 GbE y 1.6 TbE para diferentes tasas de transmisión. En los cálculos se considera una tasa de transmisión máxima de 100 [Gb/s] que representa el doble de la que más recientemente se utilizó para la arquitectura 8x50 [Gb/s] para el estándar 400 GbE. En algunos casos, el número de canales necesarios no es un número entero y eso exigiría utilizar más de la capacidad necesaria para poder cumplir con el estándar. Como veremos más adelante, el fijar una tasa de 100 [Gb/s] como límite es debido principalmente a las limitaciones por efectos dispersivos que se espera sean más severos para ese caso y como consecuencia se reducirá el ancho de banda útil para poder ubicar los canales WDM. Lo anterior tendrá como consecuencia una reducción en los espaciamientos intercanal empleados para cada arquitectura a medida que la tasa de transmisión se incrementa para poder ubicar todos los canales necesarios dentro de los límites definidos por una penalidad de dispersión que típicamente se establece en 1[dB].

Tabla 4.17 Número de canales WDM necesarios para implementar los diversos estándares Ethernet utilizando diferentes tasas de transmisión por canal.

| Tasa de transmisión por canal [Gb/s] | Capacidad de transmisión total [Gbps] | | | | | |
|--------------------------------------|---------------------------------------|-----|-----|-----|-----|------|
| | 50 | 100 | 200 | 400 | 800 | 1600 |
| 25 | 2 | 4 | 8 | 16 | 32 | 64 |
| 40 | - | - | 5 | 10 | 20 | 40 |
| 50 | 1 | 2 | 4 | 8 | 16 | 32 |
| 100 | - | 1 | 2 | 4 | 8 | 16 |

El operar a tasas de 25 [Gb/s] permite minimizar el efecto de dispersión sobre los diversos canales WDM a considerar para implementar cualquier estándar (50 GbE, 100 GbE, 200 GbE, 400 GbE). La Fig. 4.17 muestra, por ejemplo, cuál sería la distancia de transmisión efectiva en el caso de un sistema WDM con una tasa por canal de 25 [Gb/s] con modulación OOK sin ocupar algún esquema de compensación de efectos dispersivos. Para la máxima distancia considerada en el estándar Ethernet de 40 [km], es posible operar sobre un ancho de banda útil de casi 90 [nm] (1270 nm a 1360 nm) alrededor de la banda de los 1310 nm que es la zona típica de ubicación de la longitud de cero dispersión en la mayoría de las fibras ópticas [128]. Esto permite en principio tener un margen de operación para ubicar los distintos canales WDM y lograr las capacidades antes mencionadas.

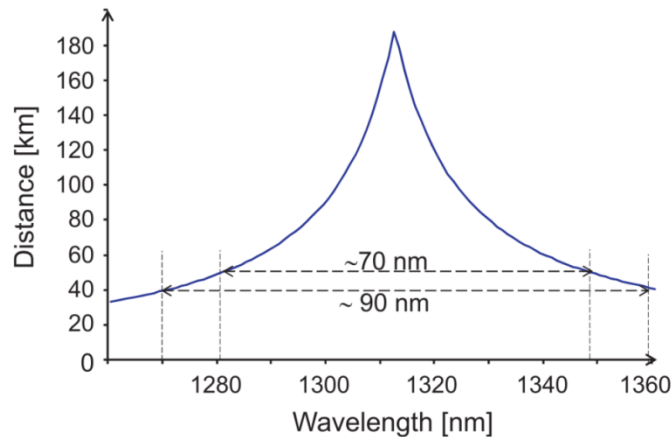


Fig. 4.17 Gráfica de la distancia de transmisión posible sin el empleo de un esquema de compensación de efectos dispersivos como función de la longitud de onda para un sistema de transmisión óptico WDM con modulación OOK a una tasa de 25 Gb/s y considerando una penalidad de potencia de 1 [dB] por efectos dispersivos como límite [129].

En el caso de tasas de transmisión de 40 [Gb/s] y 50 [Gb/s] por canal óptico, la situación cambia y el margen de maniobra para poder ubicar los distintos canales se ve reducida como se indica en la Fig. 4.18a para canales WDM alineados alrededor de la longitud de cero dispersión y Fig. 4.18b para canales WDM alineados alrededor de la banda de mínima dispersión (1300 nm- 1324 nm). En ambos casos, la utilización de una tasa de 40 [Gb/s] permite operar a distancias mayores, así como contar con ancho de banda mayor, que en el caso de sistemas con tasas de 50 [Gb/s] considerando una penalidad de potencia máxima por efectos dispersivos de 1 [dB].

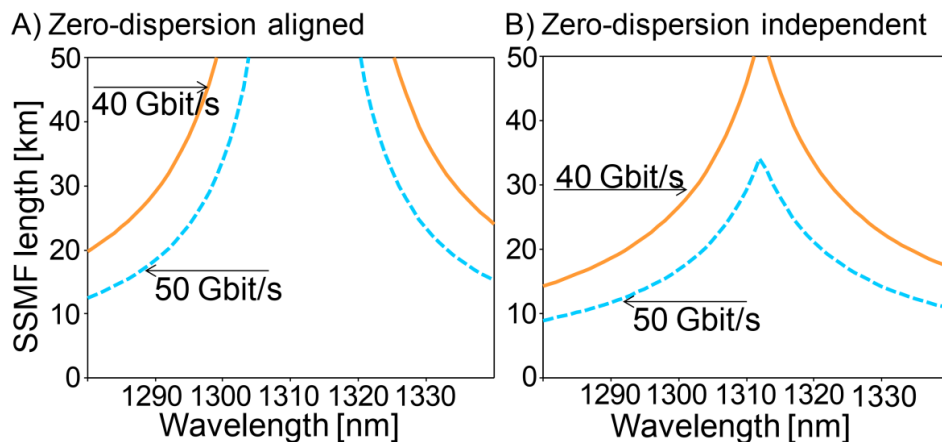


Fig. 4.18 Gráfica de la distancia de transmisión posible sin el empleo de un esquema de compensación de efectos dispersivos como función de la longitud de onda para un sistema de transmisión óptico WDM con modulación OOK a una tasa de 40 [Gb/s] y 50 [Gb/s] así como una penalidad de potencia de 1 [dB] por efectos dispersivos como límite [128].

Por lo tanto, el diseño de las nuevas arquitecturas basadas en sistemas WDM con esquemas de modulación OOK deberá tener presente la ubicación de la longitud de cero dispersión de la fibra óptica empleada para poder ubicar de manera óptima los canales WDM. Esto último es aún más relevante a medida que la tasa de transmisión por canal óptico se va incrementando a tasas cada vez mayores. Estos análisis muestran que el uso de esquemas de modulación OOK como solución para incrementar la capacidad de los actuales sistemas de comunicaciones ópticas se van a ver fuertemente limitados por la presencia de los efectos dispersivos presentes en las fibras SMF. Esto lleva a la necesidad de explorar nuevas soluciones ópticas basadas en esquemas de modulación avanzadas, esquemas de detección coherentes, utilizar la ventana de los 1550 nm, el uso de nuevas fibras como las multi-núcleo (MCF), esquemas de multiplexación espacial (SDM) y etapas de procesamiento digital de señales para la corrección de las limitaciones impuestas por las fibras ópticas.

En ese sentido, el grupo de investigación de Telecomunicaciones del Instituto de Ingeniería ha estado consciente de esta situación y ha explorado nuevas soluciones basadas en las opciones antes mencionadas. La Tabla 4.18 se resume parte del trabajo desarrollado en las diversas investigaciones realizadas para la definición de soluciones ópticas ante los nuevos retos que se vislumbran en un futuro cercano. Se destaca en misma cuál fue la contribución lograda dentro del proyecto de investigación de doctorado [26], en la generación y optimización de arquitecturas WDM para dar solución a la creciente en el tráfico de datos, que fue utilizada como principal sistema de pruebas para analizar la efectividad que presentan las diversas soluciones propuestas a los problemas de rendimiento que presenta el amplificador óptico de semiconductor en procesos de amplificación multicanal.

Tabla 4.18 Soluciones ópticas propuestas y analizadas dentro del grupo de investigación del Instituto de Ingeniería.

| | Capacidad total | | | | | | | | |
|--------------------------------|---------------------|-----------------------------|---------------------------------------|--------------------------------|------------------|---------------------|---------------------|---------------------|--------------|
| | 100 [Gb/s] [77] | 400 [Gb/s] [78] [26]* [130] | | | 800 [Gb/s] [131] | 1200 [Gb/s] [131] | 1600 [Gb/s] [131] | 100 [Gb/s] [132] | |
| Tecnología de transmisión | WDM | WDM | <u>WDM*</u> | DD-OFDM | | WDM | WDM | WDM | SDM + WDM |
| Formato de modulación | NRZ | NRZ | <u>NRZ</u> | 16 QAM | | DP-QPSK | DP-8 PSK | DP-16 QAM | RZ |
| Máximo BER | 1×10^{-12} | 1×10^{-13} | <u>1×10^{-13}</u> | 3.8×10^{-5} (pre-FEC) | | 1×10^{-13} | 1×10^{-13} | 1×10^{-13} | N/A |
| Banda óptica | O | O | <u>O</u> | O | C | C | C | C | C |
| Tasa de bits por canal [Gb/s] | 25 | 25 | <u>50</u> | 100 | | 100 | 150 | 200 | 10 |
| Número de canales | 4 | 16 | <u>8</u> | 4 | | 8 | 8 | 8 | 10 |
| Espaciamiento de canales [GHz] | 400 | 400 | <u>400</u> | 800 | 100 | 100 | 100 | 100 | 200 |
| Potencia de Tx por canal [dBm] | +2.0 (EML) | +2.9 (EML) | <u>+7.9 (Laser)</u> | +12.6 (Laser) | +15.0 (Laser) | +13.0 (Laser) | +13.0 (Laser) | +13.0 (Laser) | +11.76 (EML) |
| Máximo alcance [km] | 40 | 40 | <u>40</u> | 10 | | 114 | 81 | 40 | 10 |
| Tipo de fibra óptica | SMF | SMF | <u>SMF</u> | SMF | | SMF | SMF | SMF | MCF |
| Amplificador/FEC | SOA | SOA | <u>SOA</u> | FEC | | No | No | No | No |

Capítulo 5. Esquemas de mitigación del efecto de XGM en procesos de amplificación multicanal WDM con SOA.

En la primera parte de este capítulo se presenta un resumen general sobre el estado del arte referente a los diversos esquemas que han sido abordados en el campo de la investigación para mitigar los efectos negativos de las no linealidades del SOA sobre el proceso de amplificación tanto para escenarios que consideran un solo canal óptico como para casos con múltiples canales ópticos. Más adelante, se presentan los principales resultados obtenidos del trabajo de investigación de doctorado con las distintas soluciones propuestas para reducir el impacto negativo del efecto no lineal XGM del SOA en procesos de amplificación multicanal sobre el rendimiento en sistemas de transmisión ópticas WDM. Para ello, se utiliza la arquitectura 8x50 [Gb/s], propuesta y descrita anteriormente para implementar el estándar 400 GbE, como sistema de pruebas para las soluciones estudiadas. Lo anterior con la finalidad de tener un campo de aplicación real que ha sido afectado por el limitado desempeño de un amplificador óptico de semiconductor para propósitos de amplificación óptica multicanal. Para poder analizar la efectividad de cada una de las soluciones propuestas se presentan las correspondientes curvas de rendimiento que son contrastadas con los resultados obtenidos previamente en la arquitectura WDM 8x50[Gb/s] que ha sido afectado por las no linealidades, principalmente XGM, del amplificador óptico de semiconductor.

La primera solución propuesta se basa en la definición de la función de transferencia de un filtro óptico pasivo, que sustituye el filtro óptico paso banda en el demultiplexor, el cual permite corregir el espectro óptico de cada canal WDM afectado por XGM y con ello incrementar el rendimiento observado en el sistema. Lo anterior se logró a través del cálculo del espectro de la señal óptica, mediante la transformada rápida de Fourier (FFT, *Fast Fourier Transform*), a la entrada y salida del SOA de un canal WDM específico para el diseño del filtro óptico. Además, se describen los procesos de optimización del comportamiento de la respuesta en frecuencia del filtro óptico, obtenido con la metodología anterior, para proyectar su posible implementación física con alguna técnica de diseño de filtros ópticos.

La segunda solución propuesta, que minimiza el efecto de XGM sobre las señales WDM, se basa en la utilización de técnicas de procesamiento digital de señales llevadas a cabo en el equipo receptor una vez que se ha realizado la conversión de la señal óptica WDM a señal eléctrica. Nuevamente, se describen los pasos llevados a cabo para lograr la reducción de XGM con técnicas de procesamiento y se comparan los resultados obtenidos con esta solución y los que originalmente se tenían en el sistema WDM 8x50 [Gb/s] con SOA.

5.1. Estado del arte de los esquemas de mitigación de las no linealidades del amplificador óptico de semiconductor.

En los años más recientes, los amplificadores ópticos de semiconductor han evolucionado de una forma trascendental desde sus inicios. Esto ha dado como consecuencia una tecnología madura que le ha permitido destacarse como uno de los principales dispositivos fotónicos necesarios para el desarrollo de nuevos circuitos, subsistemas y redes de transporte completamente transparentes a tasas de operación mucha mayores que su contraparte a nivel electrónico. Todo lo anterior ha sido consecuencia de la presencia de notables características intrínsecas (*fuertes no linealidades, bajo consumo de potencia, flexibilidad, amplio ancho de banda, respuesta de operación rápida, tamaño compacto, integración con otros componentes, etc.*) que poseen los SOAs en comparación a otros componentes fotónicos. Los principales campos de aplicación del SOA pueden ser divididos en dos principales ramas [133].

- **Aplicaciones no lineales del SOA.** Debido a la facilidad para alcanzar un régimen de operación saturado para la generación de diversos efectos no lineales que resultan útiles para la implementación de diversas funcionalidades de procesamiento óptico de alta velocidad.
- **Aplicaciones lineales del SOA.** Aprovechando su capacidad como amplificador óptico económicamente rentable el cual ofrece niveles de ganancia que exceden los 30 [dB] con amplios anchos de banda de amplificación entre 60 [nm] a 120 [nm] y una flexibilidad de ubicación del pico de ganancia dentro del rango de 1250 [nm] a 1600 [nm] que abarca las principales ventanas ópticas de transmisión en los sistemas de comunicaciones ópticas.

El campo de aplicaciones que se está proyectando para los amplificadores ópticos de semiconductor es variado como resultado no sólo de la presencia de diferentes características atractivas sino también debido al desarrollo de estructuras fotónicas novedosas capaces de aprovechar de manera inteligente los diversos efectos no lineales y con ello potenciar su uso. No hay duda alguna que su mayor aprovechamiento ha sido encaminado al campo de las aplicaciones no lineales para la implementación de diversas funciones de procesamiento óptico que aprovechan la fuerte presencia de diversos efectos no linealidades (*SPG, SGM, XGM, XPM y FWM*) característicos en el SOA. Sin embargo, para el desempeño de procesos de amplificación “lineal” con SOAs, el prometedor panorama se ha visto obstaculizado injustamente por la presencia de esas no linealidades no siempre evitables cuando se desea aprovechar su máxima capacidad como amplificador. Además, como consecuencia de la relativamente lenta recuperación de la ganancia, una vez ocurrida su compresión durante un régimen de operación saturado, se da lugar a un desempeño menor durante el proceso de amplificación el cual es más severo en el caso de sistemas de transmisión multicanal. No obstante, diversos esfuerzos dentro del campo de la investigación han sido enfocados al desarrollo de soluciones ópticas novedosas capaces de contrarrestar, en la medida de lo posible, el efecto

degradante del comportamiento no lineal del SOA sobre el proceso de amplificación tanto para esquemas de transmisión monocanal y multicanal. Por lo tanto, con la finalidad de que los SOAs recuperen posición entre sus principales competidores, como elemento amplificador dentro de los sistemas de comunicaciones ópticas con múltiples canales, es necesario optimizar su comportamiento ya sea a través de nuevas técnicas de diseño que permitan incrementar el rango de operación lineal o mediante la definición de novedosos esquemas mitigadores de dichos efectos no lineales. En nuestro caso particular el principal efecto no lineal del SOA que más interesa corregir dentro del sistema de comunicaciones ópticas WDM analizado previamente es un fenómeno que dentro de la literatura se define como efecto *patterning* (Fig. 5.1).

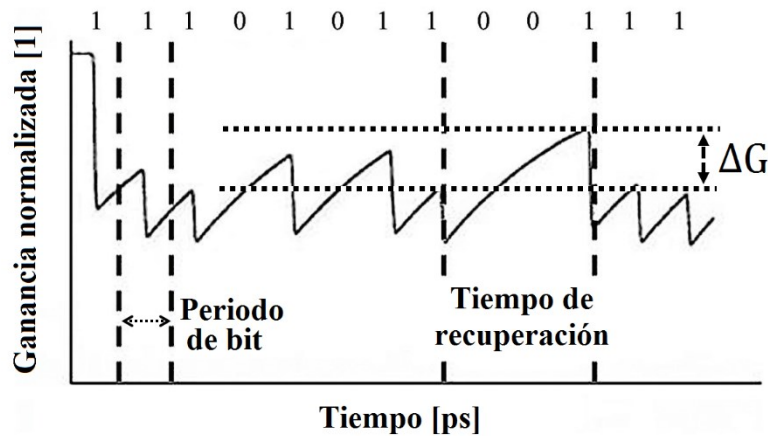


Fig. 5.1 Curva característica del comportamiento de la ganancia normalizada del SOA durante un proceso de compresión (*saturación*) de ganancia. En este estado de operación se conduce a una situación de dependencia del nivel de ganancia del SOA sobre las características del patrón o patrones de bits a la entrada sobre las señales ópticas de salida [134].

Este efecto *patterning* tiene su origen durante el proceso de modulación de la ganancia del SOA que es fuertemente influenciado por la interacción de varios canales ópticos WDM que llevan al SOA a operar en un estado de saturación o compresión de ganancia [99]. Además, la compresión o saturación de ganancia, principal característica que motiva la aparición de XGM, tiene asociado un tiempo de recuperación de la ganancia del SOA del orden de picosegundos que es altamente dependiente de las características presentes en el patrón o patrones de bits de entrada de los distintos canales ópticos presentes durante el proceso de amplificación. Incluso, su efecto negativo en procesos de amplificación multicanal es más severo conforme la tasa de transmisión y número de canales ópticos se va incrementando, ya que esto evita la recuperación completa de la ganancia del SOA a su nivel no saturado para las distintas señales ópticas.

A continuación, en la Tabla 5.1 se presentan las diversas técnicas mitigadoras del efecto *patterning*, originado por XGM del SOA, que se han aplicado tanto a escenarios que consideran un solo canal óptico como el caso más complejo que opera con múltiples canales ópticos.

Tabla 5.1 Clasificación de los diversos esquemas mitigadores del efecto *patterning* en un SOA utilizado en sistemas de transmisión ópticas monocanal y multicanal.

| Sistemas con un solo canal óptico | Sistemas de varios canales ópticos |
|--|---|
| <i>Esquemas basados en la conversión de cambios de fase generados por el SOA en cambios de amplitud mediante arreglos interferométricos.</i> | |
| -Utilización de interferómetro Mach-Zehnder asimétrico con desfase y retraso para conformar un elemento de filtrado e interferencias. La tasa de operación fue de 40 [Gb/s]. [135] | |
| <i>Utilización de una señal óptica continua o haz de contención modulado para acelerar la recuperación de la ganancia del SOA.</i> | |
| <p>-Utilización de un haz de contención modulado por XGM de un primer SOA utilizado para acelerar la recuperación de ganancia de un segundo SOA. La tasa de operación fue de 100 [Gb/s]. [136]</p> <p>-Mejora de la respuesta completamente óptica de un SOA mediante un haz de contención modulado dentro de un convertidor de longitud de onda interferométrico. Las tasas de operación fueron 160 [Gb/s] y 40 [Gb/s]. [137]</p> | <p>-Mejora del rango dinámico en la potencia de entrada de un SOA para amplificación óptica multicanal mediante un haz de contención no modulado. Se utilizaron 4 canales WDM a una tasa de 10 [Gb/s]. [138]</p> |
| <i>El uso de esquemas de modulación con una envolvente o amplitud constante que eviten modular la ganancia del SOA cuando este opera en un régimen saturado.</i> | |
| | <p>-Utilización de un modulador Mach-Zehnder para generar una señal óptica modulada en longitud de onda de amplitud constante a partir de una señal de datos y una señal de prueba. Se utilizaron 8 canales WDM y 8 canales ópticos de prueba extra a una tasa de 10 [Gb/s]. [139]</p> <p>-Utilización del esquema de modulación RZ-DPSK (<i>Return to zero- Differential Phase Shift Keying</i>) que presenta una potencia óptica constante que evita la presencia de XGM en el SOA. Se probó en un sistema WDM de 10 canales a 80 [Gb/s]. [140]</p> <p>- Utilización de esquemas de modulación DPSK y</p> |

| | |
|--|---|
| | POLSK (<i>Polarization Shift Keying</i>) en sistemas WDM para reducir fluctuaciones en la densidad de portadores en el SOA. [141] |
|--|---|

Implementación de un sistema de control de ganancia del SOA.

| | |
|--|--|
| | -Utilización de un esquema de control de ganancia óptica del SOA para incrementar el rango dinámico de la potencia en receptor. El esquema se probó en un sistema WDM de 4 canales ópticos operando a 25 [Gb/s]. [142] |
|--|--|

El diseño de esquemas de filtrado óptico que permitan modificar el espectro de la señal óptica afectada por la presencia de los diversas no linealidades del SOA.

| | |
|--|--|
| -Diseño y optimización del rendimiento de un filtro óptico tipo Lyot probado a una tasa de 10 [Gb/s]. [143] -Utilización de un lazo de fibra birrefringente probado a una tasa de 10 [Gb/s]. [144] [145] -Utilización de un filtro óptico paso banda sintonizable para aliviar el efecto de <i>patterning</i> debido a la saturación de ganancia del SOA para tasa de 20 [Gb/s] y 40 [Gb/s]. [146] | |
|--|--|

Mejora de los parámetros de diseño del SOA mediante modificaciones estructurales (longitud de amplificación y dimensiones de la región activa).

| | |
|---|--|
| -La utilización de SOA con mayor la longitud de propagación de la región activa permite reducir el tiempo de recuperación de la ganancia. [147] -Un diseño óptimo de las dimensiones físicas de la región activa del SOA permiten incrementar los tiempos de recuperación del SOA. [148] | |
|---|--|

Operación del SOA en un régimen altamente saturado y uso del efecto de potencia promedio de varios canales ópticos.

| | |
|--|--|
| | -Utilización del efecto de potencia promedio debido a varios canales ópticos para reducir las variaciones de potencia de entrada al SOA operando en régimen de saturación de ganancia intenso. El sistema se probó con hasta 32 canales WDM con diferentes tasas de transmisión por canal definidas en términos del tiempo recuperación del SOA. [149] |
|--|--|

Combinación de la respuesta del SOA con otros dispositivos fotónicos con respuesta complementaria.

| | |
|--|--|
| -Concatenación de un SOA y un modulador de electro-absorción (EAM) para corregir la lenta recuperación de portadores. La tasa de transmisión fue de 10 [Gb/s]. [150] | |
|--|--|

5.2. Planteamiento del problema.

Conociendo todo el estado del arte de las diversas técnicas mitigadoras de los efectos no lineales del SOA es posible analizar las posibles opciones que podrían considerarse para poder resolver el problema que se ha encontrado en el sistema de comunicaciones ópticas WDM propuesto para el estándar 400 GbE [26]. Las consideraciones que deben tomarse en cuenta al momento de discernir qué esquemas seleccionar se fundamentaron principalmente en un análisis sobre: principio de operación, complejidad, efectividad, restricciones, su viabilidad de implementación para el sistema de transmisión óptica bajo estudio y complejidad de implementación en el simulador utilizado para llevar a cabo las diversas pruebas de validación y efectividad del esquema utilizado para minimizar el efecto *patterning* multicanal.

Hasta este momento ya se tiene conformado un sistema de comunicaciones ópticas WDM con etapa de amplificación con SOA, resultado del trabajo desarrollado para el cumplimiento del primer objetivo planteado para este proyecto de investigación de doctorado, del cual se han identificado los principales problemas que enfrenta al utilizar al amplificador óptico de semiconductor para propósitos de amplificación óptica multicanal. El siguiente aspecto a abordar está relacionado con la parte medular y más importante de este proyecto de investigación de doctorado que tiene que ver con los procesos de investigación, implementación y validación de diversos esquemas mitigadores del efecto *patterning* multicanal asociado al SOA que afecta a los sistemas WDM de nueva generación que en nuestro caso viene representado por la arquitectura WDM 8x50 [Gb/s] propuesta para el estándar 400 GbE.

Para entender el efecto negativo que tiene la presencia de la modulación cruzada de ganancia del SOA en el rendimiento del sistema WDM se hace una descripción del fenómeno considerando la situación sobre un canal WDM. Cuando el primer pulso óptico correspondiente al “1” lógico del canal de interés entra al SOA este consumirá cierta cantidad de portadores libres los cuales serán repuestos a través de la inyección de corriente durante el proceso de amplificación. Si este primer bit “1” tiene una potencia suficientemente alta a la entrada del SOA, la mayoría de los portadores libres serán consumidos, lo cual dará como consecuencia una reducción en la ganancia máxima que proporciona el SOA. Por tanto, si el siguiente bit “1” de la señal de prueba no aparece después de varios ceros, que permitan que la ganancia del SOA se recupere completamente, este nuevo bit “1” no observará una amplificación o ganancia similar al primero. Por lo tanto, dependiendo de la secuencia de bits “1s” y “0s” presentes en la señal PRBS cada bit “1” de la

señal de prueba tendrá un nivel de amplificación distinto. Este efecto degradante es más complejo cuando se trabaja en sistemas de transmisión con varios canales ópticos, como es el caso del sistema de transmisión óptico WDM bajo estudio en este proyecto de investigación, ya que la interacción del campo óptico de entrada de cada canal influye en el medio activo lo que modifica las condiciones de operación sobre los otros canales. En consecuencia, ahora no sólo las propias variaciones en el patrón de bits del propio canal tendrán un impacto sobre el proceso de amplificación en sí misma, sino que además este se verá afectado por los demás canales. En la Fig. 5.2 se ejemplifica lo descrito anteriormente, particularizando el caso en un solo canal óptico de la señal óptica combinada WDM presente en el SOA. La señal óptica de un canal WDM a la entrada (Fig. 5.2a) del SOA presenta un patrón de bits con amplitudes similares en los bits “1s” y un diagrama de ojo (Fig. 5.2c) con una clara apertura. Después de pasar este canal WDM por el SOA, en un régimen de operación saturado, la señal óptica de salida (Fig. 5.2b) presenta niveles de amplitud distintos en los bits “1s” lo que da como consecuencia un diagrama de ojo (Fig. 5.2d) con una apertura más reducida que se traduce en un menor rendimiento en el sistema de detección.

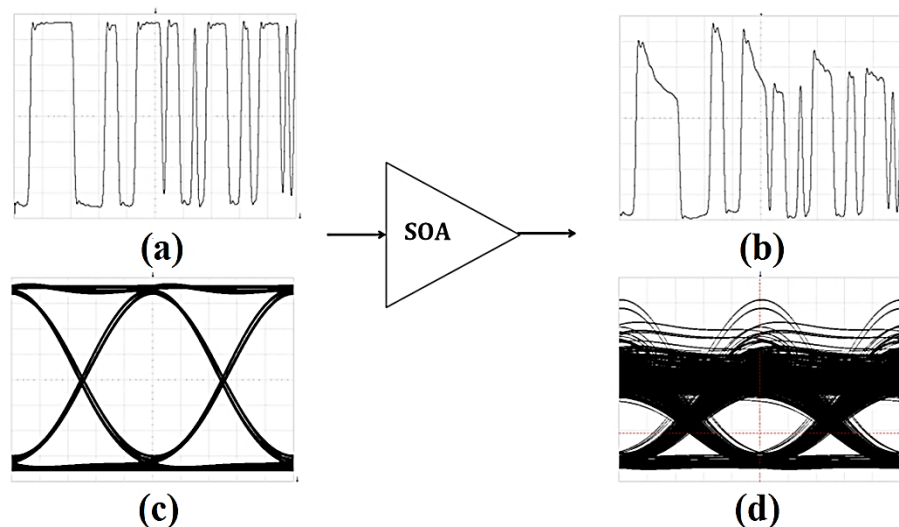


Fig. 5.2 Efecto *patterning* en amplificador óptico de semiconductor. (a) Señal óptica de entrada al SOA (*sin efectos no lineales*) (b) Señal óptica de salida al SOA (*con efectos no lineales*) (c) Diagrama de ojo de la señal óptica de entrada al SOA (*apertura del ojo sin estar afectada por la no linealidad del SOA*) (d) Diagrama de ojo de la señal óptica de salida al SOA (*apertura del ojo afectada por la no linealidad del SOA*).

Habiendo entendido lo anterior, las soluciones propuestas deben reducir las variaciones de amplitud presentes en cada uno de los canales WDM como consecuencia del efecto de modulación cruzada de ganancia del SOA que es fuertemente influenciado por todos los canales WDM presentes en la arquitectura. De lograr lo anterior, esto se traducirá en un mejor rendimiento del sistema WDM que permitirá contar un margen de mejora para futuras actualizaciones en los sistemas de comunicaciones ópticas. Esto último es importante de tener en cuenta ya que como vimos en los capítulos anteriores dichos

sistemas deberán tener mejores características para afrontar los incrementos en el tráfico de datos en Internet. Tomando en cuenta lo anterior, las condiciones de operación serán más estresantes en el proceso de amplificación con SOAs como consecuencia del incremento en potencia, tasa de transmisión y número de canales necesarios para cumplir con los requerimientos más exigentes en las capacidades de transmisión de las futuras redes de transporte. Para mostrar la efectividad de las soluciones propuestas y analizadas en el proyecto de investigación de doctorado se presentan las curvas de rendimiento, en términos logarítmicos de la BER, similares a las utilizadas en el estudio de factibilidad de implementación del sistema WDM 8x50 [Gb/s]. Estas permitirán contrastar los resultados del sistema WDM original con SOA con el escenario que considera la técnica mitigadora de XGM aplicada en el sistema WDM. Además, se presentan los diagramas de ojo para analizar de manera más directa la eficiencia que tienen las soluciones estudiadas en el trabajo de investigación doctorado para minimizar el efecto degradante en el rendimiento del sistema de comunicaciones ópticas WDM con etapa de amplificación con SOA.

5.3. Mitigación de XGM en procesos de amplificación con SOA en sistemas multicanal mediante etapas de filtrado óptico.

Una de las principales técnicas propuestas y analizadas en este proyecto de investigación de doctorado se basa en el uso de esquemas de filtrado a nivel óptico sobre las señales ópticas afectas por el efecto no lineal de XGM presente en el amplificador óptico semiconductor. El primer acercamiento llevado a cabo a través del uso de técnicas de filtrado óptico se basó en la modificación de la frecuencia central de un filtro óptico paso-banda de perfil Gaussiano, utilizado en la etapa de demultiplexación en la parte del receptor, con la finalidad de corregir las variaciones temporales de amplitud de la señal óptica de salida del SOA a través de la modificación del comportamiento del espectro de dicha señal óptica. La razón de emplear este método se apoya en los buenos resultados generados en otras investigaciones (Fig. 5.3) que mostraron mejorar las características de la señal óptica de salida afectada por el efecto de saturación de ganancia presente en el amplificador óptico de semiconductor [143].

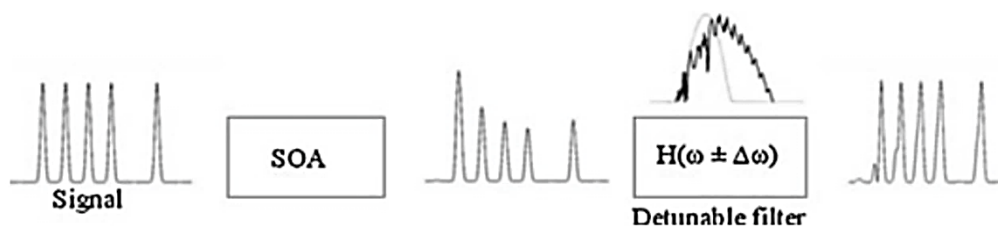


Fig. 5.3 Diagrama esquemático que muestra la configuración considerada para la corrección del efecto XGM del SOA a través de la modificación del espectro de la señal óptica mediante cambios en la frecuencia central de un filtro óptico paso banda $H(\omega \pm \Delta\omega)$ [146].

Se intentó emplear la misma técnica pero ahora para el caso abordado en nuestro trabajo de investigación que considera un sistema de transmisión óptica multicanal WDM. Para ello se modificó la parte del simulador encargada de implementar la etapa de filtrado en el demultiplexor y se incluyó un *offset* o desviación de la frecuencia central en las características de definición de la respuesta en frecuencia de este filtro DEMUX como se indica esquemáticamente en la Fig. 5.4. Las pruebas realizadas en este sentido consideraron una desviación de la frecuencia central del filtro tanto para frecuencias mayores y menores con respecto a la posición original que se encontraba centrada en la portadora óptica de cada canal WDM.

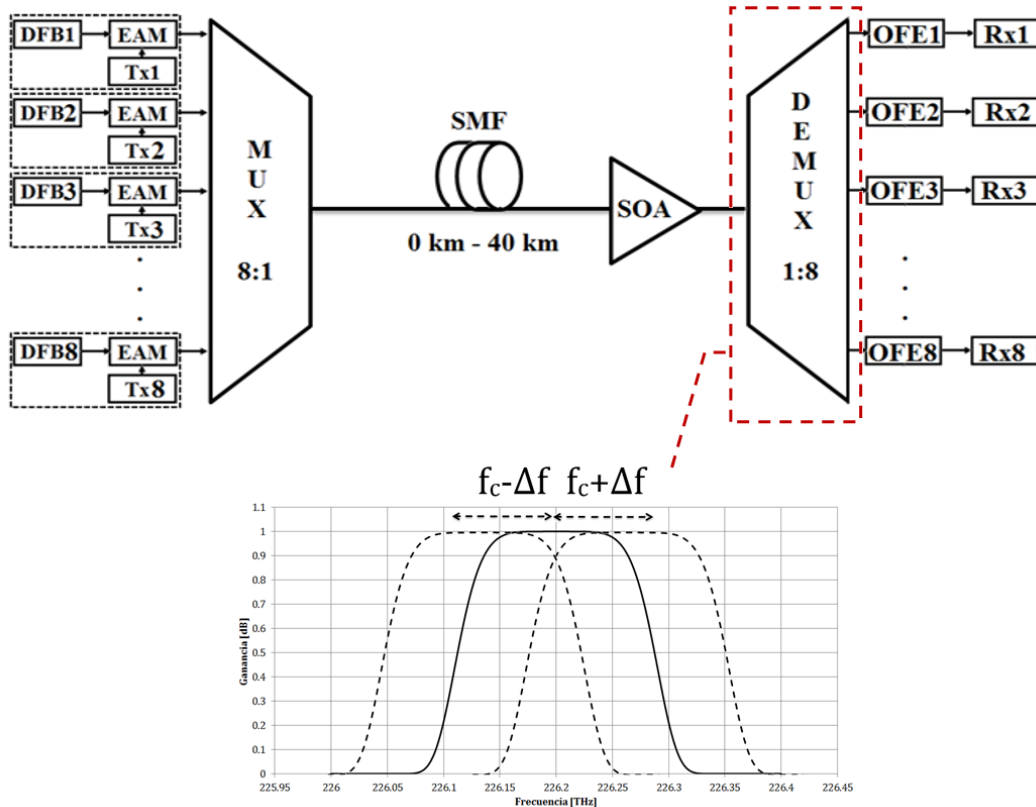


Fig. 5.4 Diagrama esquemático del esquema de filtrado óptico para la corrección del efecto no lineal del SOA bajo régimen saturado con un filtro óptico Gaussiano con desvío en la frecuencia central de la respuesta en frecuencia del demultiplexor.

Para determinar la efectividad de este esquema mitigador del efecto no lineal XGM del SOA sobre las señales ópticas WDM, se realizó una comparativa de las curvas que permite cuantificar el rendimiento del sistema en términos del factor de mérito dado por la tasa de bits erróneos (BER). Estas curvas de rendimiento corresponden tanto para el sistema WDM 8x50 [Gb/s], que es afectado por el efecto no lineal

de XGM, y el mismo sistema WDM pero considerando una etapa de filtrado óptico tipo paso banda con cierto nivel de desviación en la frecuencia central de la curva de respuesta en frecuencia del filtro.

Los resultados de las pruebas (Fig. 5.5) revelaron que este primer acercamiento para corregir el comportamiento alineal del amplificador óptico de semiconductor sobre la señal óptica de análisis, correspondiente al canal 8 (226.2 [THz]- 1325.34 [nm]), no mejoró el rendimiento observado en ese canal de manera apreciable con respecto al sistema 8x50[Gb/s] original. Además, se encontraron situaciones (desviaciones de ± 75 [GHz]) en las cuales el rendimiento del esquema de filtrado producía un peor desempeño que en el caso del sistema WDM original. Esto muestra que la inclusión de más canales ópticos WDM en el proceso de amplificación con SOA afecta la efectividad de esta etapa de filtrado óptico en el proceso de reducción del efecto de XGM ya que no se había considerado en las investigaciones realizadas con esta técnica.

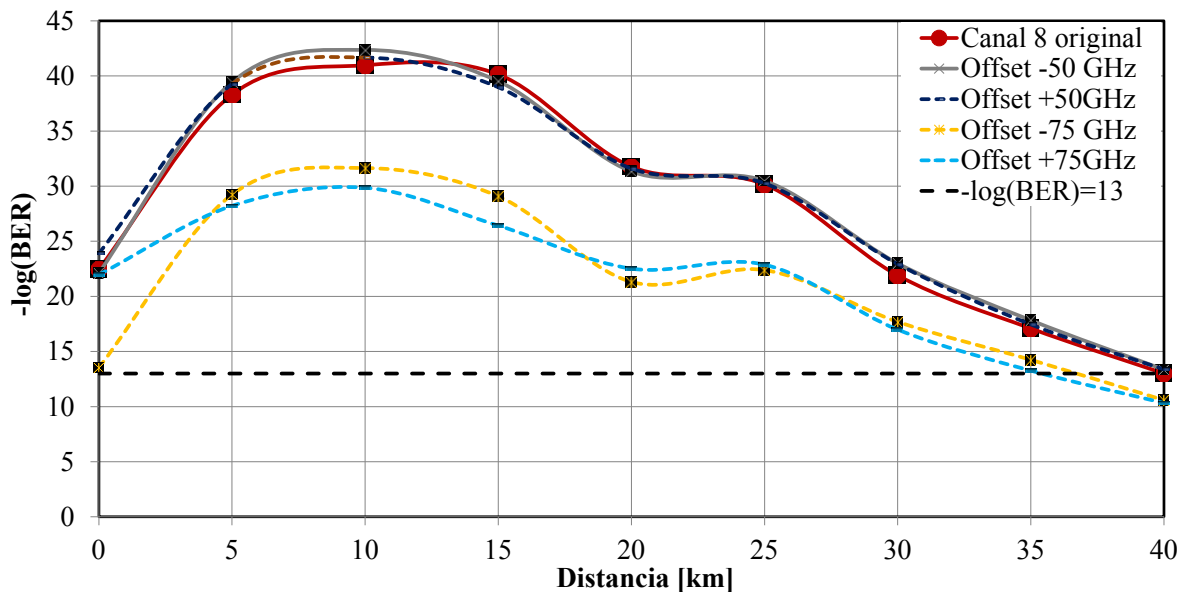


Fig. 5.5 Curvas de rendimiento del canal 8 (226.2 [THz]- 1325.34 [nm]) del sistema WDM original y considerando una etapa de filtrado paso banda óptica con diferentes desplazamientos de la frecuencia central.

La motivación para continuar con este esquema de filtrado a nivel óptico para corregir el efecto de XGM debido al SOA en sistemas multicanal, a pesar de los malos resultados obtenidos con el primer acercamiento, se encuentra justificada por las características observadas en el comportamiento del espectro óptico de una de las señales ópticas del sistema WDM (canal 8). Al comparar el espectro óptico de la señal óptica que ha sido afectada por XGM del SOA (Fig. 5.6a) con el caso ideal en el que no existe esa afectación del dispositivo fotónico de amplificación (Fig. 5.6b), resulta claro que de lograrse dicha

modificación a nivel espectral con una etapa de filtrado óptico será posible corregir o minimizar el efecto de XGM presente.

Lo anterior es una consecuencia del hecho de que cualquier modificación del espectro óptico de una señal óptica se verá reflejada en cambios en la forma de onda en el dominio del tiempo. Es decir, a pesar de que el SOA fue modelado dentro del simulador mediante un sistema acoplado de ecuaciones diferenciales temporales su efecto no solo se verá reflejado en variaciones no lineales de la envolvente del campo óptico sino que este tendrá asociado un espectro óptico que tiene correspondencia con las características de la señal temporal afectada por XGM. Por tanto, una modificación o corrección del espectro óptico de la señal afectada por XGM deberá reflejarse en un campo óptico cuya envolvente presente menores variaciones de amplitud debido a XGM ya que se tendrá a la salida de la etapa de filtrado óptico propuesta una señal óptica con características que darán como resultado un mejor comportamiento en el rendimiento observado en el sistema WDM.

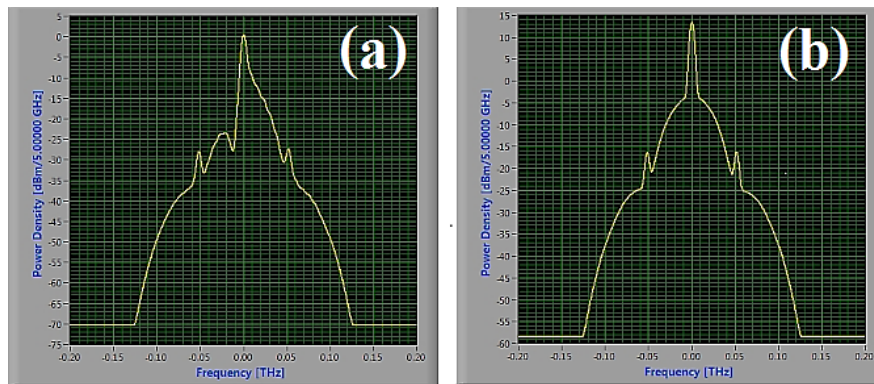


Fig. 5.6 Espectro óptico de la señal óptica correspondiente al canal 8 (226.2 [THz]- 1325.34 [nm]) del sistema WDM. (a) Afectada por las no linealidades del SOA. (b) Sin la presencia de los efectos no lineales del SOA.

En este caso lo que se propuso fue la implementación de un filtro “notch” o filtro muesca cuya respuesta en frecuencia característica presenta un pico de atenuación dentro de la banda de paso el cual permitiría corregir de manera selectiva las componentes de frecuencia del espectro óptico, generadas por XGM, presentes en la protuberancia observada en la Fig. 5.6a. Esto podría conformar un espectro óptico lo más parecido posible al de la figura Fig. 5.6b que representa el caso ideal sin afectación de XGM del SOA. El primer acercamiento para lograr la conformación de la respuesta en frecuencia de este filtro óptico fue a través de la superposición de los perfiles de dos filtros Gaussianos independientes que permitiesen controlar las características del nuevo filtro deseado como se muestra en la Fig. 5.7.

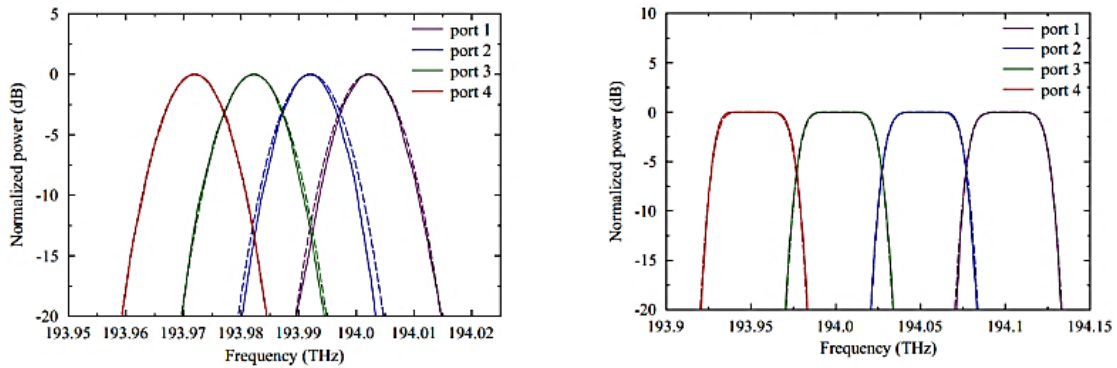


Fig. 5.7 Conformación de la respuesta en frecuencia de un filtro tipo “notch” a través del uso de filtros gaussianos.

Un ejemplo de este enfoque propuesto se presenta en la Fig. 5.8, que representa un caso posible para la conformación del filtro notch.

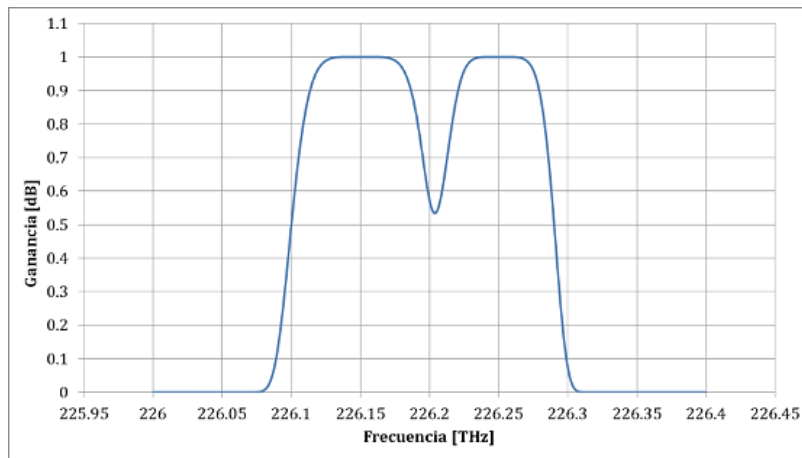


Fig. 5.8 Curva de la aproximación de la respuesta en frecuencia del filtro óptico tipo “notch” a través de dos filtros ópticos tipo paso banda Gaussianos.

Las diversas pruebas de optimización para validar la efectividad con este nuevo filtro óptico, diseñado para mejorar el comportamiento de las curvas de rendimiento observadas para el caso del sistema WDM 8x50 [Gb/s], no mostraron una mejora notable tanto en las curvas de rendimiento como en el comportamiento de los diagramas de ojo de las señales ópticas filtradas. Esto nos permitió entender que el problema observado en el sistema WDM era más complejo y su corrección a nivel de modificaciones en el espectro óptico afectado por XGM tomaba en cuenta diversas características que nuestro sistema de comunicaciones ópticas había alterado tanto la amplitud y fase de la señal óptica de entrada antes de ingresar al SOA. Esto último es importante de resaltar ya que en muchos casos las investigaciones llevadas a cabo con las diversas técnicas de mitigación de las no linealidades del SOA opera bajo

circunstancias que consideran pulsos ópticos ideales que no toman en cuenta los efectos presentes en los equipos transmisores, la fibra óptica y otros elementos previos a su ingreso al SOA.

No obstante, se siguió estudiando el uso de una etapa de filtrado a nivel óptico, pero utilizando otro enfoque para la conformación de la respuesta en frecuencia de un filtro óptico que permita minimizar el efecto de *patterning* cruzado observado en el espectro de la señal óptica de cada canal WDM. Este nuevo enfoque se basa en la obtención de una función de transferencia del SOA ($H_{SOA}(f)$), a partir de la cual es posible definir una función de transferencia complementaria que correspondería al filtro óptico anti-*patterning* o anti-XGM ($H_{Filter}(f)$), que permita lograr el objetivo que no se alcanzó con los otros esquemas de filtrado. El filtro óptico anti-XGM diseñado con la metodología descrita más adelante fue implementado en la etapa de filtrado que sustituye el filtro óptico del demultiplexor como se indica en la Fig. 5.9.

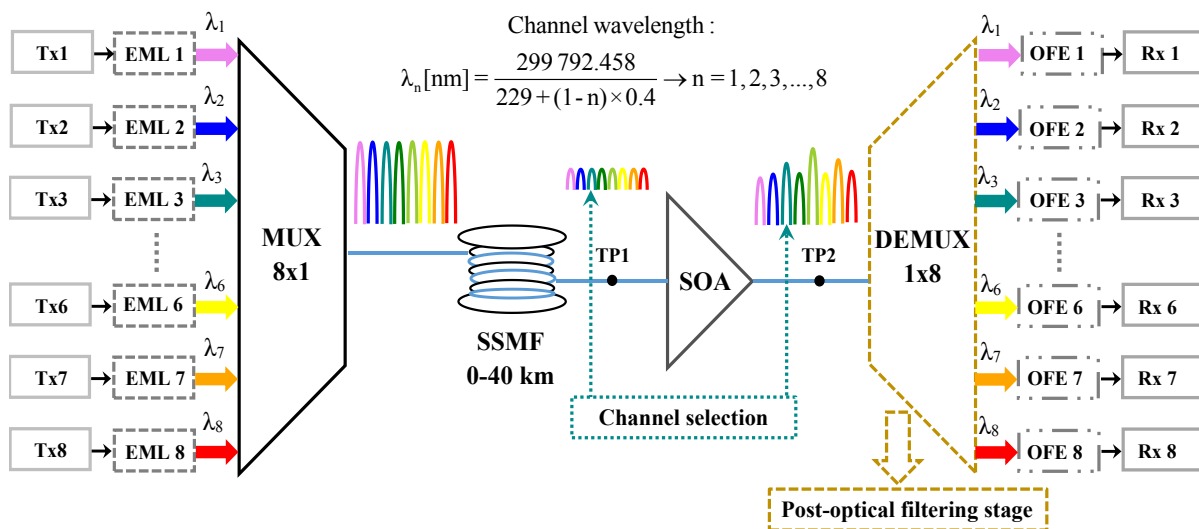


Fig. 5.9 Enlace de transmisión WDM 8x50 [Gb/s] propuesto para el estándar 400 GbE que considera una etapa de filtrado anti-XGM en el demultiplexor diseñada a partir de los espectros ópticos obtenidos en los puntos de prueba TP1 y TP2 [28].

El proceso de diseño y optimización de este tipo de filtros ópticos anti-XGM representa una de las principales contribuciones de este trabajo de investigación doctoral. A diferencia de otras investigaciones que abordan el mismo problema, este nuevo enfoque abre nuevas metodologías que no se restringen al uso de filtros ópticos típicos cuyas funciones de transferencia son bien conocidas y fáciles de implementar mediante diversas técnicas. Además, el escenario de simulación utilizado modela un sistema de comunicaciones ópticas WDM de forma más precisa lo cual afecta las características de amplitud y fase de cada una de las señales ópticas que conforman a la señal WDM que luego serán amplificadas por el SOA. Lo anterior es importante de resaltar ya que en la mayoría de las pruebas llevadas a cabo por otros

investigadores asumen condiciones de operación menos complejas en el SOA ya sea por utilizar escenarios con un solo canal o por la utilización de pulsos ópticos ideales que no se han visto afectados por otros elementos ópticos previamente a la entrada del SOA.

Por otra parte, si bien el uso de funciones de transferencia para la caracterización de la respuesta en frecuencia de sistemas lineales es más común, su extensión al estudio de regímenes no lineales es también utilizada como una aproximación al comportamiento a lineal. Aunque sería deseable utilizar técnicas de estudio de sistemas no lineales, estos se han visto limitados por las dificultades generadas en la obtención de la función de transferencia de forma práctica para este tipo de sistemas no lineales, así como los problemas de interpretación y presentación de los resultados. [151]

Como veremos más adelante, los filtros anti-XGM, diseñados con la metodología propuesta, presentan características distintas en su respuesta en frecuencia para cada distancia de transmisión, longitud de la fibra óptica, del sistema WDM 8x50 [Gb/s] propuesto. Lo anterior es consecuencia de los cambios generados en las condiciones de potencia de entrada bajo las cuales opera el SOA ya que este fue utilizado como pre-amplificador para mejorar la sensibilidad del equipo receptor. Los niveles de potencia de operación de entrada a la fibra óptica establecidas para el sistema WDM 8x50 [Gb/s] propuesto en conjunto con los niveles de atenuación de la fibra óptica producen niveles de potencia de entrada al SOA de entre 2.975 [dBm] a -11.025 [dBm] para la distancia de transmisión considerada. Al comparar estos niveles de potencia de entrada al SOA con la curva característica de ganancia del SOA como función la potencia de entrada (Fig. 5.10) notamos que la zona de operación del SOA, que forma parte de nuestro sistema WDM 8x50 [Gb/s], se localiza principalmente dentro de la zona no lineal o saturada del SOA. Como se observa en esa figura a medida que la distancia de operación se incrementa la zona de operación del SOA se va acercando más al régimen lineal o no saturado.

La Fig. 5.10 permite concluir que si bien el SOA es un elemento diseñado para propósitos de amplificación, dentro de la zona lineal, no siempre es posible asegurar que este opere dentro de dicha zona ya que existen otros procesos de optimización del presupuesto de potencia ajenos al SOA que dan como resultado una ubicación dentro de la zona saturada de este dispositivo fotónico.

En consecuencia a todo lo anterior se justifica el hecho de que no es posible utilizar el mismo filtro anti-XGM diseñado para una distancia, por ejemplo, de 5 [km] que para una distancia de 40 [km]. La dificultad de lograr lo anterior no sólo se ve influenciado por estos cambios en la zona de operación del SOA sino también debido a los cambios generados por los demás componentes que integran al sistema WDM 8x50 [Gb/s] sobre las características de amplitud-fase de los distintos canales ópticos lanzados a través de la fibra óptica. Un ejemplo claro de esto último tiene que ver con los distintos niveles de dispersión

acumulada que cada uno de los canales sufre conforme estos se propagan en la fibra óptica que esta antes del SOA.

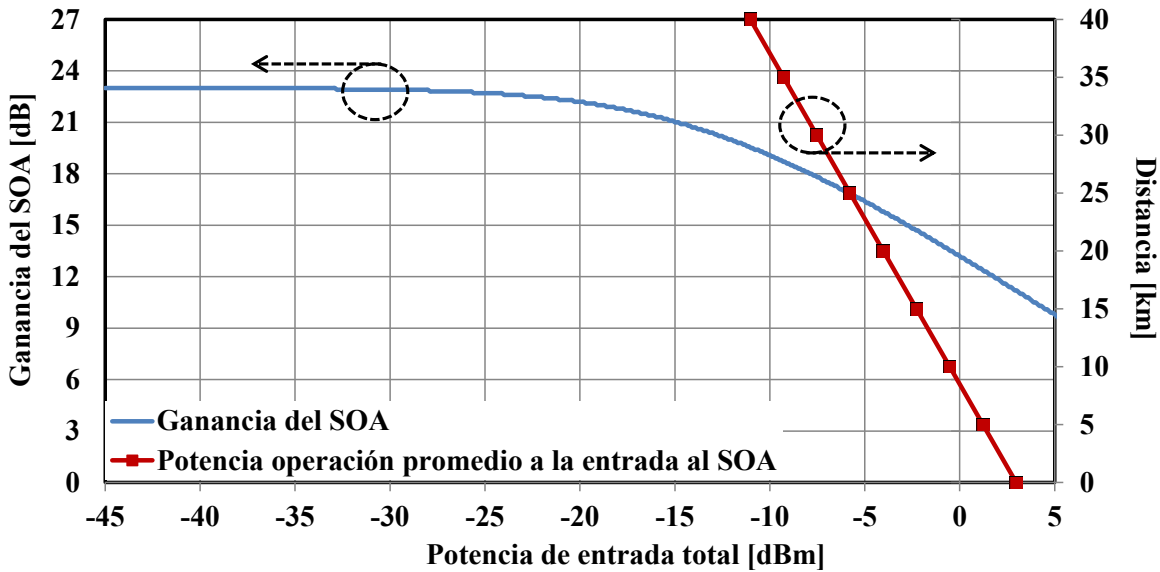


Fig. 5.10 Comportamiento de la ganancia del amplificador óptico de semiconductor como función de la potencia de entrada total promedio. Los niveles específicos de potencia de entrada totales promedio al SOA bajos los cuales opera en el sistema de comunicaciones ópticas WDM 8x50 [Gb/s] están ubicados mayormente en la zona no lineal para todo el rango de distancia considerado de 0 a 40 [km].

Anteriormente vimos que el desempeño del sistema WDM 8x50 [Gb/s] era distinto en el escenario que se consideraba a la fibra óptica con sus efectos dispersivos-atenuantes y aquel caso que solamente consideraba la atenuación de la fibra óptica. Como se podrá ver el problema abordado en este proyecto de investigación de doctorado no sólo involucra al amplificador óptico de semiconductor sino también a otros factores que influyen en el desempeño de este componente fotónico. Sin embargo, la gran ventaja y principal aporte que presentan las soluciones propuestas en este proyecto de investigación doctoral para el combate del efecto degradante que tiene el SOA sobre el sistema WDM tiene que ver con el hecho de estas no se ven limitadas por la presencia de estos efectos negativos extra que acompañan a los del SOA.

Por otro lado, la Fig. 5.11 muestra el comportamiento típico de la potencia de salida del SOA como función de la potencia de entrada. En ella se observa que la región lineal de operación del SOA se limita a potencias de entrada menores a -15 [dBm]. Conforme esta se va incrementando más, la potencia de salida ya no es proporcional a la potencia de entrada. Además, en la misma Fig. 5.11 se indica cuáles son los niveles de potencia de entrada bajo los cuales está operando el SOA en nuestro sistema de comunicaciones ópticas WDM 8x50 [Gb/s].

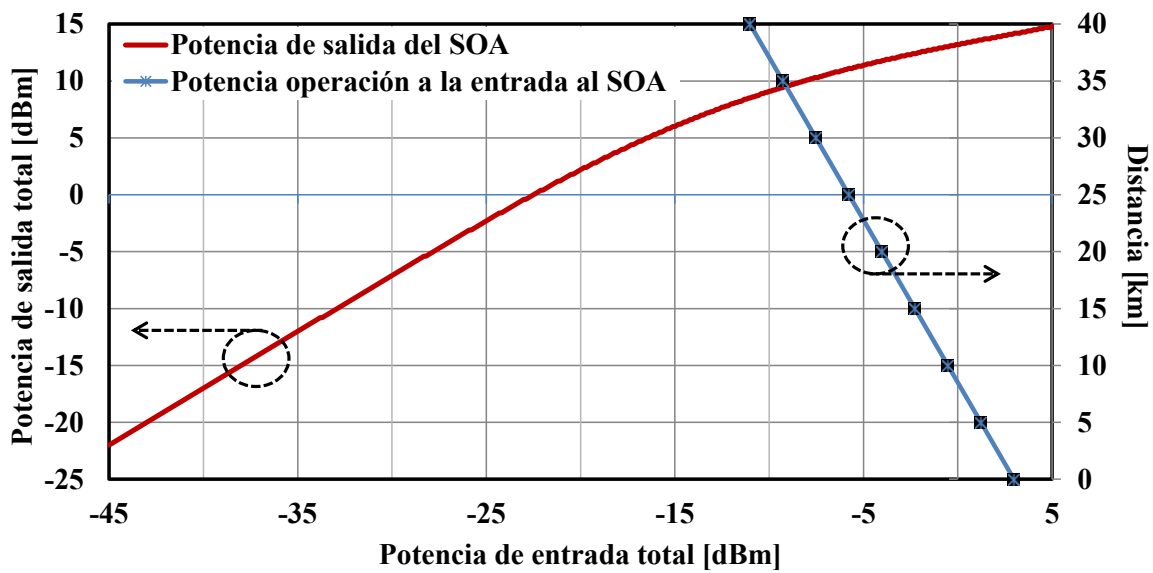


Fig. 5.11 (a) Curva característica de potencia de salida del SOA como función de la potencia de total promedio entrada. (b) Potencia de entrada total promedio al SOA en el sistema WDM 8x50 [Gb/s] para el rango de distancias de transmisión consideradas.

En este caso se verifica nuevamente que estamos operando dentro de la zona no lineal del SOA. Sin embargo, se nota que la zona no lineal características del SOA presenta un comportamiento cuasi-lineal dentro de las potencias de entrada que se están manejando en el sistema WDM. Además, considerando que las variaciones de potencia generadas por las contribuciones individuales de cada canal óptico WDM en torno al valor promedio de operación del SOA generan cambios relativos de la ganancia permite que estos se restrinjan a un margen estrecho. En consecuencia, pequeñas variaciones de potencia crea pequeñas modulaciones de ganancia del SOA. Por tanto, la aproximación lineal llevada a cabo con el enfoque basado en el cálculo de la función de transferencia para el cálculo de la función de transferencia resulta válida.

Continuando con la definición de la función de transferencia ($H_{\text{Filter}}(f)$) del filtro anti-*patterning* o anti-XGM, debe tenerse presente que este filtro óptico debe ser de tipo pasivo, evitando la necesidad de generar más consumo de energía al sistema, y debe realizar un proceso de modificación a nivel espectral que corrija la respuesta en frecuencia del SOA que considera la existencia de los efectos no lineales. Para determinar la función de transferencia del filtro anti-XGM se siguió el siguiente procedimiento que se ilustra en la Fig. 5.12 y que se describe a continuación.

1. Se filtra la señal óptica de entrada y salida al SOA de un canal "j" WDM en particular mediante un filtro Gaussiano sin pérdidas con un ancho de banda de 175 [GHz] aplicado en los puntos de prueba TP1 y TP2 (Fig. 5.9). Estas señales representan el campo óptico de

entrada $\xi_{in}^j(t)$, no afectado por el SOA (Fig. 5.12a), y salida $\xi_{out}^j(t)$ (Fig. 5.12b) que ya ha sido afectado por el comportamiento no lineal del SOA debido a la interacción de los demás canales ópticos que conforman a la señal combinada WDM. Este proceso no modifica el proceso de operación del sistema WDM y amplificación del SOA ya que es una prueba realizada a nivel numérico dentro del simulador.

2. A partir de la información de amplitud y fase de los campos ópticos anteriores $\{\xi_{in}^j(t), \xi_{out}^j(t)\}$ (Fig. 5.12a) se obtienen sus correspondientes espectros ópticos $\{E_{in}^j(f), E_{out}^j(f)\}$ en el dominio de la frecuencia a través del cálculo de la transformada de Fourier del campo (FFT).

$$E_{in}^j(f) = \text{FFT}[\xi_{in}^j(t)] = A_{in}^j(f) \exp(i\Phi_{in}^j(f)) \quad (5.1)$$

$$E_{out}^j(f) = \text{FFT}[\xi_{out}^j(t)] = A_{out}^j(f) \exp(i\Phi_{out}^j(f)) \quad (5.2)$$

3. Con base en los espectros ópticos anteriores se obtiene la función de transferencia del SOA definida como el cociente entre el espectro óptico de salida $\{E_{out}^j(f)\}$ entre el espectro óptico de entrada $\{E_{in}^j(f)\}$.

$$H_{SOA}^j(f) = \frac{E_{out}^j(f)}{E_{in}^j(f)} = \frac{A_{out}^j(f) \exp(i\Phi_{out}^j(f))}{A_{in}^j(f) \exp(i\Phi_{in}^j(f))} \quad (5.3)$$

Algunas cuestiones importantes a tener en cuenta con el cálculo de la función de transferencia del SOA son las siguientes:

- La función de transferencia del amplificador óptico de semiconductor, calculada con la metodología, permite entender la respuesta en frecuencia del dispositivo óptico sobre un canal óptico WDM particular.
- Dicha función de transferencia puede ser calculada considerando diferentes condiciones de operación del SOA tanto en régimen lineal como no lineal a partir de la misma expresión (5.3).

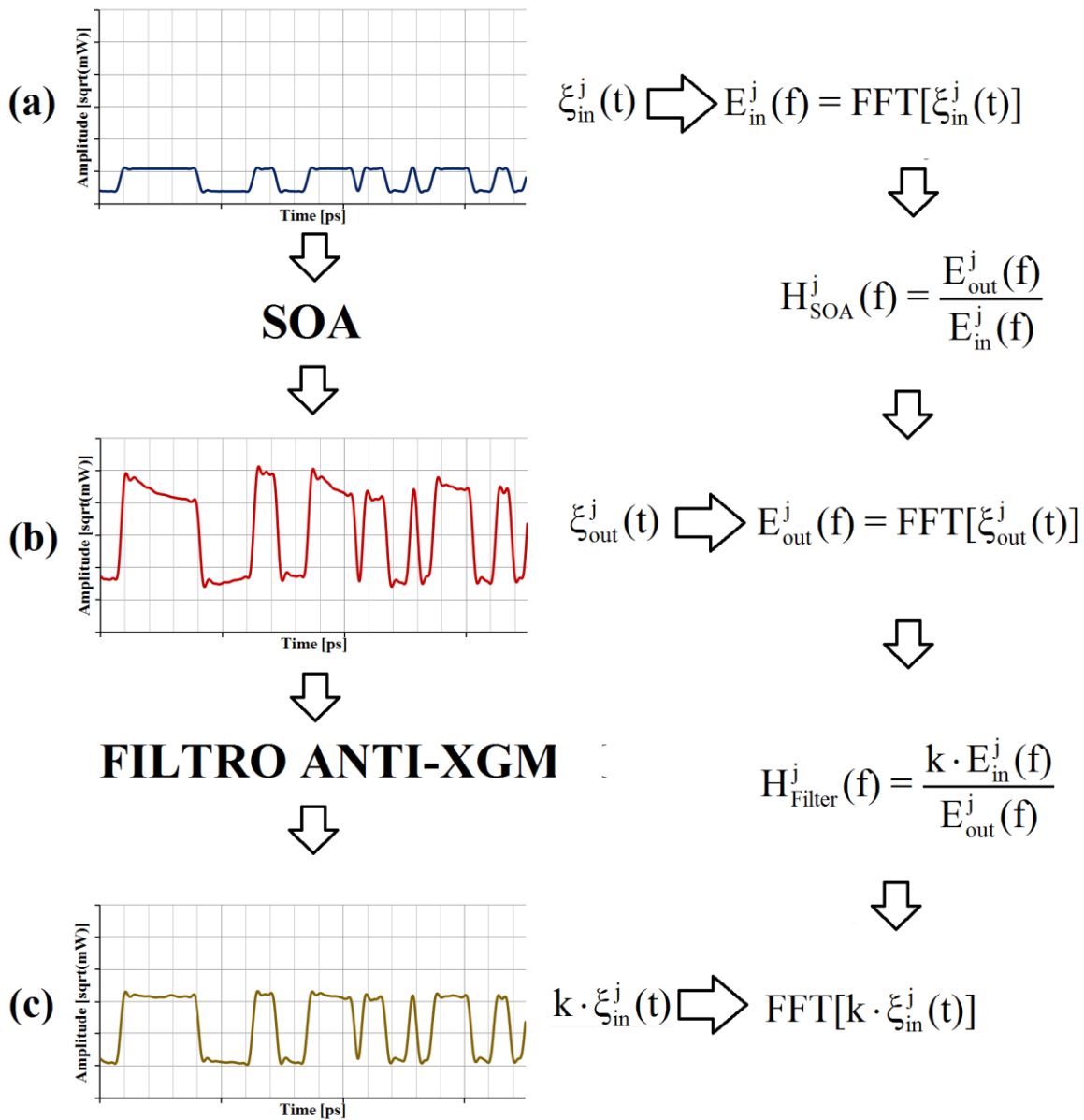


Fig. 5.12 Diagrama esquemático del proceso de corrección del efecto *patterning* con una etapa de filtrado óptico. (a) Campo óptico de entrada al SOA (b) Campo óptico de salida del SOA (Campo óptico de entrada al filtro anti-XGM) (c) Campo óptico de salida del filtro anti-XGM.

Ahora para determinar la función de transferencia del filtro anti-XGM se sigue una definición similar que en el caso para la obtención de $H_{SOA}(f)$. Sin embargo, aquí se deben tomar en cuenta ciertas consideraciones en el proceso de determinación de este filtro anti-XGM. En primer lugar, la señal óptica de salida del SOA (Fig. 5.12b) representa el campo óptico de entrada al filtro anti-XGM $[\xi_{in}^j(t)]_{Filter} =$

$[\xi_{out}^j(t)]_{SOA}$, entonces el espectro óptico de entrada del filtro anti-XGM corresponde con el calculado con la FFT $\{E_{out}^j(f)\}$. Después, para el caso de la señal óptica de salida del filtro óptico anti-XGM se utilizó como referencia el campo óptico de entrada al SOA $[\xi_{in}^j(t)]_{SOA}$ ya que este no ha sido afectado por el efecto no lineal XGM. Sin embargo, se debe notar en la Fig. 5.12a que este campo óptico de entrada al SOA tiene una envolvente del campo óptico con menor amplitud a la del campo óptico de salida (Fig. 5.12b). Por tanto, es necesario incluir un factor que permita incrementar la amplitud del campo óptico de entrada para poder maximizar la amplitud del campo óptico de salida que se puede obtener del filtro anti-XGM (Fig. 5.12c).

4. Por lo tanto, se incluye un factor de amplificación “k” que permita controlar el nivel del campo óptico de salida del filtro anti-XGM de tal forma que se pueda aprovechar la mayor parte del proceso de amplificación con el SOA sobre la señal óptica de salida del filtro. Con ello, la expresión que permite calcular la función de transferencia del filtro anti-XGM queda definida como:

$$H_{Filter}^j(f) = \frac{k \cdot E_{in}^j(f)}{E_{out}^j(f)} = \frac{k \cdot A_{in}^j(f) \exp(i\Phi_{in}^j(f))}{A_{out}^j(f) \exp(i\Phi_{out}^j(f))} \quad (5.4)$$

Una forma de comprender la importancia que tiene dicho factor “k” dentro del procedimiento de diseño anterior se presenta a continuación. Para ello consideremos los siguientes casos particulares en el valor que puede adquirir el factor “k”.

Consideremos el siguiente ejemplo que plantea la situación de un campo óptico de entrada (Fig. 5.16a), afectado por XGM, con un espectro de amplitud dado por curva en azul de la Fig. 5.13. Ahora asumiendo un factor $k=0.5$ que modificará la amplitud del campo óptico de entrada al SOA, no afectado por XGM, el cual será utilizado como campo óptico de salida del filtro anti-XGM. En este caso el campo óptico esperado a la salida del filtro anti-XGM estaría dado por la Fig. 5.16b cuyo espectro de salida correspondería con el indicado en la curva en rojo de la Fig. 5.13. Recordando la ecuación (5.4) que define la forma en que se calcula la respuesta en frecuencia del filtro anti-XGM notamos que esta se obtiene a partir del cociente de amplitudes del espectro de salida (curva en rojo Fig. 5.13), afectada por el factor k, y el espectro de entrada (curva en azul Fig. 5.13). En esta situación, debe resultar claro que debido a que el espectro de salida del filtro anti-XGM presenta un nivel de amplitud menor al de entrada, el correspondiente cociente de amplitudes será menor a la unidad. Por tanto, la magnitud del filtro anti-XGM resulta ser menor a la unidad, filtro pasivo con ganancia menor a uno, y el resultado que se obtendría de

aplicar dicho filtro anti-XGM sería un campo óptico con menor amplitud a la salida tal y cómo se indica en la Fig. 5.16b.

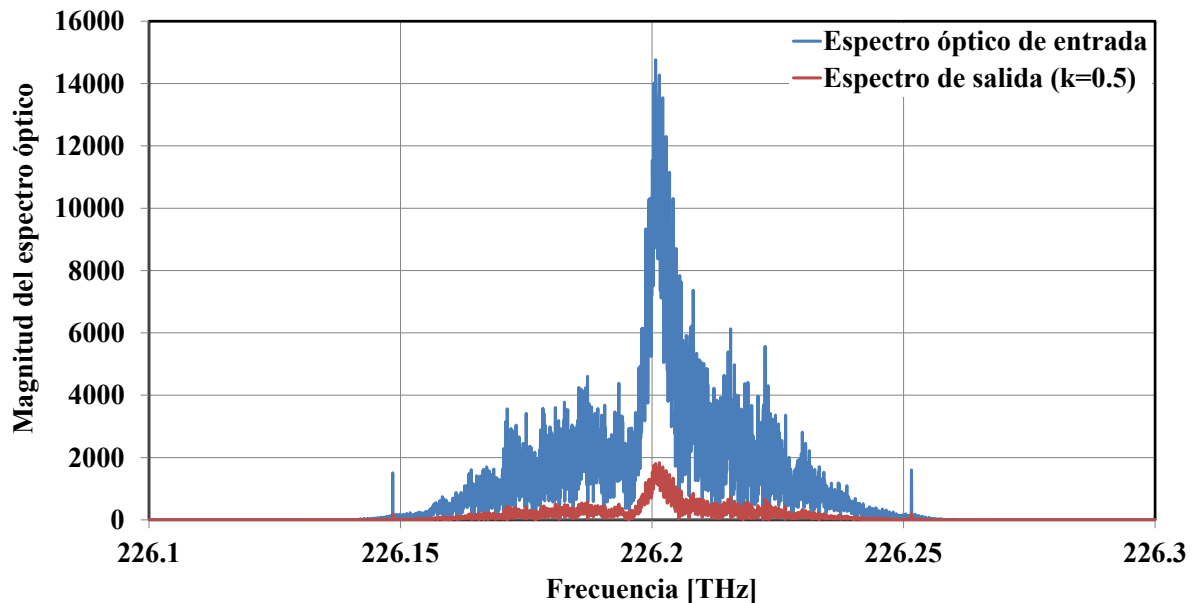


Fig. 5.13 Representación gráfica de la magnitud de los espectros ópticos de entrada (curva en azul) y salida (curva en rojo) al filtro anti-XGM. Un factor $k=0.5$ fue considerado en el espectro de salida y una distancia de 3 [km].

Ahora asumiendo un factor $k=1.5$ para modificar la amplitud del campo óptico de salida del filtro anti-XGM. En este caso el campo óptico esperado a la salida estaría dado por la Fig. 5.16c cuyo espectro de salida correspondería con el indicado en la curva en rojo de la Fig. 5.14. En esta situación, al realizar el cociente de amplitudes del espectro de la curva en rojo, salida del filtro, y del espectro de la curva en azul, entrada del filtro, tendríamos valores de ganancia del filtro anti-XGM muy cercanos a la unidad. Sin embargo, a pesar de que aseguramos un comportamiento de filtro pasivo, dada la ganancia menor a 1, tendríamos una respuesta a la salida dada por el campo óptico de la Fig. 5.16c. Por tanto, al comparar este espectro de salida con el que originalmente se tenía a la entrada del filtro anti-XGM notamos una reducción de la amplitud del campo óptico. Esto último daría como consecuencia un rendimiento menor debido a la ganancia menor a la unidad del filtro anti-XGM. Es decir, a pesar de que el filtro anti-XGM produce un campo óptico de salida con menores variaciones de amplitud por efecto de XGM su potencia óptica recibida resultaría menor, lo que se vería reflejado en un menor rendimiento.

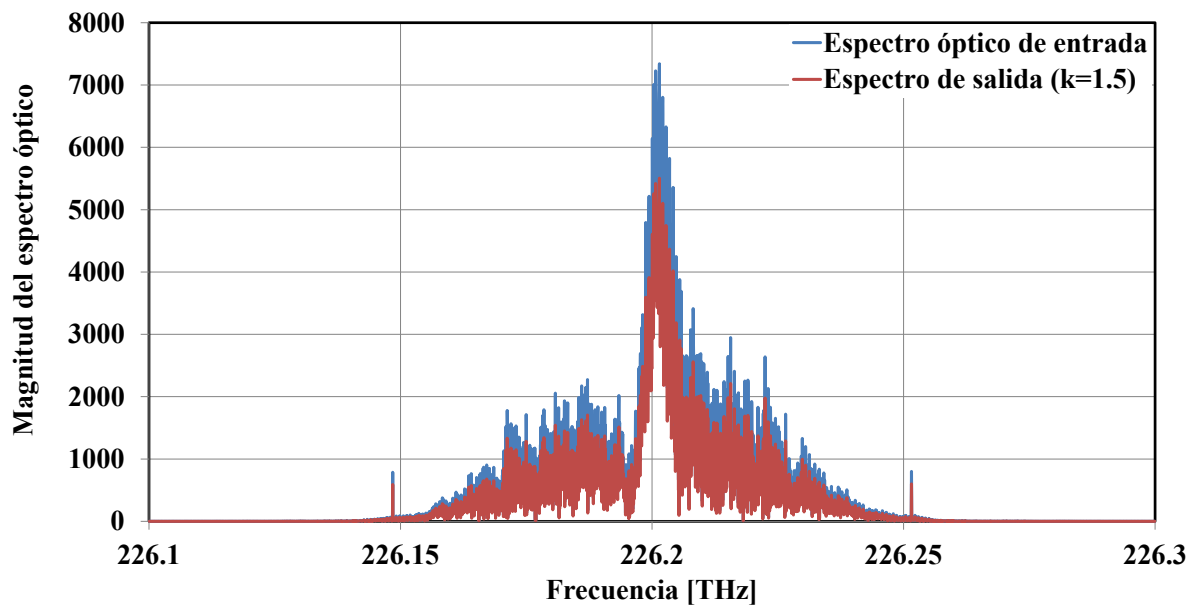


Fig. 5.14 Representación gráfica de la magnitud de los espectros ópticos de entrada (curva en azul) y salida (curva en rojo) al filtro anti-XGM. Un factor $k=1.5$ fue considerado en el espectro de salida y una distancia de 3[km].

Por último, consideremos la situación en la que utilizamos un factor $k=10$. El campo óptico de salida que se esperaría a la salida del filtro anti-XGM estaría dado por el mostrado en la Fig. 5.16d. En el caso del espectro asociado a dicho campo óptico, este estaría dado por la curva en rojo de la Fig. 5.15. Por tanto, al momento de realizar el cálculo de la respuesta en frecuencia del filtro anti-XGM dado por la ecuación (5.4) a partir de las amplitudes relativas de los campos ópticos presentados en la Fig. 5.15 nos daría como resultado niveles de ganancia del filtro mayores a 1. Esto último, representaría un filtro óptico activo ya que el nivel de ganancia calculado resulta ser mayor a 1. Sin embargo, la solución propuesta se debe restringir al caso de un filtro pasivo que no requiera de más energía de la que ya se le aportó al amplificador óptico de semiconductor.

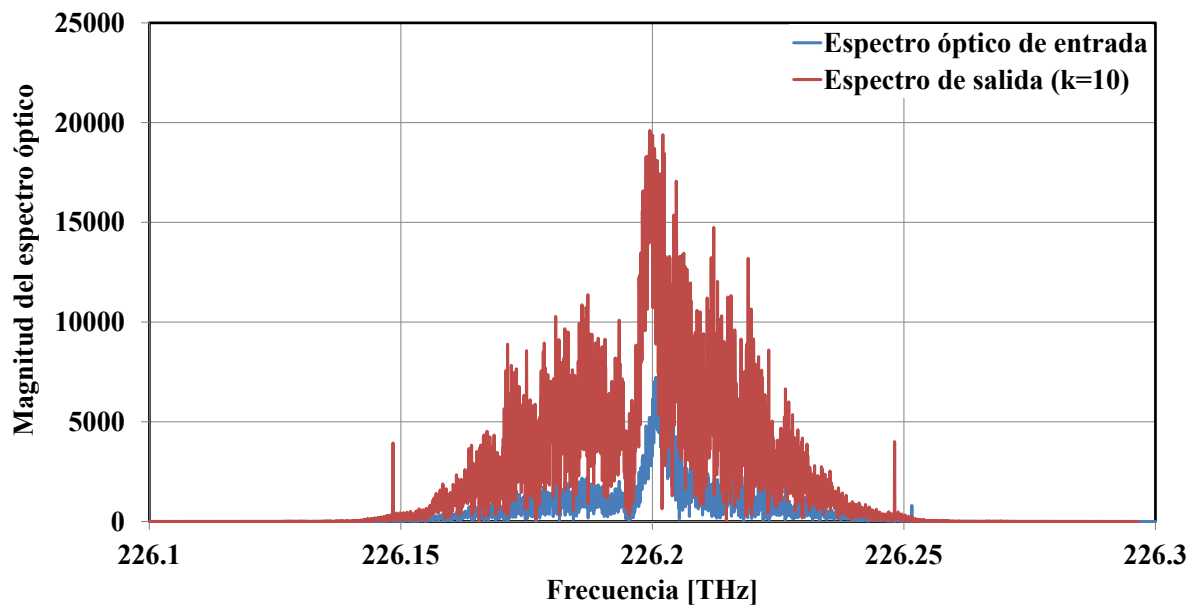


Fig. 5.15 Representación gráfica de la magnitud de los espectros ópticos de entrada (curva en azul) y salida (curva en rojo) al filtro anti-XGM. Un factor $k=10$ fue considerado en el espectro de salida y una distancia de 3[km].

Como pudimos ver este factor “ k ” es quizá uno de los factores más críticos en el diseño de los filtros anti-XGM ya que este influye no solo en las características de amplitud del campo óptico de salida sino también tendrá un impacto en el correspondiente espectro de dicha señal óptica. Esto último, es particularmente importante ya que es justamente con este espectro con el que se determina parte de la función de transferencia del filtro anti-XGM. Además, el objetivo de esta solución se debe restringir a la mitigación del efecto no lineal de XGM presente en las variaciones de amplitud del campo óptico de entrada con la finalidad de maximizar el desempeño del sistema WDM que haga uso de este esquema de filtrado. Para lograr esto último, es necesario llevar a cabo un proceso de optimización de la respuesta en frecuencia del filtro anti-XGM que permita por un lado combatir la degradación inherente del SOA sobre cada canal óptico WDM y por otro parte reducir la complejidad que presentan las curvas de respuesta del filtro anti-XGM.

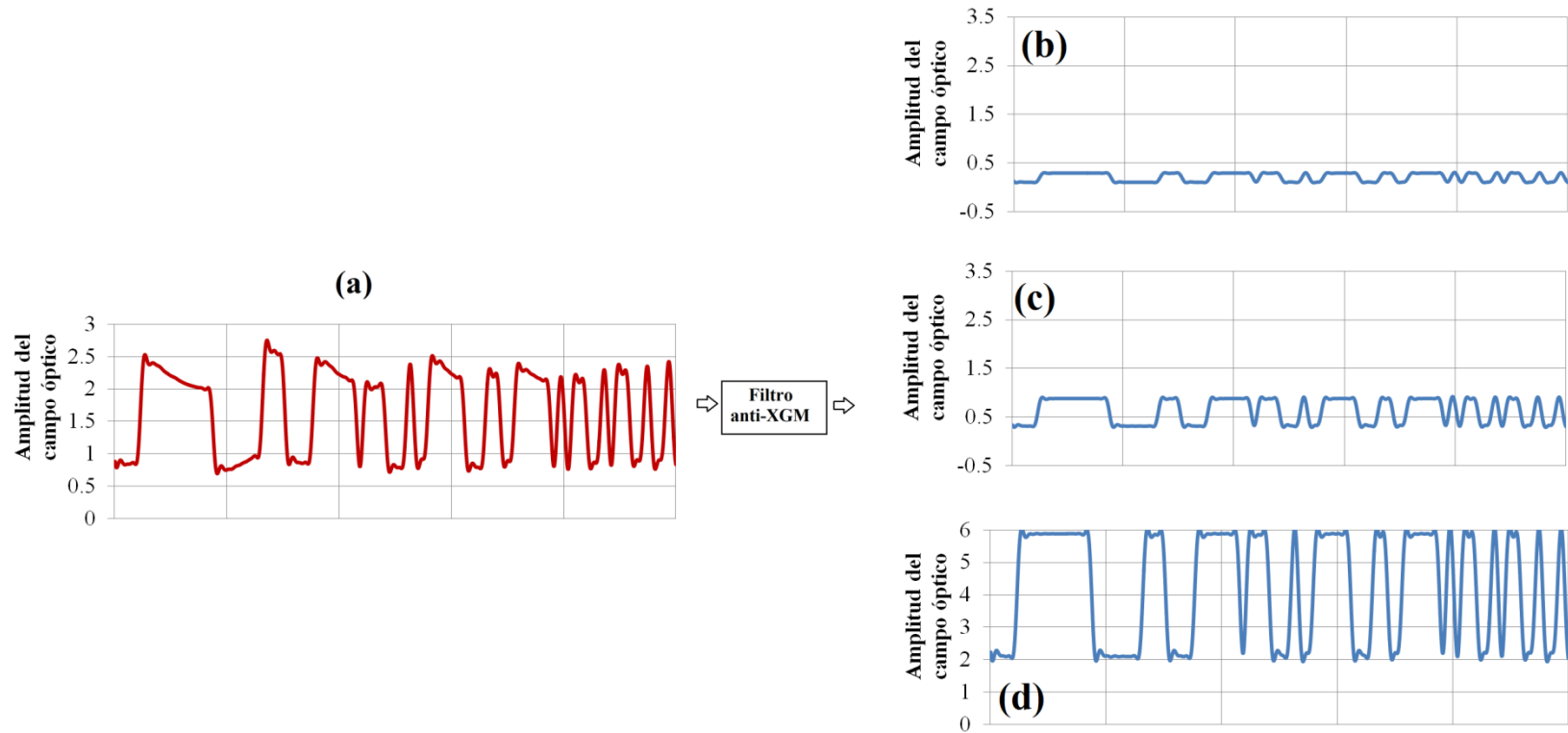


Fig. 5.16 (a) Campo ópticos de entrada y posibles campos ópticos de salida del filtro anti-XGM para diversos escenarios en el valor del factor “k”. (b) $k < 1$, (c) $k > 1$ ($k = 1.5$), (e) $k \gg 1$ ($k = 10$).

Debido a que se está considerando un filtro óptico anti-XGM pasivo no se espera que este filtro genere una ganancia sobre el campo óptico de entrada al filtro a su salida. Sin embargo, este filtro considera las mismas pérdidas establecidas en el filtro del DEMUX de 3[dB] cuando se aplica sobre la señal óptica afectada por XGM. Lo anterior es necesario para poder realizar una comparativa justa entre el rendimiento observado en el sistema WDM original y el escenario que considera la etapa de filtrado anti-XGM. Las gráficas de la función de transferencia de un filtro anti-XGM, obtenidas con la metodología descrita anteriormente, se muestran en las Fig. 5.17a y Fig. 5.17b que representan la respuesta en frecuencia de ganancia y fase del filtro anti-XGM.

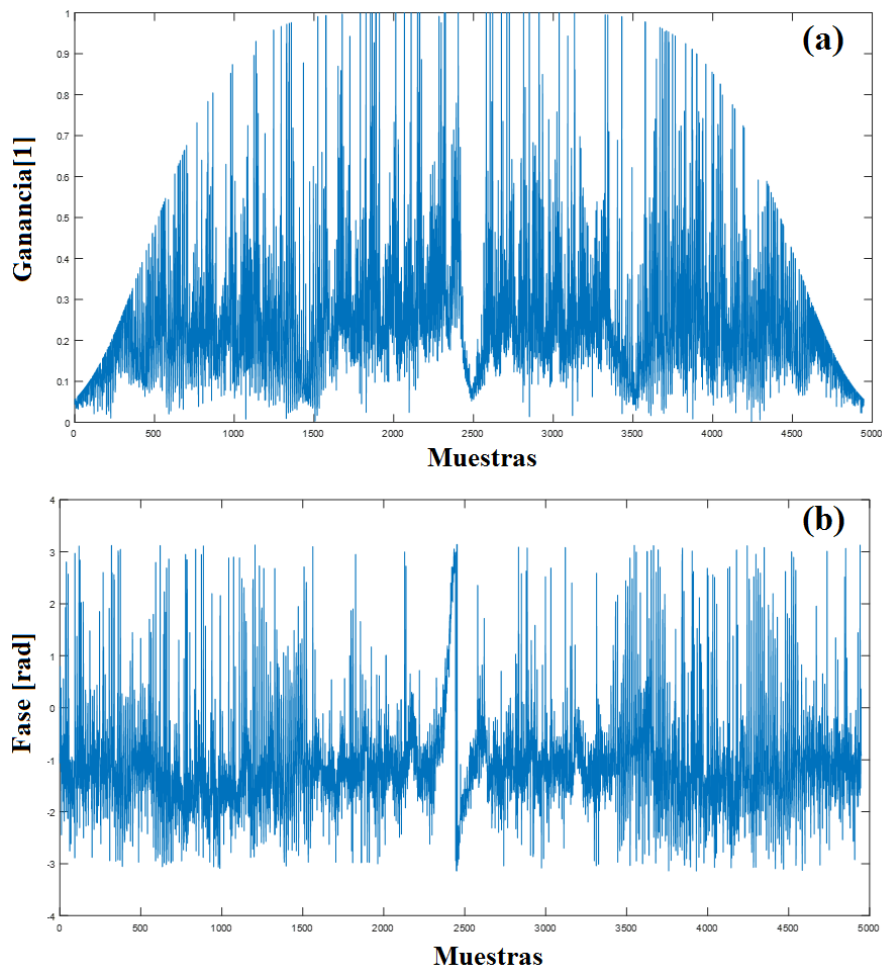


Fig. 5.17 Curvas de la función de transferencia del filtro anti-XGM $H_{\text{Filter}}(f)$. (a) Ganancia y (b) fase de la función de transferencia.

Como se observa en las figuras anteriores, las gráficas correspondientes tanto a la ganancia como fase de la función de transferencia del filtro anti-XGM presenta un comportamiento muy complejo y difícil de

implementar con algún método común para el diseño de filtros ópticos. Por ello, el siguiente paso es la definición de metodologías para optimizar el comportamiento del perfil del filtro anti-XGM con la finalidad de poder implementar dicho filtro sintético de manera experimental con la tecnología actual. Sin embargo, para evitar tener que llevar a cabo la optimización tanto de la ganancia y la fase de dicho filtro, lo que se decidió fue solamente optimizar la curva de ganancia (Fig. 5.17a) y dejar de lado la fase filtro (Fig. 5.17b) tomando en cuenta lo siguiente.

- La respuesta en frecuencia de la fase del filtro anti-XGM depende tanto de la fase del campo óptico $\{\Phi_{in}^j(f)\}$ de entrada como del campo óptico $\{\Phi_{out}^j(f)\}$ de salida al SOA. Por lo tanto, si no modificamos la fase podemos establecer que el filtro anti-XGM solamente se encargue de modificar la amplitud del campo óptico a través de la ganancia de dicho filtro. Para ello se establece que el campo óptico de entrada al filtro anti-XGM preserva su fase a la salida del mismo $\{\Phi_{in}^j(f) = \Phi_{out}^j(f)\}$. Aun cuando esto no deja de ser una mera aproximación cuya efectividad se verá (o no) comprobada más adelante, su justificación se basa en lo enunciado en el siguiente considerando.
- Teniendo en cuenta que nuestro sistema de transmisión WDM emplea un esquema de modulación de intensidad con detección directa (IM-DD), eso permite justificar el hecho de que no es necesario corregir los cambios de fase que se generaron por acción del SOA sobre el campo óptico recibido, ya que esta información no es útil en el proceso de detección, especialmente porque el amplificador se encuentra integrado en el receptor (pre-amplificador) y por tanto no sufrirá un proceso de propagación a lo largo de una fibra óptica que ciertamente se caracteriza por ser un elemento dispersivo. Por lo tanto, aun cuando es posible corregir tanto la amplitud como fase del campo óptico de salida del SOA, tras haber sido afectado por las no linealidades XGM, el esquema de detección solamente considerara los cambios de amplitud que son los que portan la información, dentro del campo óptico del canal WDM, que es la más relevante para el proceso de recuperación y conversión de la señal óptica a señal eléctrica. Esta simplificación, aunque imperfecta, permite en principio una implementación real menos complicada de la función de transferencia del filtro anti-XGM.

Con base en lo anterior, el proceso de optimización solamente se realizó para la curva de ganancia del filtro anti-XGM. Este proceso de optimización tiene como objetivo reducir la complejidad en el comportamiento que presenta el filtro anti-XGM y llevarlo a un estado más fácil de implementar. Con esta misma finalidad es que se decidió trabajar sobre la función de transferencia ideal que se obtuvo

numéricamente. Para ello, el primer paso de optimización consistió en un proceso de suavizado de la curva mediante el uso de un proceso de ponderación de los datos correspondientes a la gráfica de ganancia del filtro mediante el uso de una técnica de suavizado de datos con un filtro promedio móvil. Este método calcula un promedio de los “n” datos más recientes en la serie asociada a la curva de ganancia del filtro anti-XGM. Este proceso permite reducir las grandes variaciones que presenta el comportamiento de la curva a través de la definición de nuevos valores correspondientes a los puntos de la gráfica a través de un promedio de valores anteriores.

La Fig. 5.18 y Fig. 5.19 presenta algunos resultados que permiten contrastar los cambios generados en el comportamiento de los diagramas de ojo de la señal óptica WDM después de pasar por SOA, del perfil de ganancia del filtro anti-XGM antes y después del proceso de optimización y el diagrama de ojo de la señal óptica afectada por XGM que se obtiene después de la etapa de filtrado anti-XGM original y suavizada. Se presentan únicamente los resultados del canal 8 del sistema WDM ya que este fue uno de los canales analizados en las primeras pruebas de estudio de factibilidad de operación del sistema y con ello es posible poder realizar la comparativa en los resultados obtenidos con la implementación de los filtros anti-XGM. A continuación, se describen los resultados presentados en las Fig. 5.18 y Fig. 5.19.

- Primero tenemos los diagramas de ojo de salida del SOA (Fig. 5.18A, Fig. 5.19A) que fueron obtenidos para el canal 8 del sistema WDM para diversas distancias de operación. Estos diagramas de ojo están considerando únicamente al SOA sin la presencia del filtro anti-XGM en el demultiplexor. Se observa que conforme la distancia de operación se reduce existe una mayor reducción en la apertura del diagrama de ojo. Lo anterior es consecuencia del efecto *patterning* más intenso a consecuencia de los niveles de potencia de entrada que saturan más la ganancia del SOA. Esto último da como resultado un nivel de amplitud diferente para los bits correspondientes al “1” lógico dentro de la secuencia de datos del canal óptico de prueba que se origina por la modulación de ganancia ante la presencia de otros canales propagándose dentro del SOA. Por lo tanto, es justamente en estas distancias donde es importante optimizar el comportamiento de la curva de ganancia del filtro anti-XGM. Conforme la distancia de operación es mayor, menor potencia de entrada al SOA, el comportamiento de los diagramas de ojo se ve menos afectado por el comportamiento cuasi-lineal del SOA. Sin embargo, es en estas distancias en las cuales la degradación del rendimiento del sistema WDM se debe principalmente a la elevada figura de ruido del SOA que reduce la OSNR de la señal óptica. La solución de este problema cae fuera de los alcances de esta tesis ya que no es una consecuencia del comportamiento no lineal del SOA.
- Después tenemos las curvas de ganancia del filtro anti-XGM obtenidas para cada distancia (Fig. 5.18B, Fig. 5.19B) que fueron obtenidas con la metodología previamente discutida pero

en la cual aún no se considera el proceso de optimización. Como se observa, dicha curva cambia notoriamente para cada distancia volviéndose más compleja conforme la distancia es menor. Esto tiene que ver con el hecho de que a menor distancia la potencia de entrada al SOA es tal que lo lleva a operar en un régimen de saturación de ganancia más intenso dando lugar a una degradación por fenómenos no lineales mayor. Sin embargo, a medida que la distancia se incrementa, la potencia de entrada al SOA se reduce por efecto de la atenuación de la fibra óptica, dando como resultado que las características filtro anti-XGM sean menos complejas en su comportamiento.

- Al aplicar el correspondiente filtro anti-XGM a la señal óptica afectada por XGM para la distancia de operación considerada, se obtienen los correspondientes diagramas de ojo (Fig. 5.18C, Fig. 5.19C) que muestran una clara mejora en su apertura en comparación a los diagramas de ojo obtenidos a la salida del SOA (Fig. 5.18A, Fig. 5.19A) lo que demuestra la efectividad que tiene la etapa de filtrado en la corrección de las afectaciones presentes en los diagramas de ojo por el comportamiento no lineal del SOA.
- Enseguida tenemos las curvas de ganancia de los filtro anti-XGM que ha sido suavizadas (Fig. 5.18D, Fig. 5.19D) a través del proceso de filtrado con promedio móvil ($n=7$ elementos) sobre los puntos que constituyen a la gráfica de respuesta de ganancia. Es visible, principalmente en cortas distancias (1,3,5, 8 y 10 km), que a pesar aplicar el proceso de suavizado con filtrado de promedio móvil, la complejidad en el comportamiento de la curva de ganancia se mantiene lo que complica aún su posibilidad de ser implementado. Sin embargo, al comparar cada respuesta en frecuencia de cada filtro anti-XGM obtenida de este proceso de suavizado con el que se había calculado con la metodología previamente descrita existe un mejora substancial su comportamiento.
- Por último, se presentan los diagramas de ojo obtenidos a la salida de cada filtro anti-XGM que ha sido optimizado en su comportamiento (Fig. 5.18E, Fig. 5.19E). Al compararlos con los que consideraban únicamente al SOA (Fig. 5.18A, Fig. 5.19A) resulta claro la mejora obtenida con la etapa de filtrado anti-XGM. Para el caso de distancias cortas (5km y 8km), donde los efectos no lineales del SOA son más intensos, la efectividad es más evidente. Sin embargo, debe tenerse en cuenta que el comportamiento de la curva de ganancia del filtro anti-XGM resulta aún inviable de poder implementarse. Además, el proceso de suavizado del perfil de ganancia de cada filtro generó una degradación visible en la efectividad de corrección de las variaciones de amplitud presentes en el diagrama de ojo. Esto se puede notar al comparar los diagramas de ojo (Fig. 5.18C y E, Fig. 5.19C y E) para distancias menores a 10 km.

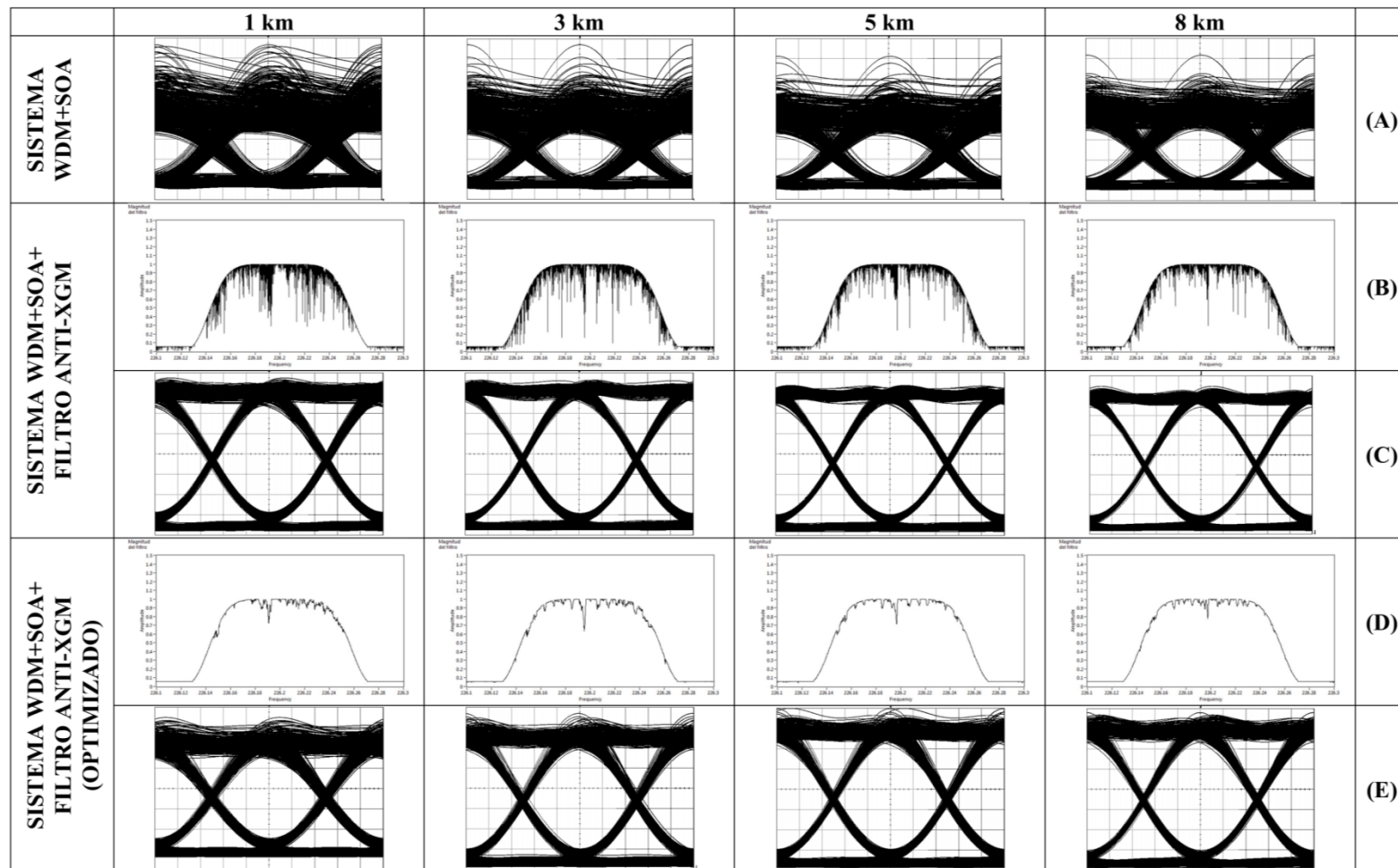


Fig. 5.18 (a) Diagramas de ojo a la salida del SOA (b) Ganancia de los filtros anti-XGM sin optimizar (c) Diagrama de ojo de la señal óptica a la salida de cada filtro anti-XGM sin optimizar (d) Ganancia de los filtros anti-XGM suavizado con un proceso de ponderación promedio móvil (n=7) (e) Diagrama de ojo a la salida de cada filtro anti-XGM suavizado para diversas distancias.

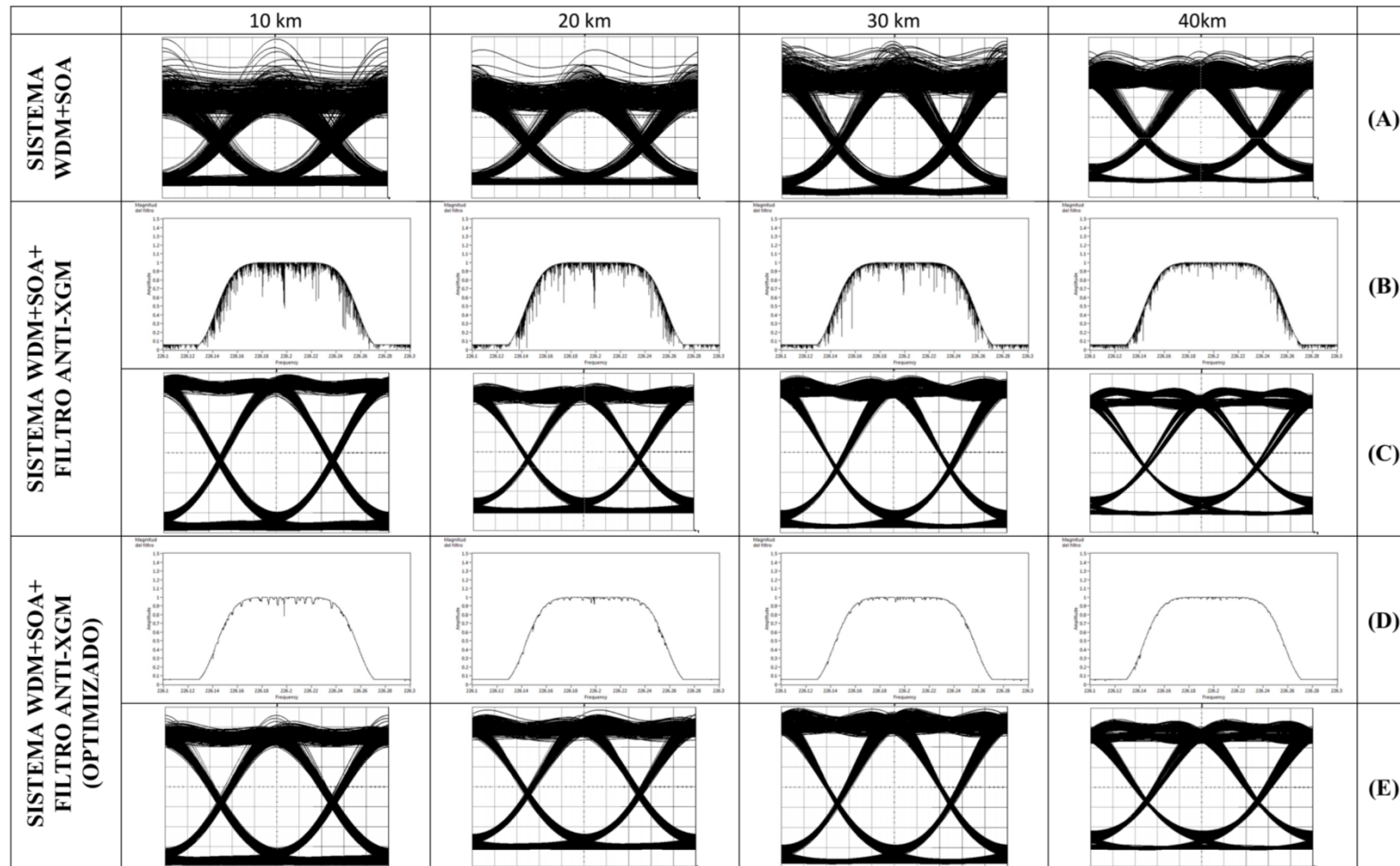


Fig. 5.19 (a) Diagramas de ojo a la salida del SOA (b) Ganancia de los filtros anti-XGM sin optimizar (c) Diagramas de ojo de la señal óptica a la salida de cada filtro anti-XGM sin optimizar (d) Ganancia de los filtros anti-XGM suavizado con un proceso de ponderación promedio móvil de (n=7) (e) Diagrama de ojo a la salida de cada filtro anti-XGM suavizado para diversas distancias.

A continuación, se presentan las curvas de rendimiento (Fig. 5.20), del canal 8, que permiten contrastar ciertos escenarios de operación del sistema WDM. La curva punteada en negro representa la referencia de una $BER=1 \times 10^{-13}$ ($-\log(BER)=13$), para todas las curvas obtenidas en los diversos experimentos, que representa un sistema que opera “libre de errores”. La curva en rojo representa el comportamiento observado previamente en el canal 8 que formaba parte del sistema WDM 8x50[Gb/s]. Anteriormente habíamos encontrado que el principal efecto degradante del rendimiento observado en esa curva roja se debía al proceso de modulación cruzada de ganancia en el SOA como producto de la saturación de ganancia. La curva en naranja corresponde a un escenario en el cual se ha suprimido de manera artificial el efecto de modulación cruzada de ganancia del SOA al establecer un valor mucho mayor en la potencia de saturación del SOA. Esto último, permite incrementar la zona de operación lineal del SOA y con ello tener una referencia del comportamiento en las curvas de rendimiento que se deberían obtener de un SOA sin la presencia de las no linealidades.

La curva resaltada en dorado representa el escenario en el que filtro anti-XGM calculado para la distancia de estudio es implementado en la etapa que sustituye al demultiplexor. Resulta clara la mejora obtenida en la curva de rendimiento original, curva en rojo, con la aplicación de esta técnica de filtrado óptico para paliar la degradación por el SOA. La diferencia de niveles entre las curvas en rojo y dorado representa el incremento obtenido con la etapa de filtrado anti-XGM que demuestra la efectividad de esta técnica en el proceso de mitigación de XGM. Además, al comparar la curva con etapa de filtrado anti-XGM con el escenario que considera al SOA sin XGM se observa que la aproximación lineal establecida anteriormente para el cálculo de la función de transferencia resulta válida. Sin embargo, la efectividad de esta aproximación comienza a verse reducida a medida que la distancia de operación se reduce como consecuencia de los mayores niveles de potencia de entrada al SOA que lo llevan a un régimen de saturación no lineal más intenso.

La razón de esta reducción en la efectividad de la etapa de filtrado anti-XGM también es debida al proceso de suavizado de la respuesta en frecuencia de la ganancia con la ponderación móvil. Recordemos que los elementos de nuestro sistema WDM 8x50 [Gb/s] (equipo transmisor, fibra óptica) generan cambios de amplitud-fase sobre cada uno de los canales ópticos que llegan al SOA. Estos cambios influyen drásticamente en la dinámica de operación del SOA en comparación a la situación “ideal” que se obtendría de un escenario más controlado en el cual los pulsos ópticos de los diversos patrones de bits presentes en cada canal WDM presentarían amplitudes y fases “ideales” a la entrada del SOA. En otras palabras, el proceso de optimización en el comportamiento de la ganancia del filtro anti-XGM corrige la complejidad de algo que inherentemente representa un escenario más completo y complicado de estudiar. Es decir, estamos suprimiendo la efectividad de un filtro anti-XGM para un sistema WDM real en beneficio de poder reducir la complejidad de implementación del filtro.

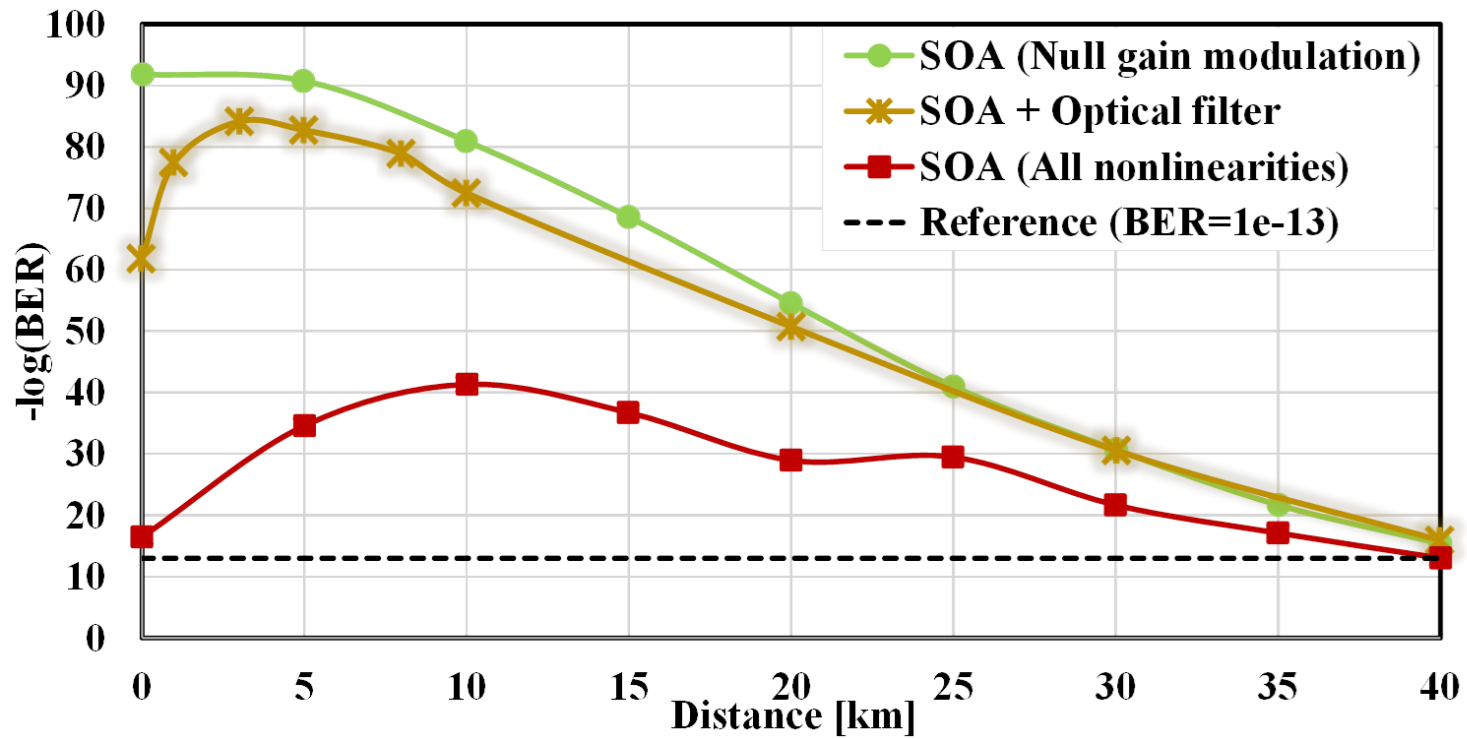


Fig. 5.20 Curvas de rendimiento del canal 8 del sistema WDM 8x50 [Gb/s] para diversos escenarios de prueba [28].

Como se puede observar en las (Fig. 5.18D, Fig. 5.19D), a pesar de la optimización del perfil del filtro anti-XGM, mediante el suavizado de la curva a través del uso de un ponderado promedio móvil, la complejidad que presenta la forma de la ganancia del filtro aún impide su implementación física. Por ello se siguió investigando la manera de poder reducir aún más la complejidad del filtro manejándose la hipótesis siguiente:

No es necesario mantener todo el comportamiento complejo del filtro anti-XGM para corregir las variaciones alineales presentes en la señal óptica de salida al SOA. Es decir, solamente una porción de la curva de ganancia correspondiente a la función de transferencia del filtro anti-XGM es la que realmente tiene el mayor impacto sobre la corrección de las no linealidades que afectan al campo óptico de salida al SOA en tanto que el resto se puede suavizar hasta al grado de mantener un perfil de tipo Gaussiano (o realista).

Para verificar esta hipótesis se realizó la programación en LabView (Fig. 5.21) de un instrumento virtual que permitiera corroborar la hipótesis anterior.

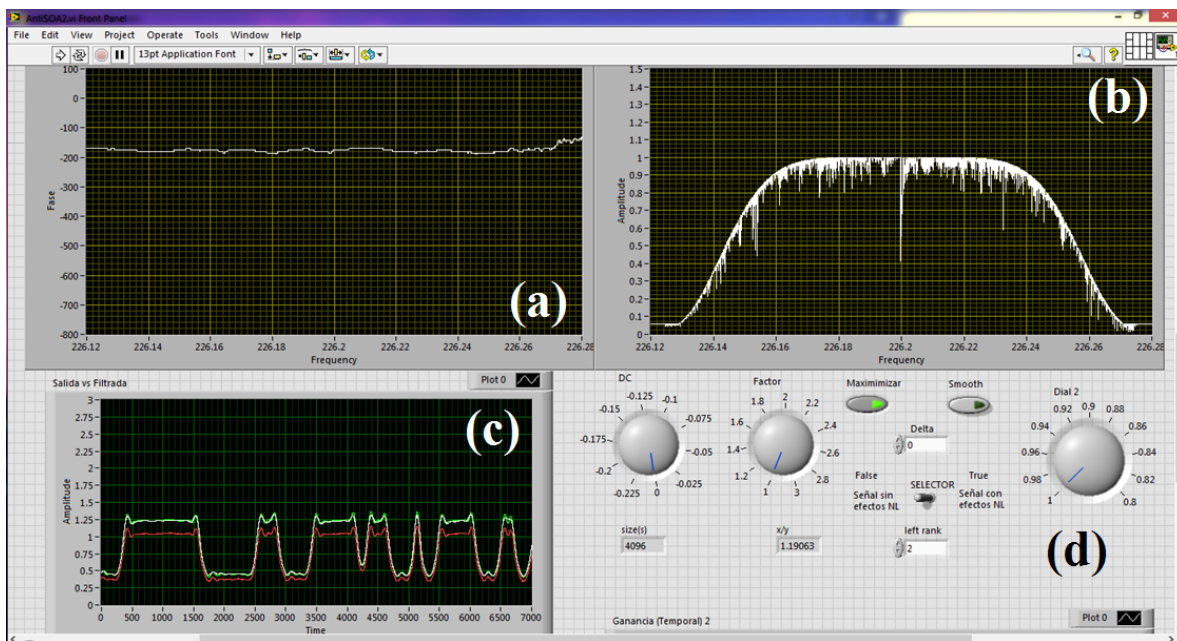


Fig. 5.21 Instrumento virtual programado en LabView para la optimización de la respuesta en frecuencia de la función de transferencia del filtro anti-XGM. (a) Fase de la función de transferencia del filtro anti-XGM (b) Ganancia de la función de transferencia del filtro anti-XGM (c) Formas de onda temporales del campo óptico de entrada al SOA, salida al SOA y salida del filtro anti-XGM (d) Controles del programa para ajustar y optimizar el filtro anti-XGM.

Dicho programa permitió controlar tanto el espectro, magnitud y fase, de la señal óptica de entrada y salida del SOA a partir de modificaciones del campo óptico de entrada y salida. El programa muestra el comportamiento de la fase (Fig. 5.21a) y ganancia (Fig. 5.21b) del filtro anti-XGM previo al proceso de optimización. También es posible visualizar el comportamiento del campo óptico de entrada y salida al SOA, así como del campo óptico de salida del filtro anti-XGM (Fig. 5.21c). La forma en la que se optimizó el comportamiento de la función de transferencia del filtro anti-XGM se describe a continuación.

1. Se obtienen la información de amplitud-fase del campo óptico de entrada y salida al SOA del canal de interés “j” mediante una etapa de filtrado óptico paso banda sin pérdidas (Fig. 5.9). Dado que nuestro sistema WDM es modulado en intensidad, la información presente en la fase de los campos ópticos anteriores es irrelevante durante el proceso de optimización. La Fig. 5.22a muestra un ejemplo de la amplitud del campo de entrada y salida del SOA obtenido en este paso.
2. La amplitud del campo óptico de entrada al SOA, no afectado por XGM, se modifica a través del factor “k” de tal forma que se obtenga la máxima salida (Fig. 5.16). La Fig. 5.22b muestra cual es el efecto que tuvo ese factor “k” sobre el campo óptico de entrada al SOA que será considerado como el campo óptico de salida del filtro anti-XGM.
3. Como se observa en la Fig. 5.22b el campo óptico de entrada y salida no se encuentran centrados en la misma amplitud. Para lograr lo anterior, se realiza un ajuste del valor promedio de la amplitud de campo óptico amplificado por el factor “k”. Esto último no fue realizado en las pruebas realizadas previamente tanto del filtro anti-XGM complejo como aquel que fue obtenido después del proceso de suavizado con promedio móvil. Para lograr el ajuste de las amplitudes de los campos ópticos se incluyó un *offset* dentro del campo óptico afectado por el factor “k” que permitió mover el valor promedio del campo óptico que representa la salida del filtro anti-XGM. Esta simple modificación en la amplitud del campo óptico genera cambios inherentes dentro su espectro óptico que resulta en cambios en el diseño del filtro anti-XGM que depende justamente de ambos espectros ópticos.
4. Una vez realizado el ajuste de amplitudes de ambos campos ópticos (Fig. 5.22c) se aplica la definición establecida para el cálculo de la función de transferencia del filtro anti-XGM dado por la ecuación (5.4).
5. Conocida la respuesta en frecuencia de la ganancia del filtro anti-XGM se procede al proceso de suavizado con la técnica de promedio móvil con 7 elementos o datos para la corrección.

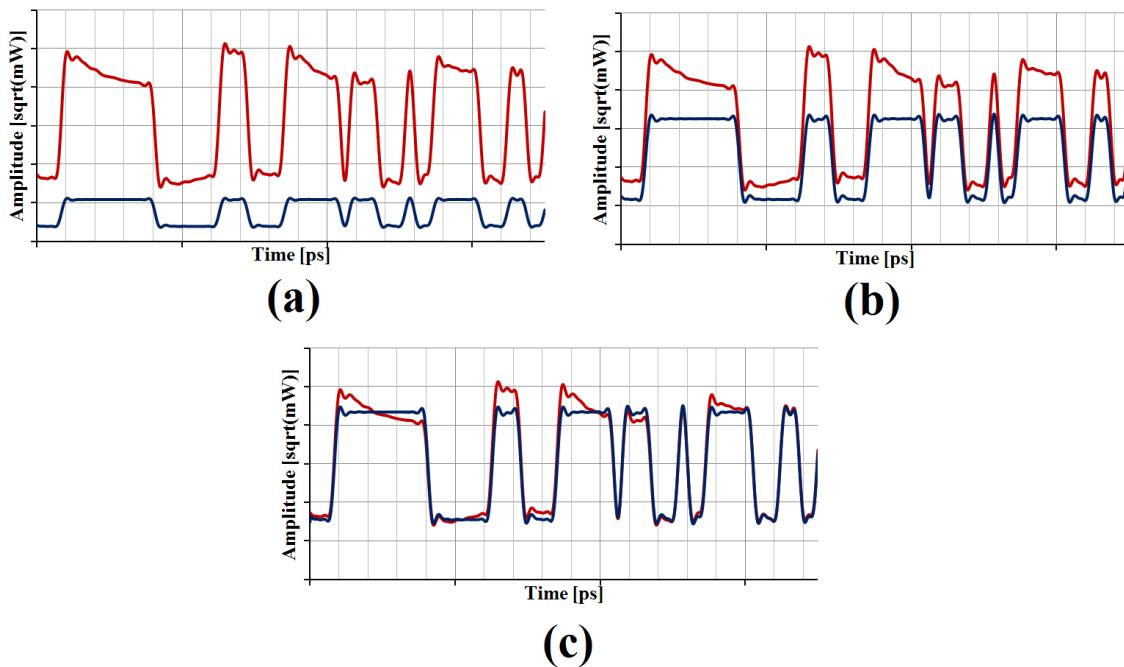


Fig. 5.22 Procesos de ajuste sobre los campos ópticos de entrada (curva en azul) y salida (curva en rojo) del SOA para la optimización de la respuesta en frecuencia del filtro anti-XGM. (a) Envoltura del campo óptico de entrada-salida del SOA. (b) Ajuste de la amplitud del campo óptico de salida del filtro anti-XGM con el factor “k”. (c) Ajuste del nivel de *offset* del campo óptico de salida del filtro anti-XGM.

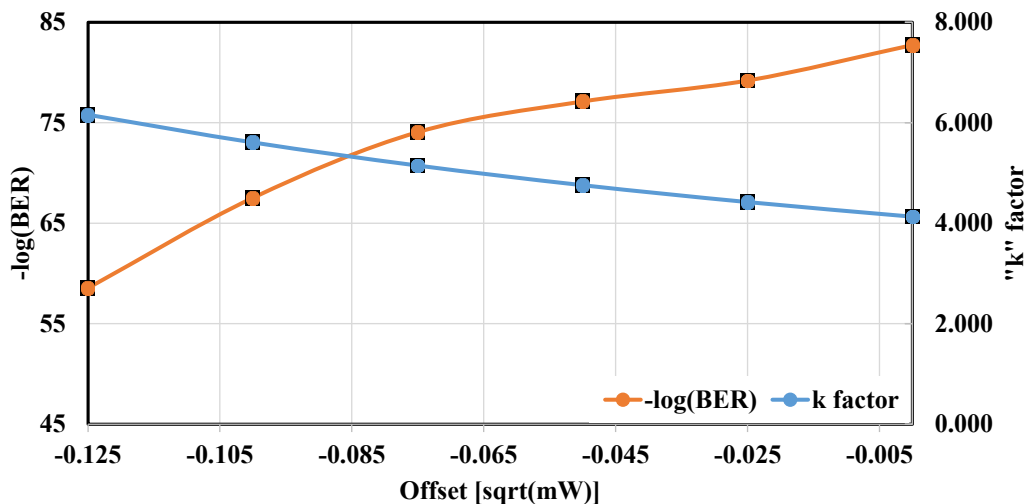


Fig. 5.23 Curva de rendimiento del canal 8 con etapa de filtrado anti-XGM como función de los cambios de amplitud por el factor “k” y ajuste en el valor promedio del campo óptico de salida con el *offset*.

En la Fig. 5.23 se presentan los efectos en el rendimiento observado en el canal 8 en función de las modificaciones generadas en el proceso de optimización de la respuesta en frecuencia del filtro anti-XGM

debido al factor “k” y el nivel de *offset*. Se observa que los cambios individuales de cada uno de las variables anteriores influyen de manera distinta en el rendimiento observado en el canal óptico de prueba. Lo anterior indica que se debe encontrar un punto de balance en los valores que adquieren ambas variables para poder preservar el máximo rendimiento que podemos obtener de los filtros anti-XGM.

Se presentan las respuestas en frecuencia de los filtros anti-XGM optimizados a través del procedimiento de optimización previamente descrito para distancias menores a 10 km (Fig. 5.24b). Lo anterior se debe al hecho de que en estas distancias es en donde se observa una mayor degradación de los diagramas de ojo debido a las no linealidades del SOA. Para poder analizar la efectividad de la etapa de filtrado óptico anti-XGM se presentan nuevamente los diagramas de ojo a la salida del SOA que han sido afectados por XGM (Fig. 5.24a) que representan el campo óptico de entrada a la etapa de filtrado anti-XGM. El resultado de optimización de la respuesta en frecuencia de la ganancia de cada filtro anti-XGM mostrado en la (Fig. 5.24b) resultó en perfiles de ganancia menos complejos en comparación a los obtenidos previamente (Fig. 5.18B y Fig. 5.18D). Al aplicar el perfil optimizado sobre la señal óptica afectada por XGM se obtienen los diagramas de ojo indicados en Fig. 5.24c. Al compararlos con los Fig. 5.24a resulta evidente el efecto correctivo que tuvo dicha etapa de filtrado óptico. Sin embargo, el comportamiento observado en estos diagramas de ojo corregidos no es tan buena como la que se había obtenido previamente con los filtros anti-XGM sin optimizar (Fig. 5.18C) y suavizados (Fig. 5.18E).

La justificación de esta reducción en la efectividad del filtrado anti-XGM optimizado es consecuencia de reducir la complejidad en el comportamiento de cada filtro anti-XGM que fue originalmente obtenido a partir de espectros ópticos de señales ópticas afectadas por diversos efectos producidos por los distintos elementos que alteraron las características amplitud-fase de los pulsos que constituyen a cada uno de los patrones de bits de los distintos canales WDM.

En ese proceso de alcanzar filtros ópticos anti-XGM con perfiles de ganancia fáciles de implementar se fueron alterando (suavizando) puntos importante de la respuesta en frecuencia de estos filtros que son consecuencia de la compleja interacción de las distintas señales ópticas generadas en el equipo transmisor. La multiplexación y propagación de los distintos canales WDM a través de un medio atenuante y dispersivo, fibra óptica, genera cambios amplitud-fase que complican el estudio de la interacción de estos cuando son amplificadas en un elemento que presenta un comportamiento no lineal para todo el rango de potencias ópticas de entrada consideradas.

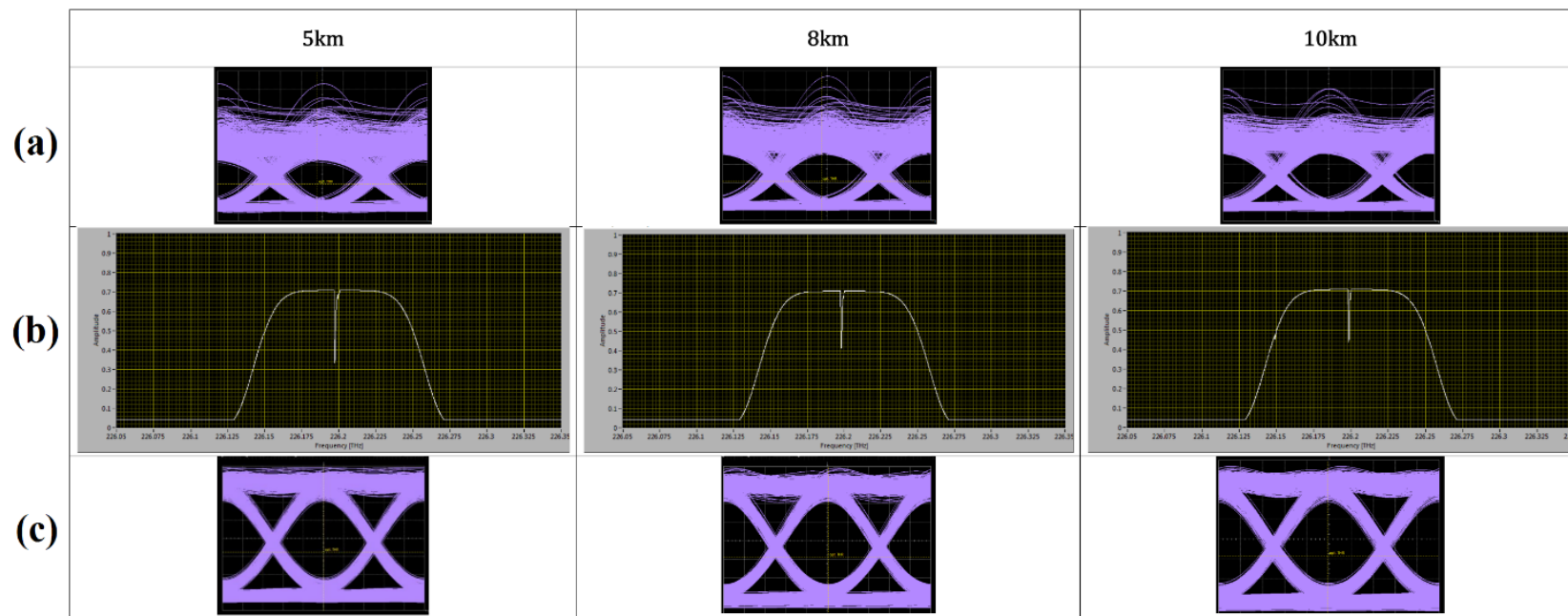


Fig. 5.24 (a) Diagrama de ojo a la salida (*entrada*) del amplificador óptico de semiconductor SOA (*filtro anti-XGM*) para (b) Espectro de ganancia del filtro anti-XGM optimizado (c) Diagrama de ojo a la salida del filtro anti-XGM optimizado para diversas distancias.

La técnica de filtrado óptico para la mitigación del efecto de XGM, que más afecta a nuestro sistema WDM modulado en intensidad con detección directa (IM-DD), genera las siguientes conclusiones.

- La aproximación lineal utilizada para el diseño de una etapa de filtrado anti-XGM resultó muy efectiva si no se toma en cuenta el complejo comportamiento en la respuesta en frecuencia de los distintos filtros. Lo anterior es producto de lo complejo que resulta el estudio con un sistema de comunicaciones ópticas WDM con pre-amplificación con SOA.
- Como consecuencia del comportamiento saturado del SOA debe resultar claro que la respuesta no lineal obtenida de este dispositivo fotónico se ve fuertemente influenciado por las variaciones presentes en la potencia óptica de entrada al SOA. Cualquier modificación en las características presentes en los patrones de bits de cada canal óptico WDM modifica la respuesta temporal de la potencia óptica de entrada. Esto último influirá en la respuesta de salida del SOA al operar este en un régimen no lineal. Lo anterior no ocurriría en una situación en la que el SOA operara en la región lineal ya que en esa zona no existe una modulación de ganancia debida a la potencia óptica de los distintos canales que conforman la señal óptica WDM combinada.
- Como consecuencia de lo anterior es de esperarse que la respuesta en frecuencia de los filtros anti-XGM cambie en función de las características presentes en los patrones de bits de los distintos canales ópticos WDM. Además, el modificar los patrones de bits de cada canal generará cambios en el rendimiento en el sistema WDM 8x50 [Gb/s] con lo cual la comparativa en la efectividad de la etapa de filtrado anti-XGM deberá realizarse basado en estos cambios.
- Independientemente del hecho anterior, la metodología presentada hasta el momento resulta válida en el proceso de diseño de estos filtros ópticos mitigadores del comportamiento no lineal del SOA. El proceso de diseño de estos filtros no se ve afectada por cambios en las características del SOA ya solo interesa conocer los espectros ópticos a la entrada, no afectados por el comportamiento no lineal del SOA, y salida, afectado por la operación en régimen saturado de este dispositivo.
- El proceso de optimización de la respuesta en frecuencia de los filtros anti-XGM genera una degradación de la efectividad y máximo rendimiento posible de obtener con ellos. El forzar la respuesta de estos filtros ópticos complejos, pero altamente efectivos en la mitigación de la respuesta no lineal del SOA, a una respuesta más suave y fácil de implementar tiene ese inconveniente.

Se observa que el comportamiento de los filtros anti-XGM (Fig. 5.24b) presenta un comportamiento muy similar al de un filtro tipo “notch”. Sin embargo, el realizar el ajuste de la curva de ganancia de estos filtros anti-XGM mediante alguna de las técnicas de diseño (Fig. 5.25) podría reducir aún más la efectividad y desempeño de esta etapa de filtrado.

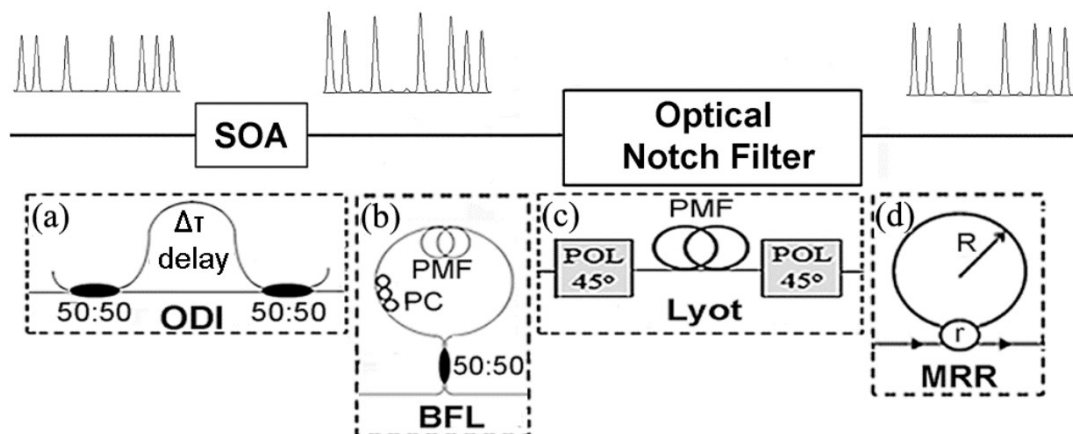


Fig. 5.25 Diagrama esquemático para la implementación del esquema de corrección del efecto *patterning* mediante una etapa de filtrado óptico tipo “notch” (a) Implementación basado de un retraso óptico con arreglo interferométrico (ODI- Optical Delay Interferometer) (b) Implementación basada en cambios de polarización con un lazo de fibra birrefringente (BFL-Birefringent Fiber Loop) (c) Implementación con un filtro Lyot basado en un arreglo de polarizadores y fibra conservadora del estado de polarización. (d) Implementación basada en un resonador de microanillo (MRR- Microring Resonator) [134].

Por último, se presenta en la Tabla 5.2 un resumen el comportamiento de los principales parámetros (*tasa de bits erróneos, razón de extinción y factor de calidad*), que evalúan el rendimiento del sistema WDM con SOA y el mismo escenario pero considerando una de filtrado anti-XGM en el demultiplexor.

Tabla 5.2 Parámetros de rendimiento del sistema WDM original (400 GbE) vs sistema WDM con etapa de filtrado anti-XGM para el canal 8.

| | 40 km | 30 km | 20 km | 10 km | 5 km | 3 km | |
|----------------------------|-------|-------|-------|-------|------|------|-------------------------|
| Sistema WDM+SOA | 13 | 21.6 | 28.9 | 41.3 | 34.5 | 29.3 | -log(BER) |
| Sistema WDM +SOA+ anti-XGM | 15.4 | 27.1 | 44.0 | 56.4 | 50.5 | 40.4 | |
| Sistema WDM+SOA | 7.1 | 7.4 | 7.4 | 7.4 | 7.4 | 7.4 | Razón de extinción (ER) |
| Sistema WDM+SOA+ anti-XGM | 10.2 | 10.3 | 9.23 | 9.4 | 8.6 | 11.9 | |

5.4. Esquemas de procesamiento digital de señales para la mitigación de XGM en procesos de amplificación multicanal con SOA.

La presente solución propuesta se basa en el uso de esquemas de procesamiento digital sobre las señales eléctricas afectadas por la modulación cruzada de ganancia del SOA [30]. Este tipo de técnicas de procesamiento digital de señales es algo muy común en sistemas de detección coherente para la corrección de diversos fenómenos no lineales y lineales asociados a la fibra óptica [152]. Para lograr la minimización del efecto de XGM, que representa el principal efecto no lineal del SOA que mayor impacto tiene en el proceso de amplificación multicanal, se definieron diversos algoritmos de procesamiento los cuales mostraron reducir de manera efectiva las variaciones de amplitud presentes en los diversos pulsos eléctricos detectados del lado del receptor que son obtenidos de los pulsos ópticos afectados por el comportamiento no lineal del SOA. En la Fig. 5.26 se muestra de manera esquemática la ubicación de la etapa de procesamiento digital de señales implementado dentro del sistema WDM 8x50 [Gb/s].

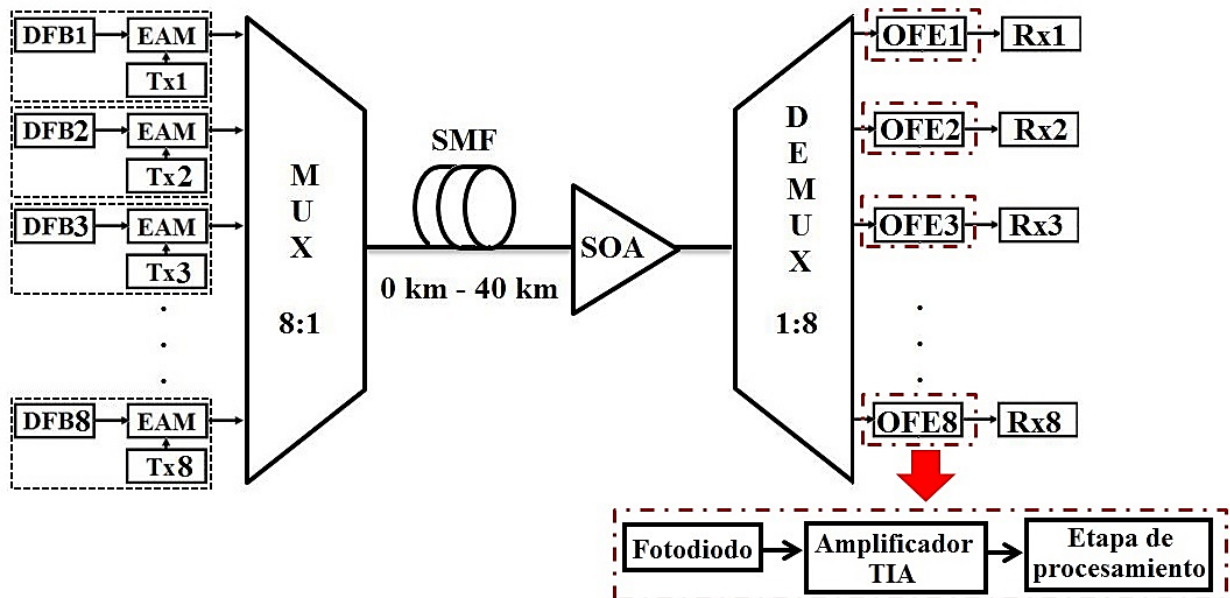


Fig. 5.26 Diagrama esquemático mostrando la ubicación de la etapa de procesamiento digital de señales implementada en la arquitectura 8x50 [Gb/s]. La señal óptica de cada canal WDM afectada por XGM en el SOA es recibida por cada OFE en el equipo receptor. Estas son detectadas por cada fotodiodo y convertidas a una señal eléctrica, pasando después por un amplificador de transimpedancia que convierte las variaciones de corriente en voltaje y finalmente dicha señal eléctrica es procesada digitalmente para mitigar XGM [30].

Independientemente del algoritmo propuesto, existen una serie de pasos que la señal eléctrica debe seguir antes de que esta sea procesada y durante el proceso de corrección de XGM. A continuación se describen los procesos definidos para la corrección de XGM con procesamiento digital de señales.

1. El primer paso es la adquisición de la señal eléctrica (Fig. 5.27a) que representará la señal de información a procesar. Para ello fue necesario realizar modificaciones al simulador del sistema de comunicaciones ópticas programado en LabView que permitiese obtener la información de la señal eléctrica para cada canal WDM de la arquitectura 8x50 [Gb/s].
2. Una vez que se cuenta con la información correspondiente a la forma de onda temporal de la señal eléctrica del canal bajo estudio, se realiza una etapa de muestreo y cuantización (Fig. 5.27b). Estas permiten reducir el número de muestras originales y ajustar sus niveles a un valor de cuantización acorde a la resolución establecida por el número de bits utilizado para definir los diferentes niveles. Debido a la elevada tasa de transmisión empleada en este sistema WDM fue necesario trabajar únicamente con una muestra ubicada a la mitad del periodo de cada bit como consecuencia de las limitaciones tecnológicas que se tiene en los convertidores analógicos-digitales (ADC) y digitales analógicos (DAC).
3. El siguiente paso es la aplicación del algoritmo definido para la minimización de las variaciones de amplitud presentes en la señal eléctrica muestreada y cuantizada. La principal característica del algoritmo utilizado es su capacidad para detectar los cambios de niveles entre “0s” a “1s” y de “1s” a “0s”. Habiendo logrado esto, lo siguiente es realizar un promedio de niveles entre “0s” y “1s”. El resultado de dicho procesamiento (Fig. 5.27c) muestra una clara mejora con respecto a la situación original (Fig. 5.27b).
4. El siguiente paso consiste en recuperar nuevamente la forma de onda de la señal eléctrica procesada, para ello se emplea un esquema de extrapolación que permita generar una señal eléctrica continua a partir de las muestras procesadas. Este proceso da como resultado una señal eléctrica perfectamente rectangular (Fig. 5.27d) para cada uno de los pulsos eléctricos que conforman a la señal de datos del canal en estudio.
5. Enseguida sigue una etapa de filtrado que permita limitar el enorme ancho de banda (Fig. 5.27e) que ocuparía la señal perfectamente rectangular. Como se observa la señal eléctrica, procesada y limitada en ancho de banda, presenta una clara minimización de los cambios no homogéneos en las amplitudes de los distintos pulsos que integraban a la señal eléctrica original (Fig. 5.27a). Por tanto, la efectividad del procesamiento digital de señales eléctricas mediante el algoritmo propuesto resulta evidente.

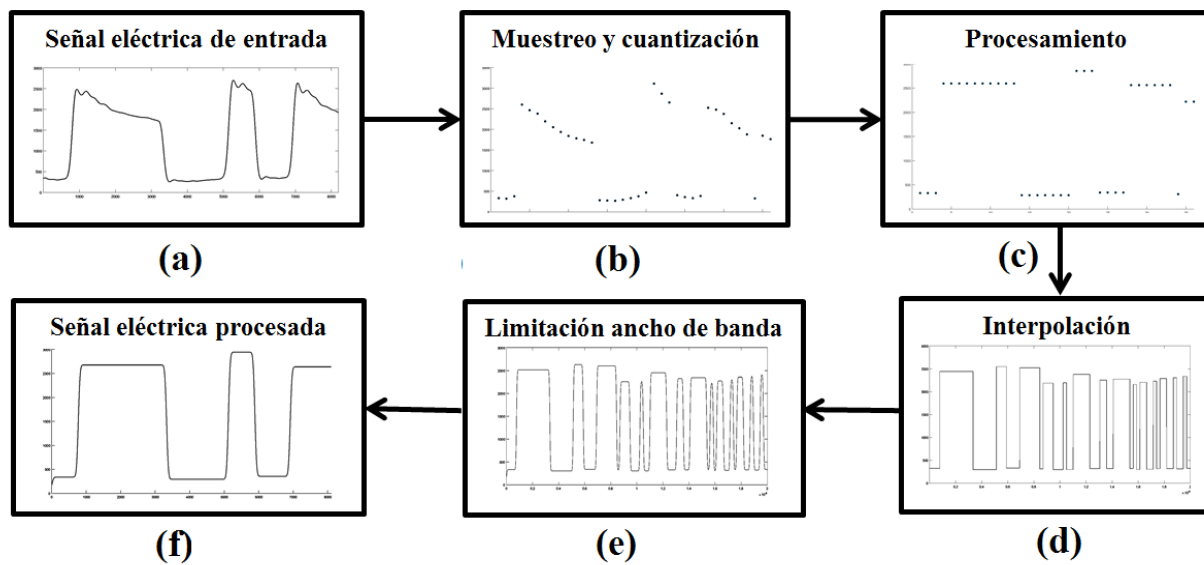


Fig. 5.27 Etapa para el procesamiento digital de señales para la mitigación del efecto de XGM en SOAs. (a) La señal eléctrica afectada por las no linealidades del SOA. (b) Etapa de muestreo y cuantización, (c) Aplicación del algoritmo para la corrección del efecto de XGM, (d) Proceso de interpolación para recuperar la forma de onda de la señal eléctrica, (e) Etapa de filtrado para limitación del ancho de banda de la señal procesada, (f) señal eléctrica con el efecto de XGM minimizado.

A continuación, se presentan los principales resultados obtenidos de la aplicación de un esquema de procesamiento digital de señales sobre el canal 8 (1325.34 [nm]) con la finalidad de poder contrastar la efectividad de este esquema con el anterior basado en el filtro anti-XGM.

La Fig. 5.28 corresponde al comportamiento que presentan las diversas curvas de rendimiento del canal 8 bajo diversos escenarios de operación, la curva horizontal punteada en negro representa una referencia para todas las curvas restantes que define un umbral de mínima operación libre de errores definida por el estándar 400 GbE de 1×10^{-13} ($-\log(\text{BER})=13$). La curva en rojo representa el rendimiento del canal 8 considerando el caso del sistema WDM con la presencia de los 8 canales ópticos operando a una tasa de 50 [Gb/s], sin considerar la cabecera, durante el proceso de amplificación con SOA. Dicha curva es la misma que se había obtenido durante las pruebas realizadas en la arquitectura 8x50 [Gb/s] propuesta para implementar para implementar el estándar 400 GbE cuyo comportamiento ha sido explicado previamente. La curva en naranja representa el caso en el que el efecto no lineal de XGM, asociado al SOA y de mayor peso en el deterioro del rendimiento del sistema WDM, ha sido suprimido de manera artificial al establecer una potencia de saturación de salida de 50 [dBm] en lugar de los 8 [dBm] que originalmente tenía el SOA. Comparando esta curva, en naranja, con el caso original del sistema WDM 8x50 [Gb/s],

curva en rojo, resulta claro que dicho fenómeno no lineal es el principal factor limitante del máximo rendimiento que pudiera obtenerse del SOA de no comportarse de no lineal.

Por último, la curva en azul corresponde al caso en el que el canal 8 ha sido procesado digitalmente una vez que este ya ha sido previamente afectado por el comportamiento no lineal del SOA durante el proceso de amplificación multicanal WDM. Al comparar esta curva, en azul, con la del sistema original, en rojo, resulta evidente el efecto positivo que tuvo el procesamiento digital de señales sobre el canal 8. La mejora alcanzada con este procesamiento digital de señales, sin embargo, no es lo suficiente para alcanzar el máximo rendimiento posible que el SOA es capaz de ofrecer, curva en naranja, en todo el rango de operación considerado en cuanto a la distancia de operación entre 0 y 40 [km]. Sin embargo, es importante destacar el nivel de mejora que es posible obtener con una etapa de procesamiento digital de señales la cual permite tener un margen de incremento extra que posibilitaría aprovecharlo en futuras actualizaciones del sistema WDM.

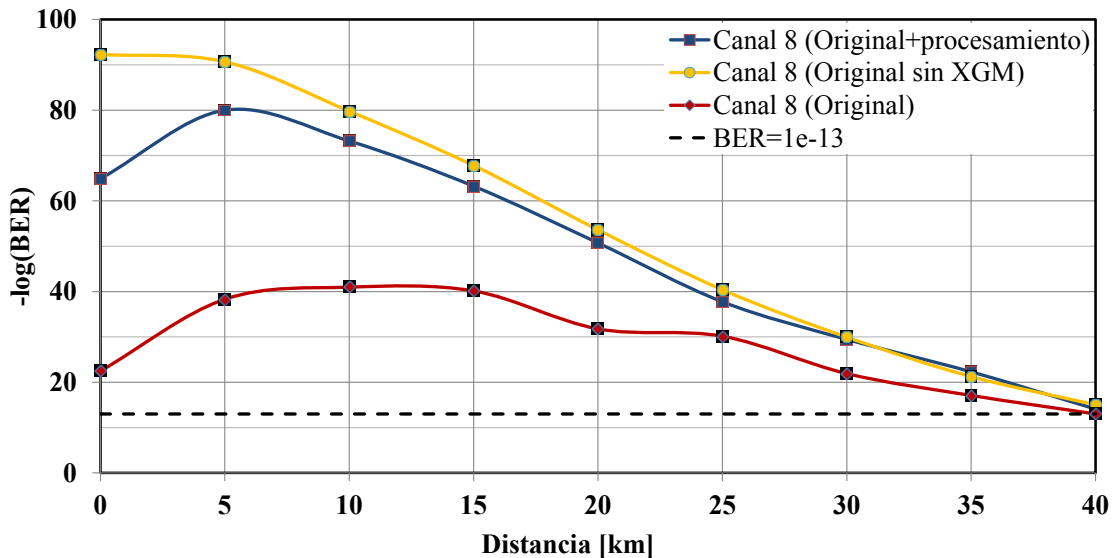


Fig. 5.28 Curvas de rendimiento del canal 8 del sistema WDM 8x50 [Gb/s] para diversos escenarios considerando la presencia de todos los canales WDM en el proceso de amplificación con SOA. La curva en rojo corresponde al del canal 8 considerando el proceso de amplificación con SOA, la curva en naranja representa el caso sin la presencia del efecto XGM en el SOA y la curva en azul representa el resultado de aplicar un procesamiento digital de señales sobre el canal 8 afectado por XGM del SOA.

Otra forma de analizar la efectividad que se tiene al utilizar esquemas de procesamiento en la mitigación del efecto de XGM del SOA es a través del estudio del comportamiento de los diagramas de ojo de diversos canales ópticos WDM. Estos diagramas de ojo representan la superposición de los distintos pulsos que conforman a la señal de datos y que sirve como medio para el cálculo del rendimiento del sistema WDM. En la Fig. 5.29 se comparan los diagramas de ojo de los canales 1, 4 y 8 del sistema WDM

original con etapa de pre-amplificación con SOA y cuando estos han pasado por una etapa de procesamiento digital de señales eléctrica con el mismo algoritmo.

En el primer caso, se observa que los diagramas de ojo de todos ópticos que han pasado por el SOA presentan un nivel de apertura en el ojo menor para cortas distancias, como consecuencia del mayor comportamiento no lineal del SOA, en comparación a largas distancias donde la apertura del ojo es mayor como consecuencia de una reducción en la potencia óptica promedio al SOA de los canales WDM que motivan a un régimen de operación más lineal. Cuando estos canales ópticos pasan por una etapa de procesamiento digital de señales, el resultado obtenido en el comportamiento de los diagrama muestra que estos presentan una mayor apertura en el diagrama ojo, lo que se traduce en un mejor rendimiento en el sistema WDM, en comparación a los anteriores. La efectividad de estos esquemas de procesamiento se va reduciendo a medida que el impacto de las no linealidades del SOA son más intensas, lo que ocurre a distancias más cortas en las cuales la potencia promedio de entrada al SOA son considerables y obligan al SOA a operar en un régimen de saturación de ganancia.

En este caso solamente se presentaron los resultados obtenidos previamente, es decir, no se siguió trabajando con este esquema de acuerdo a las limitaciones que se tienen en el estado del arte de los componentes electrónicos necesarios para procesar a las tasas orden de la tasa de transmisión del sistema WDM. Sin embargo, esto demuestra las bondades que tiene el estudio numérico de sistemas ópticos de comunicaciones de alta velocidad al no verse limitado por el estado del arte de la tecnología necesaria para llevar a cabo los diversos experimentos y estudios. Además, tomando en cuenta que el desarrollo del área de procesamiento a nivel óptico permitirá superar los límites en las tasas de procesamiento que pueden ser llevadas a cabo en el dominio eléctrico resulta importante el conservar cualquier avance a pesar de las limitaciones que actualmente se tienen. Prueba de ello son los avances que actualmente los convertidores analógicos-digitales (ADC), digitales-analógicos (DAC), procesadores digitales de señales (DSP) empleados en los sistemas ópticos de detección coherentes [153] [154] [155].

Por otra parte, los buenos resultados obtenidos con los diversos algoritmos diseñados para el procesamiento digital de señales que mitigan el efecto de XGM sobre los diversos canales ópticos del sistema de comunicaciones WDM no se deben dejar de lado. Estos estudios deben mantenerse para futuras actualizaciones en las tecnologías involucradas en el desarrollo de componentes ópticos o electrónicos necesarios para llevar a cabo el procesamiento digital de señales. Además, las recientes actualizaciones en los estándares Ethernet 50 GbE, 100 GbE y 200 GbE permitirán reducir las exigencias en las tasas de procesamiento involucradas y con ello el campo de aplicación del esquema de procesamiento propuesto resultará útil en ese sentido.

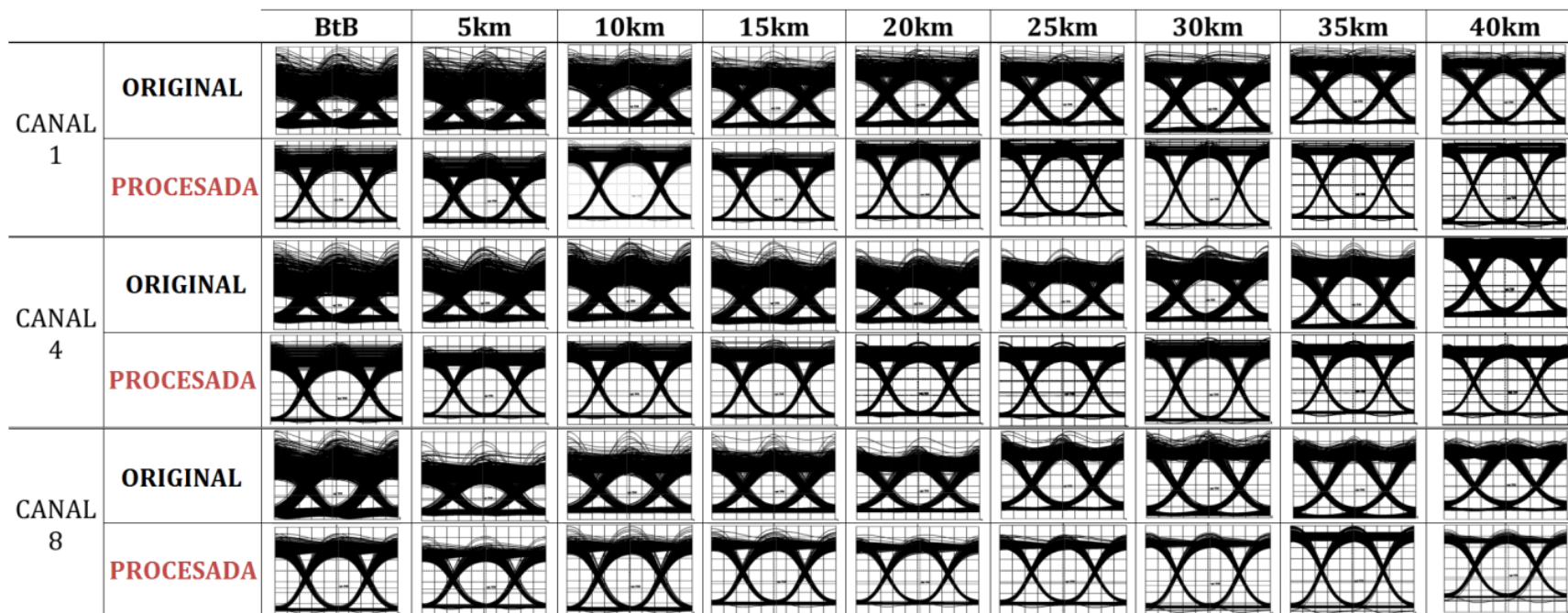


Fig. 5.29 Diagramas de ojo de los canales 1,4 y 8 de la arquitectura 8x50 [Gb/s] con etapa de pre-amplificación con SOA (*original*) y con etapa de post-procesamiento digital de señales (*procesada*). [30]

Capítulo 6. Conclusiones generales del trabajo de investigación.

Es innegable que los sistemas de telecomunicaciones desempeñarán un rol muy importante dentro de las infraestructuras responsables de interconectar de manera eficiente tanto a los habitantes como a los diversos servicios. De acuerdo a los más recientes informes presentados por CISCO [1] a nivel mundial se vislumbra a futuro un crecimiento exponencial en las demandas por ancho de banda y cobertura de los servicios de telecomunicaciones. Los sistemas de comunicaciones basados en la transmisión de datos mediante pulsos de luz modulados a través de fibra óptica han sido de momento los únicos capaces de afrontar este reto. Sin embargo, es claro que esta solución no perdurará para siempre y por lo tanto surge una fuerte necesidad de explotar de una manera más inteligente la gran capacidad que nos ofrece dicho medio de transmisión.

Es por ello que los recientes avances en diversas áreas dentro del campo de las comunicaciones ópticas como por ejemplo, (a) la creación de nuevas fibras ópticas, (b) la optimización de los esquemas de amplificación y regeneración, (c) el empleo de esquemas de multiplexación espacial, (d) el uso de sistemas coherentes, (e) la utilización de formatos de modulación avanzados, (f) el uso de procesamiento digital de señales, (g) el procesamiento fotónico de señales ópticas, (h) la creación e implementación de esquemas de corrección de errores, (i) el modelado y corrección de fenómenos no lineales, y (j) el desarrollo y optimización de novedosos dispositivos fotónicos, permitirán potenciar al máximo los recursos ofrecidos por este tipo de sistemas.

Todas estas soluciones novedosas permitirán una convergencia hacia un sistema de comunicaciones óptico completamente transparente en el sentido de que algunas funciones necesarias dentro del proceso de transmisión de información ya no sean llevadas a cabo en el dominio eléctrico de manera intermedia entre el equipo transmisor y receptor, sino que todo sea realizado a nivel óptico y con ello superar las limitaciones de ancho de banda y tasa de transmisión que se tienen en estos procesos de conversión óptico-eléctrico-óptico.

En ese sentido, tenemos a los amplificadores ópticos de semiconductor como un dispositivo fotónico fundamental para llevar a cabo la implementación de diversas aplicaciones tanto en un régimen lineal como no lineal que han generado mucho interés recientemente debido a que ofrecen versatilidad y una serie de características atractivas en comparación a sus otros competidores.

Para propósitos de amplificación, la interacción entre una o más señales ópticas dentro del medio activo del SOA podrá llevar al amplificador a operar ya sea en un estado no saturado, donde la ganancia es constante (régimen lineal), o en un estado saturado, donde la ganancia es variable (régimen no lineal). Es

en este último en el cual ocurren los distintos efectos no lineales en donde, por una parte, tenemos la automodulación de ganancia (SGM) y fase (SPM) que ocurren debido a la propia señal óptica en específico, y por otro lado tenemos la modulación cruzada de ganancia (XGM) y fase (XPM) y el mezclado de cuatro ondas (FWM) que son consecuencia de la presencia de otras señales ópticas.

Por lo tanto, es importante tomar en cuenta que dependiendo del esquema de modulación seleccionando para transmitir la información, la afectación por efectos no lineales del SOA será distinta tanto en amplitud, como en fase y polarización. En nuestro caso, dado que estamos utilizando un esquema de modulación basado en la transmisión de información a través de las variaciones de amplitud de una señal óptica, es importante conocer qué fenómenos no lineales del SOA afectarán dicha amplitud. Uno de los más importantes es el efecto *patterning*, que ocurre cuando a la entrada del SOA se presenta un pulso óptico de una potencia tal que consume gran cantidad de portadores, que luego son suministrados por una corriente eléctrica externa, lo que lleva a una reducción o compresión de ganancia. Además, debido a que la recuperación de ganancia no es instantánea en el SOA, una vez ocurrida la compresión de ganancia, cualquier pulso siguiente sufrirá un nivel de amplificación por debajo del nivel no saturado. Por lo tanto, se establece una dependencia entre el patrón de bits de la señal óptica y la potencia de salida ofrecida por el SOA.

Con la finalidad de que el SOA recupere posición entre sus principales competidores como amplificador es necesario optimizar su comportamiento, ya sea a través de nuevas técnicas de diseño que permitan incrementar el rango de operación lineal, o mediante la definición de novedosos esquemas mitigadores de dichos efectos no lineales. Para alcanzar este ambicioso objetivo se llevó a cabo una investigación teórica alrededor del principal componente fotónico de estudio, el amplificador óptico de semiconductor (SOA).

En cuanto a la inclusión del SOA dentro de los sistemas de transmisión ópticos multicanal WDM se tuvo que proponer, implementar y optimizar un sistema de transmisión óptico, dentro del simulador propiedad del Instituto de Ingeniería, que nos permitiera contar con un campo de aplicación real para el amplificador óptico de semiconductor (SOA). Este sistema de transmisión WDM propuesto sirvió como cama de pruebas para el análisis de la efectividad de los distintos esquemas mitigadores del efecto de XGM observado en sistemas multicanal operando a altas tasas de operación por canal.

La relevancia del trabajo desarrollado con esta arquitectura WDM propuesta radica en que se demostró la factibilidad de operación del enlace con capacidad de 400 [Gb/s] y alcance máximo de transmisión de 40 [km] que no había sido contemplado por el grupo de la IEEE en la definición del estándar 400 GbE.

Otros logros alcanzados con este trabajo de investigación anterior tiene que ver con la propuesta original de diversos estudios o pruebas que no se habían desarrollado previamente dentro del grupo de investigación del Instituto.

- La primera tiene que ver con el estudio del comportamiento de los diagramas de ojo de varios canales WDM con la finalidad de definir el plan de frecuencias (*longitudes de onda*) óptimo para cada canal WDM y para el proceso de amplificación con SOA. Esto último es muy importante ya que al operar con tasas de transmisión altas (50 [Gb/s]) los efectos de dispersión cromática asociados a la fibra óptica tienen un gran impacto en la calidad de la señal óptica detectada y amplificada por el SOA. Los resultados mostraron que a medida que la tasa de transmisión por canal se incrementa la zona de operación óptima se establece alrededor de la longitud de cero dispersión de la fibra óptica monomodo utilizada. Esto fue un resultado muy importante que permite de una forma más sencilla el poder definir los rangos de frecuencia (*longitud de onda*) máximos y mínimos del plan WDM.
- El segundo estudio propuesto de manera original está relacionado con el análisis del impacto de los efectos degradantes del rendimiento observado en un sistema multi-portadora óptico operando a altas tasas de transmisión como consecuencia del comportamiento saturado y no saturado del SOA. Dicho estudio permite cuantificar el efecto que presenta cada efecto del SOA (XGM, FWM, NF) e interacción de los efectos dispersivos de la fibra óptica sobre el proceso de amplificación y eficiencia en el desempeño de las no linealidades del SOA. Para ello se llevaron a cabo pruebas consistentes en determinar las penalidades de potencia en términos de una sensibilidad medida en el equipo receptor considerando una tasa de bits erróneos de 1×10^{-13} . Esta prueba fue realizada para dos condiciones de operación (*potencia óptica de entrada*) distintas tales que el SOA operara en la zona lineal (*fibra óptica de 40 km*) y en un régimen de satura de ganancia (*fibra óptica de 2 km*).

Para lograr el desarrollo de esquemas capaces de reducir o mitigar el efecto de XGM, principal fenómeno no lineal del SOA degradante del rendimiento en el sistema WDM, sobre cada una de las distintas señales ópticas amplificadas con SOA fue necesario realizar una investigación teórica sobre el estado del arte de los principales esquemas mitigadores de las no linealidades asociadas al SOA que afectan su rendimiento en procesos de amplificación óptica tanto en sistemas de un solo canal óptico y para sistemas de transmisión multicanal WDM.

Se abordaron diversos enfoques con la intención de minimizar los fenómenos de distorsión generados en las señales ópticas de salida del SOA a causa de la operación en un régimen saturado del dispositivo

activo (SOA) cuando se utilizan en esquemas de transmisión multicanal para los sistemas de transmisión WDM de nueva generación.

El principal esquema analizado en este proyecto de investigación implicaba una etapa de filtrado óptico sobre la señal óptica de salida afectada por el proceso de operación del SOA bajo un régimen saturado de ganancia. Dicha etapa de filtrado fue considerada dada la efectividad que había mostrado en pruebas desarrolladas por otros investigadores. El filtro que se utilizó fue un tipo paso-banda el cual estaba implementado dentro del simulador y fue viable modificar sus características de diseño. Los resultados obtenidos de este proceso de modificación del espectro de la señal óptica, tras haber sido afectada por las no linealidades del SOA, no mostraron mejoras notables en el proceso de reducción del impacto negativo sobre el rendimiento del sistema WDM.

El siguiente esquema propuesto y analizado dentro del proyecto de investigación reconsideró la utilización de una etapa de post-filtrado óptico como previamente había sido considerado. A diferencia del estudio previo, que utilizaba un filtro óptico tipo paso-banda, en este nuevo acercamiento se decidió estimar el perfil óptico de ganancia de un filtro óptico que permitiera corregir de la mejor forma el efecto negativo del SOA sobre el proceso de amplificación. El enfoque que se siguió en este caso, para poder definir dicho perfil óptico de ganancia, se basa en el cálculo del espectro de la señal óptica de entrada y salida de un canal WDM en particular que sirva como medio para la definición de una función de transferencia del SOA y una para el filtro óptico anti-XGM. Para lograr lo anterior, fue necesario realizar modificaciones al simulador con la finalidad de poder obtener la información referente al canal WDM de interés y mediante la aplicación de la transformada rápida de Fourier estimar el espectro de dicha señal óptica antes de ser amplificada y después de haber pasado por el SOA.

Los primeros resultados con esta técnica mostraron ser excelentes en el proceso de reducción del efecto degradante del SOA, sin embargo, la limitante que se encontró estaba relacionada con el hecho de que el perfil de ganancia de este filtro óptico resultaba ser bastante complicado de implementar físicamente dada la complejidad observada en el comportamiento de ganancia como función de la frecuencia. Con la finalidad de reducir la compleja respuesta en frecuencia del filtro óptico, capaz de reducir el efecto de XGM del SOA, se realizó la programación en LabView de un instrumento virtual capaz de modificar las características espectrales de la señal óptica de entrada y salida. Esto permitió controlar las características del espectro de la señal óptica a la salida-entrada al SOA a partir de modificaciones de los campos ópticos de los canales WDM y con ello modificar la correspondiente función de transferencia que define la respuesta en frecuencia del filtro óptico previamente calculado. Los resultados de este estudio lograron reducir enormemente la complejidad del filtro óptico con la desventaja de reducir ligeramente la

efectividad en la reducción del efecto de XGM del SOA. Sin embargo, esto permite considerar su posible implementación de manera experimental con alguna técnica de diseño de filtros ópticos.

Otra propuesta, completamente distinta a las anteriores, implicaba el uso de funciones de procesamiento digital de señales. Este procesamiento fue llevado a cabo sobre la señal eléctrica detectada del lado del receptor ya que esta señal eléctrica preserva las distorsiones generadas por el SOA en cada uno de los pulsos ópticos que constituyen a la señal transmitida por cada canal. Para lograr este objetivo fue necesario definir diversos algoritmos de procesamiento que permitiesen corregir las variaciones de amplitud presentes en la señal eléctrica como producto del régimen de operación no lineal del SOA. Para ello fue necesario obtener la información de la señal eléctrica detectada que sirviera como datos de entrada al algoritmo. Una vez adquirida dicha información del simulador, se procedió a procesarla con los diversos algoritmos propuestos.

Los principales retos con estos esquemas de procesamiento están vinculados a las velocidades de procesamiento que los componentes electrónicos reales son capaces de trabajar. Esto último es crítico debido a que la tasa de 50 [Gb/s] de cada canal óptico de nuestro sistema WDM implicaría velocidades de procesamiento difícilmente alcanzables considerando su posible implementación con la tecnología actual. Los resultados obtenidos con los diversos algoritmos propuestos fueron bastante promisorios, mostrando un desempeño superior al compararlo con el sistema original. Además, este esquema permitió no solo en reducir el efecto degradante de las no linealidades del SOA, sino que fue capaz de permitir la operación del sistema WDM sobre los 40 km de distancia que originalmente nos habíamos propuesto.

El presente trabajo representa una contribución al campo de la investigación alrededor del amplificador óptico de semiconductor que aboga por una mayor inclusión de este componente altamente versátil y funcional dentro de la conformación de las futuras redes de transporte para el desempeño de funciones de procesamiento de señales. Las propuestas analizadas en este proceso de investigación representan alternativas novedosas tanto para el diseño de filtros ópticos y el uso de esquemas de procesamiento digital de señales capaces de corregir el efecto degradante que genera la presencia del fenómeno de modulación cruzada de ganancia (XGM) presente en el SOA durante procesos de amplificación multi-canal típica en sistemas de transmisión óptica (WDM).

Referencias bibliográficas

- [1] P. J. Winzer, "Challenges and evolution of optical transport networks," in *36th European Conference and Exhibition on Optical Communication*, Torino, Italy, 2010, pp. 1-3.
- [2] M. Cvijetic and I. B. Djordjevic, *Advanced optical communication systems and networks*, 1st ed.: Boston: Artech House, 2013.
- [3] P. J. Winzer and R. J. Essiambre, "Advanced Optical Modulation Formats," *Proceedings of the IEEE*, vol. 94, no. 5, pp. 952-985, May 2006.
- [4] R. Schmogrow, D. Hillerkuss, C. Koos, and W. Freude J. Leuthold, "Nyquist Pulse Shaping in Optical Communications," in *Photonic Networks and Devices*, Rio Grande, Puerto Rico United States, 2013.
- [5] K. Kikuchi, "Fundamentals of Coherent Optical Fiber Communications," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, no. 1, pp. 157-179, January 2016.
- [6] C. Fludger, "Digital signal processing in optical communications from Long-haul to Data-centre," in *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, Anaheim, CA., 2016, pp. 1-35.
- [7] K. Onohara and T. Mizuochi F. Chang, "Forward error correction for 100 G transport networks," *IEEE Communications Magazine*, vol. 48, no. 3, pp. S48-S55, 2010 March.
- [8] N. Bai, N. Zhao, and C. Xia G. Li, "Space-division multiplexing: the next frontier in optical communication," *Advances in Optics and Photonics*, vol. 6, no. 4, pp. 413-487, December 2014.
- [9] S. LaRochelle and L. Wang, "Optical Fibers for Next Generation Optical Communications," in *Advanced Photonics (IPR, NOMA, Sensors, Networks, SPCom, SOF)*, Vancouver, Canada, 2016.
- [10] E. Agrell et al., "Roadmap of optical communications," *Journal of Optics*, vol. 18, no. 6, pp. 1-40, May 2016.
- [11] CISCO. (2017, June) White Papers: The Zettabyte Era: Trends and Analysis. [Online]. <https://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/vni-hyperconnectivity-wp.pdf>

- [12] CISCO. (2017, September) White Papers. Visual Networking Index: Forecast and Methodology, 2016–2021. [Online]. <https://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/complete-white-paper-c11-481360.pdf>
- [13] CISCO. VNI Forecast Highlights Tool. [Online]. https://www.cisco.com/c/m/en_us/solutions/service-provider/vni-forecast-highlights.html
- [14] K. C. Kao and G. A. Hockham, "Dielectric-fibre surface waveguides for optical frequencies," *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 113, no. 3, pp. 1151–1158, July 1966.
- [15] S. Matsuoka, "Ultrahigh-speed Ultrahigh-capacity Transport Network Technology for Cost-effective Core and Metro Networks," *NTT Technical Review*, vol. 9, no. 8, 2011.
- [16] Pierre Sillard, "New fibers for ultra-high capacity transport," *Optical Fiber Technology*, vol. 17, no. 5, pp. 495-502, August 2011.
- [17] H. Takara et al., "1.01-Pb/s (12 SDM/222 WDM/456 Gb/s) Crosstalk-managed Transmission with 91.4-b/s/Hz Aggregate Spectral Efficiency," in *European Conference and Exhibition on Optical Communication, OSA Technical Digest*, 2012.
- [18] Xiang Liu, B. Zhu and D. W. Peckham S. Chandrasekhar, "Transmission of a 1.2-Tb/s 24-carrier no-guard-interval coherent OFDM superchannel over 7200-km of ultra-large-area fiber," in *35th European Conference on Optical Communication*, Vienna, Austria, 2009, pp. 1-2.
- [19] A. Napoli et al., "Towards multiband optical systems," in *Advanced Photonics (BGPP, IPR, NP, NOMA, Sensors, Networks, SPCom, SOF)*, Zurich, Switzerland, 2018.
- [20] P. J. Winzer, "Spatial Multiplexing in Fiber Optics: The 10X Scaling of Metro/Core Capacities," *Bell Labs Technical Journal*, vol. 19, pp. 22-30, February 2014.
- [21] P. J. Winzer, "Spatial multiplexing: The next frontier in network capacity scaling," in *39th European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC 2013)*, London, 2013, pp. 1-4.
- [22] R. Hunsperger, *Integrated Optics. Theory and Technology.*, 6th ed.: Springer-Verlag New York, 2009.

- [23] K. Roberts et al., "High Capacity Transport—100G and Beyond," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 33, no. 3, pp. 563-578, Feb 2015.
- [24] K. Zhong et al., "Recent Advances in Short Reach Systems," in *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, Los Angeles, CA, 2017, pp. 1-3.
- [25] K. E. Zoiros, "Special Issue on Applications of Semiconductor," *Applied Sciences*, vol. 8, no. 7, July 2018.
- [26] E. Ramírez-Cruz, R. Gutiérrez-Castrejón, P. Torres-Ferrera, and D.E. Ceballos-Herrera, "An alternative for the implementation of 40-km reach Ethernet at 400Gb/s using an 8×50Gb/s PHY at 1310nm with SOA pre-amplification," *Optical Switching and Networking*, vol. 22, pp. 86-94, November 2016.
- [27] I. Rendón-Salgado, E. Ramírez-Cruz, and R. Gutiérrez-Castrejón, "640 Gb/s all-optical AND gate and wavelength converter using bulk SOA turbo-switched Mach-Zehnder interferometer with improved differential scheme," *Optics & Laser Technology*, vol. 109, pp. 671-681, January 2019.
- [28] E. Ramírez-Cruz, I. Rendón-Salgado, D.E. Ceballos-Herrera, and R. Gutiérrez-Castrejón, "Cross-Gain Modulation Mitigation in Semiconductor Optical Pre-Amplifiers Using a New Synthetic Filter for NRZ-Based WDM Transmission Systems," in *20th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, Bucharest, Romania, 2018, pp. 1-4.
- [29] I. Rendón-Salgado, E. Ramírez-Cruz, and R. Gutiérrez-Castrejón, "All-Optical Demultiplexing of a 640 Gbit/s OTDM Signal Using Bulk SOA Turbo-Switched Mach-Zehnder Interferometer with Improved Differential Scheme," in *20th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, Bucharest, Romania, 2018, pp. 1-4.
- [30] Ernesto Ramírez-Cruz, Ramón Gutiérrez-Castrejón, and Irving Rendón-Salgado, "Procesamiento digital de señales para la reducción de efectos no lineales en sistemas DWDM con pre-amplificación óptica de semiconductor," in *Vigesimaseptima reunión internacional de otoño de comunicaciones, computación, electrónica, automatización, robótica y exposición industrial*, Acapulco, Guerrero, 2017, pp. 654-659.
- [31] R. Gutiérrez-Castrejón, D.E. Ceballos-Herrera, P. Torres-Ferrera, E. Ramírez-Cruz, and I. Rendón-Salgado, "Optical Solutions for Short-Reach Optical Transmission Systems: A Road from Gbps to

Tbps," *IEEE PHOTONICS SOCIETY NEWSLETTER*, vol. 32, no. 4, pp. 4-9, August 2018.

- [32] R. Bonk, *Linear and Nonlinear Semiconductor Optical Amplifiers for Next-Generation Optical Networks*, 1st ed.: KIT Scientific Publishing, 2013.
- [33] H. Ghafouri-Shiraz, *The Principles of Semiconductor Laser Diodes and Amplifiers. Analysis and Transmission Line Laser Modelling.*, 1st ed.: Imperail college press, 2003.
- [34] M. J. Coupland, K. G. Hambleton, and C. Hilsum, "Measurement of amplification in a GaAs injection laser.," *Physics Letters*, vol. 7, no. 4, pp. 231-232, December 1963.
- [35] Lan Xinju, *Laser Technology*, 2nd ed. Florida, USA: CRC Press, 2010.
- [36] R. Clavero Galindo, "Flip-Flops Ópticos basados en Interferómetros Mach-Zehnder Activos con Realimentación," Universidad Politécnica de Valencia, Valencia, Tesis doctoral 2007.
- [37] N. K. Dutta and Q. Wang, *Semiconductor Optical Amplifiers*, 2nd ed. Singapore: World Scientific Publishing Co Pte Ltd, 2013.
- [38] Kenichi Iga and Yasuo Kokubun, *Encyclopedic handbook of integrated optics*, 1st ed.: CRC Press , 2005.
- [39] Michael J. Connelly, *Semiconductor Optical Amplifiers*, 1st ed. US: Springer US, 2002.
- [40] A. Rostami and R. Maram, "Quantum-Dot Semiconductor Optical Amplifiers, Basic Principles, Design Methods, and Optical Characterizations," in *Nanostructure Semiconductor Optical Amplifiers.*: Springer -Verlag Berlin Heidelberg, 2011, ch. 1, pp. 1-52.
- [41] E. Fred Schubert, *Light-Emitting Diodes*, 2nd ed.: Cambridge University Press, 2012.
- [42] T. S. El-Bawab, *Optical Switching*, 1st ed.: Springer US, 2006.
- [43] T. Numai, *Laser Diodes and their Applications to Communications and Information Processing*, 1st ed.: John Wiley & Sons, Inc. , 2010.
- [44] T. Nishinaga, *Handbook of Crystal Growth*, 2nd ed.: Elsevier, 2015.
- [45] M. J. Connelly, "Semiconductor Amplifiers and Their Applications," in *3rd Spanish Meeting of*

Optoelectronics (OPTOEL'03), España, 2003, pp. 14-16.

- [46] A. Rostami, H. Baghban, and R. Maram, *Nanostructure Semiconductor Optical Amplifiers. Building Blocks for All-Optical Processing.*, 1st ed.: Springer, 2011.
- [47] D. Hillerkuss, *Single-Laser Multi-Terabit/s Systems*, 1st ed.: KIT Scientific Publishing, 2013.
- [48] S. Koenig, *Semiconductor Optical Amplifiers and mm-Wave Wireless Links for Converged Access Networks*, 1st ed.: Karlsruhe Scientific Publishing, 2014.
- [49] B. Guenther and D. Steel, *Encyclopedia of Modern Optics*, 2nd ed.: Academic Press , 2018.
- [50] T. Numai, *Fundamentals of Semiconductor Lasers*, 2nd ed.: Springer Japan, 2015.
- [51] M. Premaratne and G. P. Agrawal, *Light Propagation in Gain Media. Optical Amplifiers.*, 1st ed.: Cambridge University Press, 2011.
- [52] Md Nazoor Khan and S. Panigrahi, *Principles of Engineering Physics 2*, 1st ed.: Cambridge University Press, 2017.
- [53] M. Razeghi, *Technology of Quantum Devices*, 1st ed.: Springer US, 2010.
- [54] W. Drexler and J. G. Fujimoto, *Optical Coherence Tomography. Technology and Applications.*, 2nd ed.: Springer International Publishing, 2015.
- [55] L. Occhi et al., "Intraband gain dynamics in bulk semiconductor optical amplifiers: measurements and simulations," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 38, no. 1, pp. 54-60, January 2002.
- [56] J. M. Wiesenfeld, "Gain dynamics and associated nonlinearities in semiconductor optical amplifiers," *International Journal of High Speed Electronics and Systems*, vol. 7, no. 1, pp. 179-222, March 1996.
- [57] H. Venghaus and N. Grote, *Fibre Optic Communication: Key Devices.*, 2nd ed.: Springer International Publishing, 2017.
- [58] L. Occhi et al., "Intraband gain dynamics in bulk semiconductor optical amplifiers," in *Optical Amplifiers and Their Applications*, Stresa, Italy, 2001.

- [59] J. Zyskind and A. Srivastava, *Optically Amplified WDM Networks*, 1st ed.: Academic Press , 2010.
- [60] Govind P. Agrawal , "Optical Fibers," in *Fiber-Optic Communication Systems*.: Wiley, John & Sons, Incorporated, 2002, ch. 2, pp. 24-76.
- [61] H. Schmeckebier, *Quantum-Dot-Based Semiconductor Optical Amplifiers for O-Band Optical Communication*, 1st ed.: Springer International Publishing, 2017.
- [62] T. Vallaitis, *Ultrafast nonlinear silicon waveguides and quantum dot semiconductor optical amplifiers*, 1st ed.: KIT Scientific Publishing, 2012.
- [63] Kevin Carney, "Investigation of In-Situ Parameter Control in Novel Semiconductor Optical Amplifiers," School of Electronic Engineering, Faculty of Engineering and Computing. Dublin City University, Dublin, Irlanda., Tesis doctoral 2012.
- [64] J. Wang, *Pattern Effect Mitigation Techniques for All-Optical Wavelength Converters Based on Semiconductor Optical Amplifiers*, 1st ed.: KIT Scientific Publishing, 2010.
- [65] P. Torres Ferrera, "Análisis de sistemas WDM como interfaz óptica para Ethernet a 100 y 400 Gb/s con alcance máximo de 40 km," Universidad Nacional Autónoma de México, Ciudad de México, Tesis de maestría 2012.
- [66] LabVIEW. [Online]. <http://www.ni.com/es-mx/shop/labview.html>
- [67] L. Nguyen Binh, *Optical Fiber Communication Systems with MATLAB and Simulink Models*, 2nd ed.: CRC Press, Inc., 2015.
- [68] I. Tomkos, M. Spyropoulou, K. Ennser, M. Köhn, and B. Mikac, *Towards Digital Optical Networks*, 1st ed.: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2009.
- [69] G. Ellinas, N. Antoniadis, and I. Roudas, "Modeling, Simulation, Design and Engineering of WDM Systems and Networks: An Introduction," in *WDM Systems and Networks*. New York, NY.: Springer, 2012, ch. 1, pp. 1-10.
- [70] Doe. (2018, October) Fiber optic network diagram. [Online]. <http://www.soulmatestyle.co/fiber-optic-network-diagram.html>

- [71] N. Antoniadis, G. Ellinas, and I. Roudas, *WDM Systems and Networks*, 1st ed.: Springer-Verlag New York, 2012.
- [72] R. Gutiérrez-Castrejón, "State-of-the-Art in Device and Network Element Level Modeling," in *WDM Systems and Networks*.: Springer, 2012, pp. 63-97.
- [73] L. Nguyen Binh, *Optical Modulation: Advanced Techniques and Applications*, 1st ed.: CRC Press, 2017.
- [74] M. Cvijetic, *Optical transmission systems engineering*. United States: Artech House Publishers, 2004.
- [75] C. Peucheret. (2009, November) Direct and External Modulation of Light. Apuntes.
- [76] R. Gutiérrez-Castrejón and P. Torres-Ferrera, "Nonlinear response of the semiconductor pre-amplifier in next generation 400 Gb/s ethernet 40-km transceivers," in *9th International Symposium on Communication Systems, Networks & Digital Sign (CSNDSP)*, Manchester, 2014, pp. 1100-1105.
- [77] M. Duell and R. Gutierrez-Castrejon, "4x25-Gb/s 40-km PHY at 1310 nm for 100 GbE using SOA-based preamplifier," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, no. 12, pp. 1681-1689, July 2008 .
- [78] R. Gutiérrez-Castrejón and P. Torres-Ferrera, "Design and Technical Feasibility of Next 400 GbE 40-km PMD Based on 16x25 Gbps Architecture," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 31, no. 14, pp. 2386-2393, July 2013.
- [79] I. P. Kaminow and T. L. Koch, *Optical Fiber Telecommunications IIIA (Volume A)*.: Academic Press , 1997.
- [80] A. K. Dutta, N. K. Dutta, M. Fujiwara, and H. Kogelnik, *WDM Technologies: Optical Networks*, 1st ed.: Academic Press, 2004.
- [81] G. Morthier and A. Lowery, "Modelling of DFB laser diodes," in *Photonic Devices for Telecommunications*.: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 1999, ch. 7, pp. 183-211.
- [82] G. Morrison, "Modelling the Spectra of Distributed Feedback Lasers," McMaster University, Hamilton, Ontario, PhD. Thesis February,2002.

- [83] H. I. Ralph, "On the theory of the Franz-Keldysh effect," *Journal of Physics C: Solid State Physics*, vol. 1, no. 2, pp. 378-386, April 1968.
- [84] Joachim Piprek, *Nitride Semiconductor Devices: Principles and Simulation*, 1st ed.: Wiley-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, 2007.
- [85] *Optoelectronic Devices: Design, Modeling, and Simulation.*, 1st ed.: Cambridge University Press, 2009.
- [86] I. Kaminow, T. Li, and A. Willner, *Optical Fiber Telecommunications (Volume VI-B)*, 6th ed.: Academic Press, 2013.
- [87] FS.COM. (2015, April) An Overview of DWDM Technology and DWDM System Components. [Online]. <https://community.fs.com/blog/an-overview-of-dwdm-technology-and-dwdm-system-components.html>
- [88] M. K. Smit, "Progress in AWG design and technology," in *Proceedings of 2005 IEEE/LEOS Workshop on Fibres and Optical Passive Components*, Palermo, Italy, 2005, pp. 26-31.
- [89] S. Suzuki, and I. Nishi H. Takahashi, "Wavelength multiplexer based on SiO₂-Ta₂O₅ arrayed-waveguide grating," *Lightwave Technology*, vol. 12, no. 6, pp. 989-995, June 1994.
- [90] André Richter, "Computer Modeling of Transport Layer Effects," in *WDM Systems and Networks: Modeling, Simulation, Design and Engineering.*: Springer-Verlag New York, 2012, ch. 2, pp. 13-61.
- [91] J. S. Beasley and P. Nilkaew, *Networking Essentials*, 3rd ed.: Pearson IT Certification, 2012.
- [92] Víctor Manuel Dolores Calzadilla, "Estudio de la propagación de solitones ópticos mediante la ecuación no lineal de Schrödinger.," Universidad Nacional Autónoma de México., México, Tesis de maestría 2009.
- [93] O. V. Sinkin, R. Holzlohner, J. Zweck, and C. R. Menyuk, "Optimization of the split-step Fourier method in modeling optical-fiber communications systems," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, no. 1, pp. 61-68, January 2003.
- [94] G. P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics.*: Academic Press, 2001.

- [95] K. Markowski, Ł. Chorchos, and J. Piotr Turkiewicz, "Influence of four-wave mixing in short- and medium-range 1310 nm dense wavelength division multiplexing systems," *Applied Optics*, vol. 55, no. 11, pp. 3051-3057, April 2016.
- [96] B. Woodward and E. B. Husson, *Fiber Optics Installer and Technician Guide*, 1st ed.: Sybex, 2005.
- [97] A. Al-Azzawi, *Fiber Optics: Principles and Practices (Optical Science And Engineering Series)*, 1st ed.: CRC Press, 2006.
- [98] D. Cassiol, S. Scotti, and A. Mecozzi, "A time-domain computer simulator of the nonlinear response of semiconductor optical amplifiers," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 36, no. 9, pp. 1072-1080, September 2000.
- [99] A. Mecozzi and J. Mork, "Saturation effects in nondegenerate four-wave mixing between short optical pulses in semiconductor laser amplifiers," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 3, no. 5, pp. 1190-1207, October 1997.
- [100] R. Gutiérrez-Castrejón, L. Schares, and M. Duelk, "SOA nonlinearities in 4×25 Gb/s WDM pre-amplified system for 100-Gb/s Ethernet," *Optical and Quantum Electronics*, vol. 40, no. 13, pp. 1005–1019, October 2008.
- [101] P. Torres-Ferrera, O. Fernández-Segura, and R. Gutiérrez-Castrejón, "Comparison of 10 x 40 Gbps and 8 x 50 Gbps WDM system for next-generation Ethernet operating at 400 Gbps," in *Latin America Optics and Photonics Conference*, Cancun, México, 2014.
- [102] L. Schares, L. Occhi and G. Guekos R. Gutierrez-Castrejon, "Modeling and measurement of longitudinal gain dynamics in saturated semiconductor optical amplifiers of different length," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 36, no. 12, pp. 1476-1484, December 2000.
- [103] R. Gutiérrez-Castrejón and M. Duelk, "Using LabVIEW™ for advanced nonlinear optoelectronic device simulations in high-speed optical communications," *Computer Physics Communications*, vol. 174, no. 6, pp. 431-440, March 2006.
- [104] R. Gutiérrez-Castrejón, L. Occhi, L. Schares, and G. Guekos, "Recovery dynamics of cross-modulated beam phase in semiconductor amplifiers and applications to all-optical signal processing," *Optics Communications*, vol. 195, no. 1-4, pp. 167-177, August 2001.

- [105] R. Gutierrez-Castrejon and M. Duelk, "Uni-directional time-domain bulk SOA Simulator considering carrier depletion by amplified spontaneous emission," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 42, no. 6, pp. 581-588, June 2006.
- [106] J. Gao, *Optoelectronic Integrated Circuit Design and Device Modeling*, 1st ed.: Wiley, 2011.
- [107] L. Nguyen Binh, *Optical Fiber Communication Systems with MATLAB® and Simulink® Models*, 2nd ed.: CRC Press, 2014.
- [108] ETHERNET ALLIANCE. (2018, March) The 2018 Ethernet Roadmap. [Online]. <https://ethernetalliance.org/the-2018-ethernet-roadmap/>
- [109] Charles E. Spurgeon and Joann Zimmerman, *Ethernet: The Definitive Guide: Designing and Managing Local Area Networks*, 2nd ed.: O'Reilly Media, 2014.
- [110] F. Chang, *Datacenter Connectivity Technologies: Principles and Practice*, 1st ed.: River Publishers, 2018.
- [111] G. Hart. (2017, December) [Online]. <http://forum.ix.br/files/apresentacao/arquivo/134/04%2012%20%2015%2030%20Greg.pdf>
- [112] IEEE Standard for Information technology. (2010, June) Local and metropolitan area networks-- Specific requirements-- Part 3: 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. [Online]. <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5501740>
- [113] A. R. Chraplyvy, "Limitations on lightwave communications imposed by optical-fiber nonlinearities," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 8, no. 10, pp. 1548-1557, October 1990.
- [114] X. Song, X. Man, and X. Shen. (2013, November) Considerations on the Telecom Application for 400GbE, presented at IEEE 802.3 400 GbE Study Group Plenary Meeting. [Online]. http://www.ieee802.org/3/400GSG/public/13_11/song_x_400_01a_1113.pdf
- [115] X. Song et al. (2013, May) Considerations on Options for 400GE Optical Interfaces. [Online]. http://www.ieee802.org/3/400GSG/public/13_05/song_400_01_0513.pdf

- [116] P. Torres Ferrera, "Análisis de sistemas WDM como interfaz óptica para Ethernet a 100 y 400 Gb/s con alcance máximo de 40 km," Universidad Nacional Autónoma de México, México, Tesis de Maestría 2012.
- [117] IEEE Standard 802.3 sec. 4 clause 49, "Physical Coding Sublayer (PCS) for 64B/66B, Type 10GBase-R," in *Proceedings of the IEEE*, 2005, pp. 223-252.
- [118] P. Torres-Ferrera and R. Gutierrez-Castrejon, "Impact of channel-spacing on next 400 Gb/s Ethernet 40-km PMD based on 16×25Gb/s WDM architecture," *Optical Fiber Technology*, vol. 20, no. 3, pp. 177-183, June 2014.
- [119] Thorlabs. (2011) [Online]. https://www.thorlabs.com/newgrouppage9.cfm?objectgroup_id=3990
- [120] S. Kanazawa et al., "Compact flip-chip interconnection 8 x 50 Gbit/s EADFB laser array module for 400 Gbit/s transceiver," *Electronics Letters*, vol. 50, no. 7, pp. 533-534, March 2014.
- [121] S. Kanazawa et al., "400 Gb/s operation of flip-chip interconnection EADFB laser array module," in *2015 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, Los Angeles, CA, 2015, pp. 1-3.
- [122] Y. Tang, J. D. Peters, and J. E. Bowers, "Over 67 GHz bandwidth hybrid silicon electroabsorption modulator with asymmetric segmented electrode for 1.3 μm transmission," *Optics Express*, vol. 20, no. 10, pp. 11529-11535, May 2012.
- [123] ITU-T recommendation G.652. (2005) Characteristics of a single-mode optical fibre and cable. [Online]. <http://www.itu.int/rec/TREC-G.652/en>
- [124] S. Gyun Kim et al., "A 50-Gb/s differential transimpedance amplifier in 65nm CMOS technology," in *2014 IEEE Asian Solid-State Circuits Conference (A-SSCC)*, KaoHsiung, Taiwan, 2014, pp. 357-360.
- [125] Finisar Corporation. (2016) High-speed photodetector XPDV2320R product specification. 50 GHz Bandwidth. [Online]. https://www.finisar.com/sites/default/files/downloads/xpdv2320r_50_ghz_dual-window_photodetector_product_specification_rev_a2.pdf
- [126] K. W. Kobayashi, "State-of-the-art 60 GHz, 3.6 k-ohm transimpedance amplifier for 40 Gb/s and

beyond," in *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium*, Philadelphia, USA, 2003, pp. 55-58.

- [127] IEEE 802. (2017, December) IEEE P802.3bs 400 Gb/s Ethernet Task Force. [Online]. <http://www.ieee802.org/3/bs/>
- [128] J. P. Turkiewicz, "Analysis of the SSMF zero-dispersion wavelength location and its influence on high capacity 1310 nm transmission," in *2013 Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*, Anaheim, CA, 2013, pp. 1-3.
- [129] Jarosław Piotr Turkiewicz, "Cost-effective $n \times 25$ Gbit/s DWDM transmission in the 1310nm wavelength domain," *Optical Fiber Technology*, vol. 17, no. 3, pp. 179-184, May 2011.
- [130] P. Torres-Ferrera, L. Pacheco-Ramírez, and R. Gutiérrez-Castrejón, "Next-generation 400 Gb/s Ethernet PMD over SMF at 1310 nm via DD-OFDM with electro-absorption modulator-based transmitters," in *7th IEEE Latin-American Conference on Communications (LATINCOM)*, Arequipa, 2015, pp. 1-6.
- [131] P. Torres-Ferrera, R. Gutiérrez-Castrejón, and I. Tomkos, "Multi-format 800 – 1600 Gb/s coherent transceiver for inter-data centre interconnects over SMF," in *19th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, Girona, 2017, pp. 1-4.
- [132] D.E. Ceballos-Herrera, R. Gutierrez-Castrejón, and J.J. Sánchez-Mondragón, "Analysis of Stimulated Raman Scattering and Four-Wave Mixing Effects on Crosstalk of Multicore Fibers," in *Frontiers in Optics 2017*, Washington, D.C. United States, 2017, pp. 1-2.
- [133] J. Leuthold et al., "Linear and Nonlinear Semiconductor Optical Amplifiers," in *2010 Conference on Optical Fiber Communication (OFC/NFOEC)*, San Diego, CA., 2010, pp. 1-3.
- [134] Rizou Z.V., Zoiros K.E., and Hatziefremidis A., "Comparison of Basic Notch Filters for Semiconductor Optical Amplifier Pattern Effect Mitigation," *Applied Sciences*, vol. 7, no. 8, August 2017.
- [135] N. Mads L. and M. Jesper, "Increasing the modulation bandwidth of semiconductor-optical-amplifier-based switches by using optical filtering," *Journal of the Optical Society of America B*, vol. 21, no. 9, pp. 1606-1619, September 2004.

- [136] R. Gutierrez-Castrejon and A. Filios, "Pattern-Effect Reduction Using a Cross-Gain Modulated Holding Beam in Semiconductor Optical In-Line Amplifier," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no. 12, pp. 4912-4917, December 2006.
- [137] S. Bischoff, M. L. Nielsen, and J. Mork, "Improving the all-optical response of SOAs using a modulated holding signal," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 22, no. 5, pp. 1303-1308, May 2004.
- [138] H. N. Tan, M. Matsuura, and N. Kishi, "Enhancement of Input Power Dynamic Range for Multiwavelength Amplification and Optical Signal Processing in a Semiconductor Optical Amplifier Using Holding Beam Effect," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 17, pp. 2593-2602, September 2010.
- [139] H. K. Kim and S. Chandrasekhar, "Reduction of cross-gain modulation in the semiconductor optical amplifier by using wavelength modulated signal," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 12, no. 10, pp. 1412-1414, October 2000.
- [140] S. Singh, "Assessment of gain saturation in cascaded semiconductor optical amplifier for high-bit-rate wavelength-division-multiplexing signals over long transmission distance," *Optical Engineering (SPIE)*, vol. 47, no. 3, pp. 035008-1 to 035008-8, March 2008.
- [141] E. Ciaramella, A. D'Errico, and V. Donzella, "Using Semiconductor-Optical Amplifiers With Constant Envelope WDM Signals," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 44, no. 5, pp. 403-409, May 2008.
- [142] R. Gutierrez-Castrejon, V. Dolores-Calzadilla, and M. Duelk, "Gain-controlled semiconductor optical preamplifier for the 100 Gbit/s 40 km Ethernet receiver," *Applied Optics*, vol. 48, no. 25, pp. F82-F89, September 2009.
- [143] Z. V. Rizou, K. E. Zoiros, A. Hatziefremidis, and M. J. Connelly, "Design analysis and performance optimization of a Lyot filter for semiconductor optical amplifier pattern effect suppression," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 19, no. 5, pp. 1-9, September-October 2013.
- [144] K. E. Zoiros, C. O'Riordan, and M. J. Connelly, "Semiconductor Optical Amplifier Pattern Effect Suppression Using a Birefringent Fiber Loop," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, no. 4,

pp. 221-223, February 2010.

- [145] Y. Dong et al., "Suppression of waveform distortion in semiconductor optical amplifier using internal birefringence and slope filtering," *Electronics Letters*, vol. 37, no. 11, pp. 704-705, May 2001.
- [146] K. Hussain, R. Pradhan, and P. K. Datta, "Patterning characteristics and its alleviation in high bit-rate amplification of bulk semiconductor optical amplifier," *Optical and Quantum Electronics*, vol. 42, no. 1, pp. 29-43, January 2010.
- [147] F. Girardin, G. Guekos, and A. Houbavlis, "Gain recovery of bulk semiconductor optical amplifiers," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 10, no. 6, pp. 784-786, June 1998.
- [148] R. Giller, R. J. Manning, G. Talli, R. P. Webb, and M. J. Adams, "Analysis of the dimensional dependence of semiconductor optical amplifier recovery speeds," *Optics Express*, vol. 15, no. 4, pp. 1773-1782, February 2007.
- [149] Dyc F. M., Mazurek P., and Turkiewicz J. P., "Utilization of the SOA Deep Saturation and Power Averaging Effect to Counteract Intra-Channel Crosstalk in DWDM System," *Journal of Telecommunications and Information Technology*, vol. 2, pp. 22-28, 2014.
- [150] E. Zhou et al., "Mitigation of patterning effect in wavelength conversion by cascaded semiconductor optical amplifier and electroabsorption modulator," in *Asia-Pacific Optical Communications*, Hangzhou, China, November 2008, p. 8.
- [151] H. Zhang and S.A. Billings, "Analysing the Transfer Functions of Nonlinear Systems In the Frequency Domain," Department of Automatic Control and Systems Engineering, ACSE Research Report 445 1992.
- [152] X. Zhang, "Digital Signal Processing for Optical Coherent Communication Systems," Technical University of Denmark, Denmark, Tesis 2012.
- [153] Keysight Technologies. (2017) M8196A 92 GSa/s Arbitrary Waveform Generator. [Online]. <https://www.keysight.com/en/pd-2583267-pn-M8196A/92-gsa-s-arbitrary-waveform-generators?cc=MX&lc=eng>
- [154] L. Kull et al., "22.1 A 90GS/s 8b 667mW 64× interleaved SAR ADC in 32nm digital SOI CMOS,"

in *2014 IEEE International Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC)*, San Francisco, 2014, pp. 378-379.

- [155] C. Laperle and M. O'Sullivan, "Advances in High-Speed DACs, ADCs, and DSP for Optical Coherent Transceivers," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 4, pp. 629-643, February 2014.

Anexo: Productos de investigación

Optical Switching and Networking 22 (2016) 86–94



Contents lists available at ScienceDirect

Optical Switching and Networking

journal homepage: www.elsevier.com/locate/osn



An alternative for the implementation of 40-km reach Ethernet at 400 Gb/s using an 8×50 Gb/s PHY at 1310 nm with SOA pre-amplification



E. Ramírez-Cruz, R. Gutiérrez-Castrejón*, P. Torres-Ferrera, D.E. Ceballos-Herrera

Institute of Engineering, Universidad Nacional Autónoma de México UNAM, Cd. Universitaria, 04510 Mexico City, Mexico

ARTICLE INFO

Article history:

Received 21 March 2016
Received in revised form
3 June 2016
Accepted 29 June 2016
Available online 29 June 2016

Keywords:

400 Gigabit Ethernet
Chromatic dispersion
Cross-gain modulation
Semiconductor Optical amplifier
WDM

ABSTRACT

The proposal and technical feasibility of a wavelength-division multiplexed system consisting of eight optical channels, each transporting data at 50 Gb/s in NRZ modulation format, are presented. It is numerically demonstrated that, aided by a semiconductor optical pre-amplifier with 23 dB of gain and setting the laser output power of an electro-absorption-based transmitter to +7.9 dBm, a propagation distance of 40 km over conventional single-mode optical fiber can be achieved with a BER $< 1 \times 10^{-13}$. Despite its high sensitivity, dispersion power penalty is minimized by setting a 400 GHz channel plan in O-band whose center is slightly red-shifted from the zero-dispersion wavelength of the fiber. Moreover, non-zero dispersion is found to be useful in reducing the deleterious amplifier nonlinear gain modulation at mid-range distances, whereas four-wave mixing is found to play a practically inconsequential role. In agreement with previous results derived for 25 Gb/s multi-channel links, optical signal-to-noise ratio degradation becomes the prominent corrupting factor at long fiber span lengths. The proposed architecture thus represents an alternative for the implementation of the physical layer of next-generation Ethernet or similar metropolitan data networks.

© 2016 Elsevier B.V. All rights reserved.

1. Introduction

Since its conception more than 40 years ago, Ethernet has been continually evolving, expanding and adapting to the needs of a dynamic networking world. By fulfilling the requirements of operators and end users, Ethernet is now the most widely deployed networking technology [1]. Although originally designed for computer interconnection in local area networks (LANs), its reach has recently been extended to also embrace metropolitan area networks (MANs). In particular, the most recent update to the IEEE standard, considering a maximum operational data rate of 100 Gb/s, defines a physical medium dependent (PMD) sublayer designed to reach up to 40 km over single-mode fiber (SMF) [2]. It is termed 100GBaseER4, where ER stands for "extended-reach". The next generation of the standard, running at 400 Gb/s, is currently under development by the IEEE 802.3bs Task Force (400 GbE TF) [3]. Four interfaces are being defined: 100 m reach over multimode fiber (MMF), 500 m reach over SMF, 2 km reach over SMF and 10 km

reach over SMF. While the first three interfaces are meant for interconnection of equipment within data centers, the 10-km objective is intended for data interconnection across campus and intra-city infrastructure. Clearly, the latter fiber length is insufficient for extended-reach applications aimed for MANs and inter-city interconnection. Unfortunately, the 400 GbE TF members opted for not setting a 40 km SMF PMD, even though the early market applications for 400 GbE are expected to be similar to those considered for the 100 GbE optical interconnects [4]. For instance, China Unicom predicts that at least 10% of its MAN to backbone transport connections will require a 400 GbE 40-km interface [4]. As a response to this unfulfilled need, in this contribution we propose and numerically demonstrate the technical feasibility of a 40 km reach optical interface over SMF that is based on an 8×50 Gb/s WDM configuration. Although 4-level pulse-amplitude modulation (PAM-4) has been practically adopted for the 10 km PMD [5], such a modulation format is not expected to be easily adapted to reach a distance of 40 km without the use of FEC [6]. We have thus decided to use non-return to zero (NRZ) format in our proposal. Besides, NRZ is considered to be a simpler and lower power alternative to PAM-4 [7–9]. The proposed architecture is also based on the use of a semiconductor optical pre-amplifier (SOA) to avoid the use of forward error correction (FEC) and to maintain the BER below 1×10^{-13} , which is the BER

* Corresponding author.

E-mail addresses: ERamirezC@ii.unam.mx (E. Ramírez-Cruz),

RGutierrezC@ii.unam.mx (R. Gutiérrez-Castrejón),

PTorresF@ii.unam.mx (P. Torres-Ferrera),

DCeballosH@ii.unam.mx (D.E. Ceballos-Herrera).

<http://dx.doi.org/10.1016/j.osn.2016.06.009>
1573-4277/© 2016 Elsevier B.V. All rights reserved.

Table 1
Optical parameters of the standard single-mode fiber used in this work.

| Fiber parameters at 1310 nm | Value | Units |
|-----------------------------|-----------------------|------------------------|
| Dispersion coefficient D | -0.20 | ps/nm/km |
| Dispersion slope S | 0.090 | ps/nm ² /km |
| Attenuation coefficient | 0.35 | dB/km |
| Effective mode area | 80 | μm ² |
| Nonlinear index | 2.4×10^{-11} | μm ² /mW |

Table 2
Parameter values of the semiconductor optical amplifier used in this work.

| SOA parameters | Value | Units |
|---------------------------------------|-------|-------|
| Small-signal gain | 23.0 | dB |
| Output saturation power | 8.0 | dBm |
| Wavelength at maximum gain | 1317 | nm |
| Noise figure | 7.5 | dB |
| Carrier lifetime | 200 | ps |
| Temperature relaxation time | 500 | fs |
| Carrier heating compression factor | 0.002 | 1/mW |
| Linewidth enhancement factor α | 6.0 | |
| Tempt. linewidth enhancement factor | 3.0 | |

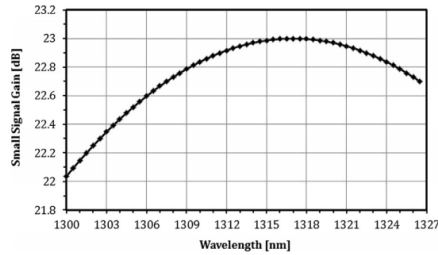


Fig. 2. Gain spectrum of the SOA model used in the simulations.

on the solution of a time-domain system of coupled nonlinear differential equations that models pulse propagation and interaction within a semiconductor waveguide [28,29]. The model includes the generation and amplification of ASE and the impact of carrier-heating (CH) on the amplitude and phase of the scalar electromagnetic propagating waveform. Table 2 presents the parameter values of the SOA model. Fig. 2 shows the gain dispersion of the SOA used in this work. Since a 16.2 nm transmission bandwidth is considered for the optical system, it can be observed that the SOA bandwidth provides a sufficiently flat gain to all eight channels. The wavelength values of the optical lanes are presented in Section 3.1. They lie in O-band for the purpose of decreasing the impact of fiber chromatic dispersion (CD).

Table 3
Frequency and wavelength of the eight channels (DFB lasers) analyzed in this work. $\Omega = 400$ GHz.

| Channel number | Plan A | | Plan B | | Plan C | |
|----------------|------------------------|------------------------|------------------------|------------------------|------------------------|------------------------|
| | Center frequency [THz] | Center wavelength [nm] | Center frequency [THz] | Center wavelength [nm] | Center frequency [THz] | Center wavelength [nm] |
| 1 | 232.6 | 1288.88 | 229.8 | 1304.58 | 229.0 | 1309.14 |
| 2 | 232.2 | 1291.10 | 229.4 | 1306.85 | 228.6 | 1311.43 |
| 3 | 231.8 | 1293.32 | 229.0 | 1309.14 | 228.2 | 1313.73 |
| 4 | 231.4 | 1295.56 | 228.6 | 1311.43 | 227.8 | 1316.03 |
| 5 | 231.0 | 1297.80 | 228.2 | 1313.73 | 227.4 | 1318.35 |
| 6 | 230.6 | 1300.05 | 227.8 | 1316.03 | 227.0 | 1320.67 |
| 7 | 230.2 | 1302.31 | 227.4 | 1318.35 | 226.6 | 1323.00 |
| 8 | 229.8 | 1304.58 | 227.0 | 1320.67 | 226.2 | 1325.34 |

Following common practice, the simulations in this work were carried out using a $2^{10} - 1$ bits long pseudo random bit sequence (PRBS) with an oversampling rate of 256 (2^8). A different PRBS was injected in each optical lane to assure de-correlation among the test patterns. The BER is calculated following a semi-analytical approach, where a Gaussian approximation for the probability density function for each individual bit is taken to calculate the well-known Q-factor [30]. However, an exact calculation of the noise variances is performed [31], including ASE-signal and ASE-ASE beat noise plus shot noise terms and thermal noise from the OFE and the receiver electronics.

3. Simulation analysis

3.1. Channel plan

Based on previous analyses [32], a channel spacing $\Omega = 400$ GHz has been selected for the proposed 40 km system. The use of a narrower channel spacing would have unnecessarily stressed the system tolerances such as the selectivity of the optical filters and the frequency stability and drift requirements of the lasers. On the other hand, the use of a wider channel spacing would have led to excessively high dispersion power penalties of the extreme channels. Initially, three channel plans, A, B and C, are considered. Their corresponding frequency values are displayed in Table 3. Following the 400 GbE TF approach, plan A lies on the negative dispersion region of the fiber, from $\lambda = 1288.88$ nm to $\lambda = 1304.58$ nm. For the fiber parameters presented in Table 1 and after propagation along 40 km, the corresponding values of accumulated CD are: -84.0 ps/nm and -27.5 ps/nm. Plan B follows a symmetric approach centered at $\lambda_0 = 1312.22$ nm, the zero-dispersion wavelength. There, half of the allocated channels lies on the negative dispersion region of the fiber and the other half lies on the positive region, thus simultaneously minimizing the accumulated CD of the extreme channels, which amounts to -27.5 ps/nm and $+30.4$ ps/nm. Finally, plan C is positioned slightly shifted towards longer wavelengths, from $\lambda = 1309.14$ nm to $\lambda = 1325.34$ nm, leading to an asymmetric plan whose accumulated dispersion (40 km) is -11.1 ps/nm for channel 1 and $+47.2$ ps/nm for channel 8. The relevance of this plan is discussed below. Fig. 3a, c and e display the optical spectra of channel plans A, B and C, respectively. Fig. 3b, d and f present, for the dispersion curve of the selected fiber and for plans A, B and C, respectively, the region where the allocated channels lie. The balanced nature of plan B is clearly appreciated. The Y-axis in the RHS of the figures shows the values of accumulated dispersion after 40-km propagation. As already mentioned, plan B keeps the absolute value of accumulated CD below 30.4 ps/nm.

In order to graphically analyze the effect of accumulated CD on the propagated channels, Fig. 4 shows the evolution of the

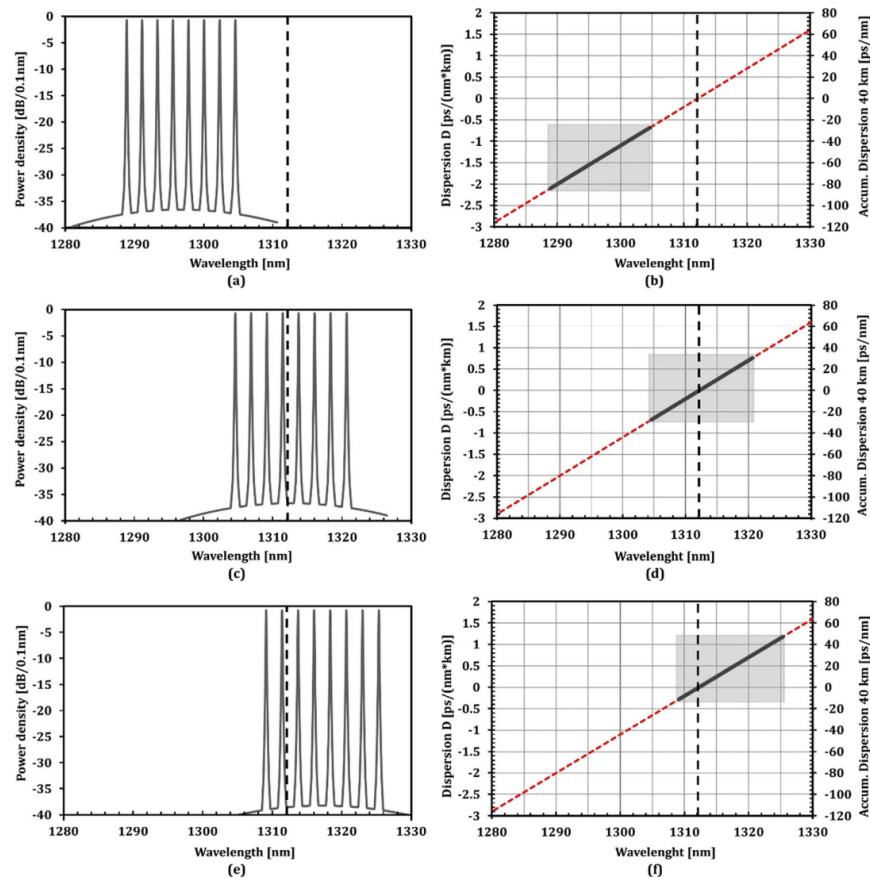


Fig. 3. Channel plans analyzed in this work in a 400 GHz grid. Optical spectra of plans A (a), B (c) and C (e). Dispersion and accumulated dispersion after 40-km propagation for the wavelength intervals spanned by channel plans A (b), B (d) and C (f). The zero-dispersion wavelength value of the employed SMF is indicated with the vertical dashed line.

received eye diagrams for the first, fourth and eighth channels while the length of the fiber link varies from 0 to 40 km. The SOA is not employed in this case in order to avoid signal degradation due to other deleterious effects. For plan A, the impact of the CD is clear. The eye opening decreases with propagation distance. For 40 km, channel 1 exhibits a marked eye closure that practically discards this channel plan as a feasible alternative. Note, however, that the eye closure of channel 8 is acceptable because it is located closer to the zero-dispersion wavelength. Unlike plan A, in plan B all channels show clear eye opening after 40 km transmission. This is particularly evident in channel 4, that is practically unaffected by CD. The extreme channels show similar good performance, even after 40 km propagation. The difference in shape is the result of the interaction of the chirp induced at the modulation stage with the CD, which is negative in the case of channel 1 and positive in the case of channel 8. Apparently, the use of a moderate positive CD produces better results. The evolution of the received eye diagrams for channel plan C is similar to that of plan B. However more open (closed) eyes for the latter plan are obtained for channel 1 (8).

The discussion above can be confirmed by calculating the power penalty caused by CD (DPP), taking back-to-back (BtB) as reference, for different transmission lengths. The selected distances match transmission lengths of interest to the 400 GbE TF. The measurements were derived from BER vs. ROP curves for a sensitivity calculated before the OFE at $\text{BER} = 1 \times 10^{-13}$ and without considering the SOA. The results for all channel plans are presented in Table 4. As expected, for plan A the DPP increases from channel 8 to channel 1 as the absolute value of CD grows. The DPP at 2 km is inconsequential. At 10 km it maintains an acceptable value for all channels. However, at 25 km the DPP in channel 1 already exceeds a high value of 2.754 dB, indicating that transmission at longer lengths are practically impossible without using a dispersion compensation scheme. For channel plan A the maximum transmission distance should not exceed 15 or 20 km, as indicated by the eye diagrams of Fig. 4. Therefore, plan A will no longer be considered in our analysis. The situation for channel plan B is different. For all analyzed span lengths, channel 1 always exhibits the highest DPP, but it never exceeds 1 dB. This means that even for 40-km reach the system is feasible in terms of CD

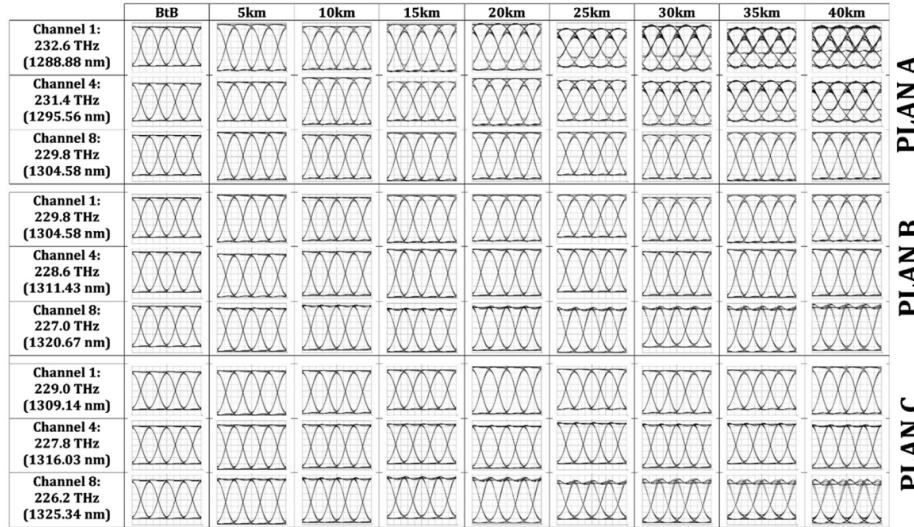


Fig. 4. Evolution of the received 50 Gb/s eye diagrams for the first, central and last channels while the length of the fiber link is varied. Results for channel plans A, B and C are displayed. The SOA is not present in the link.

Table 4

Dispersion power penalty (DPP) with respect to the BtB case at BER = 1×10^{-13} for channel plans A, B and C. NM (not measured) means that measurement of the power penalty was not possible due to the high level of dispersion.

| Channel | | Fiber optic length | | | | |
|-----------|--------|-------------------------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| | | 2 km | 10 km | 25 km | 40 km | |
| Channel 1 | PLAN A | 232.60 THz (1288.88 nm) | 0.084 dB | 0.580 dB | 2.754 dB | NM |
| | PLAN B | 229.8 THz (1304.58 nm) | 0.027 dB | 0.145 dB | 0.44 dB | 0.892 dB |
| | PLAN C | 229.0 THz (1309.14 nm) | 0.011 dB | 0.055 dB | 0.146 dB | 0.251 dB |
| Channel 4 | PLAN A | 231.4 THz (1295.56 nm) | 0.059 dB | 0.365 dB | 1.498 dB | 3.658 dB |
| | PLAN B | 228.6 THz (1311.43 nm) | 0.003 dB | 0.014 dB | 0.036 dB | 0.057 dB |
| | PLAN C | 227.8 THz (1316.03 nm) | -0.012 dB | -0.059 dB | -0.122 dB | -0.149 dB |
| Channel 8 | PLAN A | 229.8 THz (1304.58 nm) | 0.027 dB | 0.145 dB | 0.44 dB | 0.892 dB |
| | PLAN B | 227.0 THz (1320.67 nm) | -0.028 dB | -0.115 dB | -0.143 dB | -0.049 dB |
| | PLAN C | 226.2 THz (1325.34 nm) | -0.043 dB | -0.148 dB | -0.059 dB | 0.173 dB |

degradation. Channel 4 is barely affected by CD since its value at λ_c is very low. This is the result of having chosen a symmetric plan. Channel 8 shows a negative power penalty for all span lengths. As already predicted in connection to Fig. 4, the performance of this channel is not affected by CD. Moreover, the interaction of CD with the induced chirp at the transmitter, leads to improved performance for span lengths between approximately 10 and 30 km, whereas for 40 km the DPP is negligible. This observation leads to the conclusion that a symmetric plan in terms of CD does not necessarily corresponds to a symmetric plan in terms of DPP, leaving room for further optimization of the latter variable. Fig. 5 shows a graph of DPP after 40-km propagation for the wavelengths of interest in this work. A minimum of DPP is observed at $\lambda = 1316.03$ (and not at $\lambda = 1311.43$, the closest wavelength to λ_0 in plan B), thus confirming that the interaction between the chirped transmitted signal and the CD red-shifts the optimum operation point. Therefore, although channel plan B leads to reasonable values of DPP, better results are in general obtained if the

wavelengths of the optical channels of choice run from 1309.14 to 1325.34 nm. In other words, if plan C, instead of plan B, is utilized. Indeed, according to Table 4, the DPP after 40-km transmission for plan C is always maintained below 0.251 dB. Further shift of the channel plan towards longer wavelengths would result again in an increase of the average DPP. Whereas for the first (fourth) channel of plan C the DPP monotonically grows (decreases) as a function of transmission length, for the eighth channel there is a minimum at about 10 km. This reminds us that a channel plan optimized in terms of DPP for 40 km reach does not necessarily correspond to the optimum one when a different fiber length is taken into account. Since 40 km is our main reach target, plan C will be adopted for the proposal. The rest of the simulations presented in this work were carried out under this consideration.

3.2. Pre-amplified system performance

The performance of the pre-amplified system as a function of

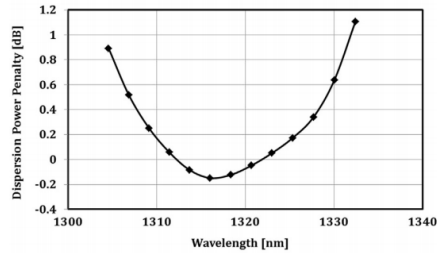


Fig. 5. Power penalty due to the effect of fiber chromatic dispersion after 40 km propagation for the optical channels (wavelengths) of interest in this work.

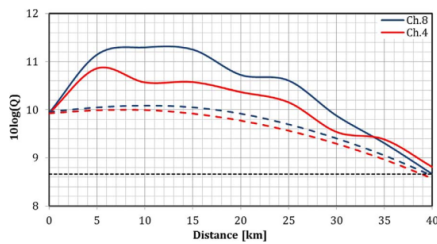


Fig. 6. Performance of fourth and eighth channels for the full system (solid) and when the optical fiber is substituted by an optical attenuator (dashed) in order to investigate the effect of chromatic dispersion. The horizontal dotted curve marks the $BER = 1 \times 10^{-13}$ ($Q_{dB} = 8.663$) threshold.

span length for channels four (central) and eight (extreme) of plan C is shown in Fig. 6 (solid lines). It is calculated in terms of the Q-factor of the system as $Q_{dB} = 10 \log_{10}(Q)$. Then, 8.663 becomes the error-free threshold that corresponds to a $BER = 1 \times 10^{-13}$. All channels are launched with the same transmission power, +7.9 dBm at the DFB output. The curves show a sharp performance increase at short distances, then they reach a maximum at about 6 (Ch. 4) and 13 km (Ch. 8), and finally, they smoothly decrease. As explained in [27], for short span lengths the Q_{dB} value is mainly determined by SOA nonlinear effects (extinction ratio degradation) since the power reaching the pre-amplifier is relatively high. For span lengths longer than about 15 km, the role of the SOA nonlinear response becomes less relevant because the power reaching the amplifier is reduced by fiber attenuation. The reduction of system performance as a function of span length can be ascribed in this case to OSNR degradation. Note however, that both curves exhibit $BER < 10^{-13}$ ($Q_{dB} > 8.663$), irrespective of fiber span length. This means that, under the simulated conditions, the 8×50 Gb/s system can always be considered technically feasible. Moreover, it is also numerically demonstrated that the same 40-km transceivers can be utilized to set up fiber links of any reach (within 40 km), even without extra tuning. The figure also shows that Ch. 8 presents better performance as compared to Ch. 4 for most of the analyzed fiber lengths. This is the result of a complex interplay between fiber CD and SOA nonlinearity. Indeed, for the selected channel plan, Ch. 4 experiences a low CD of 0.34 ps/nm km, leading to a moderate walk-off among bit sequences. This, in turn, increases the effect of inter-channel SOA nonlinearities. In contrast, the external channel observes higher CD (1.18 ps/nm km), leading to enough clock-phase delay among bit sequences to reduce the impact of the amplifier nonlinear response. At this point of the analysis it is worth mentioning that we also run simulations with the fiber nonlinear response turned off (i.e. $n_2=0$). No

appreciable difference was observed with respect to the case where the full non-linear Schrödinger equation is taken into account. This means that for the transmitter powers of interest in this application, the nonlinear nature of the optical fiber can be considered immaterial, as opposed to the SOA nonlinear response. Our findings coincide with previous results pertaining to four-wave mixing in optical fibers [33], which show that the effect of this nonlinearity in short-range, 1310 nm WDM systems, can be suppressed for sufficiently low levels of input power into the fiber (-6.0 dBm per channel in our case) and wide enough channel separation (400 GHz in our case).

Fig. 6 also shows dashed curves of system performance versus span length that were generated by substituting the optical fiber by an optical attenuator with equivalent loss while leaving the rest of the set up intact. The aim of this simulation, hence, was to quantize the effect of the fiber CD in the system performance. Since the fiber nonlinear response can be considered irrelevant, the simulation results demonstrate the positive role of CD on decreasing the effect of SOA nonlinearities, because when CD is eliminated, the system performance markedly decreases. This is particularly notorious in Ch. 8 since it is affected by a higher CD level. When the effect of CD is set to zero, the system performance of channels 4 and 8 becomes very similar. The role of CD is therefore critical to determine the nonlinear interplay that takes place in the SOA among the optical channels, and it is responsible for the different performance exhibited by each lane and the improvement observed for mid-range distances.

3.3. SOA nonlinear response

Although it was argued in connection to Fig. 6 that the system performance reduction as the span length decreases for short distances is the result of the SOA nonlinear response, it is yet not clear which nonlinear effect is the main responsible for such a reduction. Previous analyses carried out with a 16×25 Gb/s system using NRZ as modulation format showed that the effect of carrier-density pulsation (CDP)-induced four-wave mixing (FWM) is negligible, whereas the effect of carrier-heating (CH)-induced FWM is moderate [32]. Moreover, it was demonstrated that gain modulation is the main nonlinearity that affects the analyzed system [32]. It results stimulating to know if these conclusions still hold for a higher-speed system such as the one analyzed in this work. Fig. 7 displays curves of system performance as a function of span length for the eighth channel. Similar results are obtained for the rest of the channels. The red curve merely reproduces the results presented in Fig. 6 for the full system. The green curve, however, is the result of simulations where $\epsilon_{CH} = 0$ in the SOA. In other words, where CH-induced FWM is disabled [34]. The figure

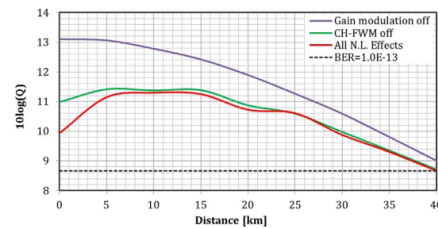


Fig. 7. Performance comparison of the system as a function of span length for channel eight of the analyzed system, when all SOA effects are taken into account, when CH-induced FWM in the SOA is disabled, and when gain modulation in the SOA is disabled. The dotted curve marks the $BER = 1 \times 10^{-13}$ ($Q_{dB} = 8.663$) threshold (For interpretation of the references to color in this figure legend, the reader is referred to the web version of this article.).

shows that this effect moderately contributes to system degradation, mainly along the first 8 km, where the WDM signal power level injected into the SOA is still high. This general observation agrees with the results reported for the 25 Gb/s system [32].

An estimation of the effect of SOA (self- and cross-) gain modulation on the transmission system performance can be obtained by drastically reducing the nonlinear response of the amplifier due to gain saturation. This can be achieved in our simulations by artificially increasing the parameter value corresponding to the output saturation power of the SOA, in this case from +8 to +50 dBm (see Table 2). Since this forced condition in turn increases CH to unnatural values, ϵ_{CH} has to also be reduced from 0.00200 to 0.00003 1/mW. In this manner, the inter-band nonlinear effects are practically turned off while preserving within a reasonable level the effect of gain compression produced by intra-band effects, that is, CH. The purple curve in Fig. 7 shows the simulation results obtained under these circumstances. Clearly, gain modulation is the main degrading factor of the system at short lengths. This again agrees with the results derived from the 16×25 Gb/s system [32]. Furthermore, simulations where the CDP-induced FWM is artificially suppressed (results not shown) also demonstrate that this nonlinear effect does not play an appreciable role in terms of system degradation. In summary, while FWM can be practically disregarded, gain modulation in the SOA represents the key factor in system degradation at short span lengths.

3.4. Weight of the main degrading effects

Based on the numerical analysis carried out so far, it can be concluded that the main effects that affect the system performance are CD, CH-induced FWM in the SOA, gain modulation in the SOA and OSNR reduction. A practical method to weight the influence of each effect on the system performance consists in calculating the power required at the OFE (sensitivity) in order to achieve a BER of 1×10^{-13} after 40 km transmission when each of these effects are artificially suppressed. The results of these simulations are artificially suppressed. The results of these simulations for the channel referred to in Fig. 7 (Ch. 8) are presented in Fig. 8a. The bar in blue (leftmost) represents the minimum input optical power at the photodetector that is necessary to achieve the required system performance when all the aforementioned effects

are taken into account (full-system simulation for 40 km). When compared to the receiver sensitivity calculated for the BtB case (-11.25 dBm) and indicated by the dashed line, a system power penalty of 7.71 dB is obtained. This penalty mainly accounts for CD, SOA nonlinear effects and OSNR degradation. The bar in red (second from left to right) was obtained from the same simulations when the SMF is substituted by an equivalent attenuator of 14 dB (0.35 dB/km \times 40 km). In this case, the effect of CD is suppressed, resulting in a decrease of system performance since higher power is required to achieve the maximum BER value. The penalty with respect to the full system simulation amounts to 3.54 dBm -2.76 dBm = 0.78 dB. Its cause has already been discussed. When FWM in the SOA is now suppressed following the technique outlined in the previous section ($\epsilon_{CH} = 0$), and the presence of the optical fiber is again restored, the sensitivity decreases to -4.61 dBm (green bar), leading to a negative power penalty due to FWM suppression of $3.54 - 4.61 = -1.07$ dB. As shown in the purple bar (second from right to left), the improvement grows to -3.60 dB when all the SOA nonlinear effects are artificially eliminated, thus confirming that gain modulation and gain compression produced by the saturation effect play a more relevant role than FWM in signal quality degradation. Finally, we run simulations to weight the effect in system performance that the ASE of the SOA has in reducing the OSNR of the system. To this end, we reincorporate the SOA nonlinear response to the model and tune the SOA noise parameters to turn the amplifier into an ideal noiseless device, where the OSNR at the output equals the OSNR at the input. The result of the simulation is displayed on the yellow bar (rightmost). The sensitivity of -10.72 dBm obtained when the noise is eliminated is close to the BtB value. It can hence be observed that for 40 km transmission, the effect of the amplifier noise is the most influential effect in the performance of the system. A decrease of -7.18 dB in power sensitivity can be measured with respect to the blue (leftmost) bar. This represents a difference of 3.58 dB when compared to the improvement gained when the SOA nonlinear effects are suppressed (and the effect of the ASE noise is maintained), thus confirming the leading role of the SOA noise at such a fiber length.

The results are different when a short span length, 2 km long, is considered. Under these conditions, the SOA nonlinear response is

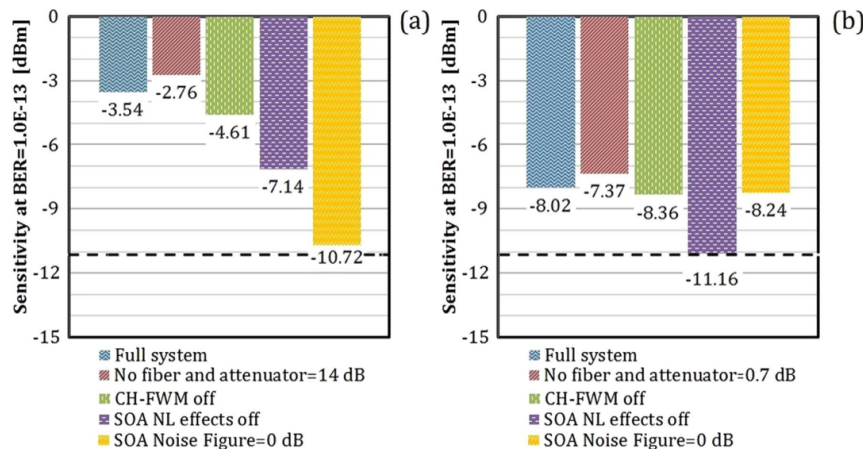


Fig. 8. Sensitivity at BER = 1×10^{-13} under different transmission conditions measured just before the OFE in the eighth channel. Fiber span lengths of 40 and 2 km in (a) and (b), respectively, are considered. The dashed line corresponds to the back-to-back sensitivity level. (For interpretation of the references to color in this figure legend, the reader is referred to the web version of this article.)

expected to play a more appreciable role than the effect of SOA noise. The corresponding sensitivities for the eighth channel are presented in Fig. 8b. It can be observed that when the full system simulation is carried out for 2 km (blue bar), the sensitivity becomes -8.02 dBm, which is a lower value than the -3.54 dBm obtained for the 40 km case (Fig. 8a). In agreement with Fig. 6, the overall performance of the system at short span lengths is superior to the one at long span lengths. For the 2 km case, the power penalty with respect to the BtB sensitivity amounts to only 3.23 dB, instead of 7.71 dB for the 40 km case. When the CD of the optical fiber is disabled, an increase in sensitivity is observed (red bar) that amounts to a power penalty of 0.65 dB, which is comparable to the one obtained for the 40 km case (0.78 dB). This is an expected result, because although the SOA nonlinear response is strong at short fiber lengths, the walk-off among bit sequences produced by fiber dispersion is still rather moderate. The green bar displays the sensitivity for the system when the SOA FWM is virtually disabled. A slight gain in sensitivity with respect to the full system simulation (blue bar) is measured. However, when all the SOA nonlinear effects are artificially suppressed, the sensitivity decreases to -11.16 dBm (purple bar), which is a value very close to the one obtained for the BtB case. This confirms that, in contrast to the 40 km propagation case, in the 2 km case the SOA nonlinear effects are very relevant, because when they are suppressed the system behaves as if no fiber or pre-amplifier were present on the link. At this point it is important to recall that, according to Table 4, the calculated dispersion penalty for a 2 km span length is practically zero, and therefore the penalty with respect to the BtB case must be due to a tiny OSNR degradation. The yellow bar displays the results when the amplifier is turned into a noiseless device, where the OSNR at the output equals the OSNR at the input. The sensitivity reads -8.24 dBm, which practically matches the one of the full system (blue bar). This means that at this fiber span length, the influence of ASE noise is practically immaterial, thus confirming our hypothesis.

4. Conclusion

In this work, a proposal of the physical layer for next-generation Ethernet standard, running at 400 Gb/s and aimed for 40 km reach, is presented. It is based on the use of eight optical channels positioned in O-band, each carrying 50 Gb/s in NRZ modulation format. A semiconductor optical pre-amplifier is employed to extend the power budget margin, thus maintaining the BER below 1×10^{-13} , irrespective of fiber length. Through numerical simulations, it is found that for a channel spacing 400 GHz wide, a channel plan whose center is slightly red-shifted from the zero-dispersion wavelength of the fiber produces better results than a symmetric plan. Actually, thanks to the interaction of the fiber dispersion with the externally modulated transmitter chirp, a chromatic dispersion penalty lower than 0.251 dB is calculated for all eight channels after 40 km propagation. However, due to the high data rate of 50 Gb/s transported in each lane, the dispersion penalty, and corresponding performance of this uncompensated system, showed high sensitivity to changes in the position of the channel plan with respect to the fiber dispersion characteristics. Accurate modeling is therefore a must. Eye diagrams for different channel plans and fiber span lengths, confirmed our findings. Our numerical results also demonstrated that for a transmission power of $+7.9$ dBm at the laser output, the system is technically feasible for any span length, ranging from 0 to 40 km. Moreover, it was shown that in the analyzed system, the role of the fiber chromatic dispersion is critical to determine the nonlinear interplay that takes place in the semiconductor pre-amplifier among the optical channels (cross-gain modulation), and in fact, it was found that a

moderate level of dispersion is beneficial in terms of system performance at mid-range distances. This is relevant, because, in agreement with results previously obtained at 25 Gb/s, it has been observed that gain modulation in the SOA represents the key factor in system degradation at short span lengths, while four-wave mixing in the SOA can be practically disregarded. Finally, a method was presented to weight the influence of the different deleterious effects on the system performance. It not only confirmed the aforementioned statement, but uncovered the fact that OSNR degradation has the prominent corrupting role when long fiber span lengths are employed. This research work represents a step to understand the impact of employing semiconductor optical amplifiers in wavelength division multiplexed systems and to comprehend how they can be adequately incorporated to guarantee the technical feasibility of those systems operating at a very high speed data rate.

Acknowledgment

We are indebted to Marcus Duell, who developed most of the system simulator. We are also grateful to the anonymous reviewers who helped to improve the quality of the paper. This work was supported by Dirección Gral. Asuntos Personal Académico – UNAM through PAPIIT grant IN103416.

References

- [1] C.E. Spurgeon, Joan Zimmerman, Ethernet: The Definitive Guide, 2nd ed. Sebastopol, CA: O'Reilly, 2014.
- [2] IEEE 802.3ba, IEEE Standard, 2010. [Online] Available: (<http://standards.ieee.org/about/get/802/802.3.html>).
- [3] All the IEEE 400 GbE Task Force contributions are publicly available at (<http://www.ieee802.org/3/bs/public/>).
- [4] X. Song, X. Man, X. Shen, Considerations on the Telecom Application for 400GbE, presented at IEEE 802.3 400 GbE Study Group Plenary Meeting, November, 2013, Dallas, TX, USA. [Online] Available: (http://www.ieee802.org/3/400GSG/public/13_11/song_x_400_01a_1113.pdf).
- [5] J. D'Ambrosia, Summary of SMF PMD Strawpolls, presented at IEEE 802.3bs 400 GbE Task Force Interim Meeting, May, 2015, Pittsburgh PA, USA. [Online] Available: (http://www.ieee802.org/3/bs/public/15_05/optical_straw_polls_3bs_01_0515.pdf).
- [6] R.K. Chan, W.I. Way, 112 Gb/s PAM4 transmission over 40 km SSMF using 1.3 μ m gain-clamped semiconductor optical amplifier, in: Proceedings of the Optical Fiber Communication Conference, Paper Th3A.4 OSA, 2015.
- [7] D. Dove, X. Song, Considering 2 km and 10 km architectural alternatives, presented at IEEE 802.3 400 Gb/s Ethernet Study Group Interim Meeting, Jan, 2014, Indian Wells, CA, USA. [Online] Available: (http://www.ieee802.org/3/400GSG/public/14_01/dove_400_01a_0114.pdf).
- [8] M. Shiroo, K. Kojima, Experimental demonstration of 56 Gb/s NRZ for 400GbE PMD, presented at IEEE P802.3bs 400 GbE Task Force Plenary Meeting, July, 2014, San Diego, CA, USA. [Online] Available: (http://www.ieee802.org/3/bs/public/14_07/shiroo_3bs_01a_0714.pdf).
- [9] M. Shiroo, K. Kojima, Consideration of 50G NRZ optical components for 400GbE PMD, presented at IEEE P802.3bs 400 GbE Task Force Interim Meeting, Sept, 2014, Kanata, ON, Canada. [Online] Available: (http://www.ieee802.org/3/bs/public/14_09/shiroo_3bs_01_0914.pdf).
- [10] J. D'Ambrosia, Closing Report, presented at IEEE 802.3 400 GbE Study Group Plenary Meeting, March, 2014, Beijing, China. [Online] Available: (http://www.ieee802.org/3/400GSG/public/14_03/0314_400g_close_report.pdf).
- [11] C. Antony, G. Talli, M.D. Santa, B. Murray, S. Hegarty, E. Kehayas, I. Krestnikov, P. D. Townsend, XG-PON Raman reach extender based on quantum-dot lasers, in: Proceedings of European Conference on Optical Communication, Paper Tu3.2.4, IEEE, 2014.
- [12] P. Mazurek, P. Czyzak, H. de Waardt, J.P. Turkiewicz, Semiconductor optical amplifiers and Raman amplification for 1310-nm dense wavelength division multiplexed transmission, Opt. Eng. 54 (2015) 116104.
- [13] P. Czyzak, P. Mazurek, J.P. Turkiewicz, 1310 nm Raman amplifier utilizing high-power, quantum-dot pumping lasers, Opt. Laser Technol. 64 (2014) 195–203.
- [14] L.H. Spiekman, A.H. Gnauck, J.M. Wiesenfeld, L.D. Garrett, DWDM transmission of thirty-two 10-Gbit/s channels through 160-km link using semiconductor optical amplifiers, Electron. Lett. 36 (2000) 1046–1047.
- [15] J.P. Turkiewicz, Cost-effective $n \times 25$ Gbit/s DWDM transmission in the 1310 nm wavelength domain, Opt. Fiber Technol. 17 (2011) 179–184.
- [16] R. Gutierrez-Castrejon, P. Torres-Ferrera, Design and technical feasibility of next 400 GbE 40-km PMD based on 16×25 Gbps architecture, J. Light.

- Technol. 31 (2013) 2386–2393.
- [17] P. Mazurek, H. de Waardt, J.P. Turkiewicz, Towards 1 Tbit/s SOA-based 1310 nm transmission for local area network/data centre applications, *IET Optoelectron.* 9 (2015) 1–9.
- [18] J.P. Turkiewicz, H. de Waardt, Low complexity up to 400-Gb/s transmission in the 1310-nm wavelength domain, *IEEE Photon. Technol. Lett.* 24 (2012) 942–944.
- [19] Characteristics of a single-mode optical fibre and cable, ITU-T recommendation G.652, 2005 [Online]. Available: (<http://www.itu.int/rec/TREC-G.652/en>).
- [20] S. Kanazawa, T. Fujisawa, K. Takahata, H. Sajoh, R. Iga, Y. Ueda, W. Kobayashi, H. Ishii, 400 Gb/s operation of flip-chip interconnection EADFB laser array module, in: *Proceedings of Optical Fiber Communication Conference, Paper Tu3I.1 OSA*, 2015.
- [21] S. Kanazawa, T. Fujisawa, A. Ohki, K. Takahata, H. Sanjoh, R. Iga, H. Ishii, Compact flip-chip interconnection 8 x 50 Gbit/s EADFB laser array module for 400 Gbit/s transceiver, *Electron. Lett.* 50 (7) (2014) 534.
- [22] Y. Tang, J.D. Peters, J.E. Bowers, Over 67 GHz bandwidth hybrid silicon electroabsorption modulator with asymmetric segmented electrode for 1.3 μm transmission, *Opt. Express* 20 (2012) 11529–11535.
- [23] Finisar Corp., High-speed photodetector XPDV2320R product specification, 50 GHz Bandwidth, 2016. [Online] Available: (https://www.finisar.com/sites/default/files/downloads/xpdv2320r_50_ghz_dual-window_photodetector_product_specification_rev_a2.pdf).
- [24] S.G. Kim, S.H. Jung, Y.S. Eo, S.H. Kim, X. Ying, H. Choi, C. Hong, K. Lee, S.M. Park, A 50-Gb/s differential transimpedance amplifier in 65 nm CMOS technology, in: *Proceedings of the IEEE Asian Solid-State Circuits Conference (A-SSCC)*, Taiwan, 2014, pp. 357–360.
- [25] K.W. Kobayashi, State-of-the-art 60 GHz, 3.6 k-Ohm transimpedance amplifier for 40 Gb/s and beyond, in: *Proceedings of the IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium*, 2003, pp. 55–58.
- [26] R. Gutiérrez-Castrejón, M. Duell, Using LabVIEW for advanced nonlinear optoelectronic device simulations in high-speed optical communications, *Comput. Phys. Commun.* 174 (2006) 431–440.
- [27] M. Duell, R. Gutiérrez-Castrejón, 4 x 25-Gb/s 40-km PHY at 1310 nm for 100 GbE using SOA-based preamplifier, *J. Light. Technol.* 26 (12) (2008) 1681–1689.
- [28] A. Mecozzi, J. Mørk, Saturation effects in nondegenerate four-wave mixing between short optical pulses in semiconductor laser amplifiers, *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.* 3 (5) (1997) 1190–1207.
- [29] D. Cassioli, S. Scotti, A. Mecozzi, Time-domain computer simulator of the nonlinear response of semiconductor optical amplifiers, *IEEE J. Quantum Electron.* 36 (2000) 1072–1080.
- [30] G.P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*, third ed., John Wiley & Sons, 2002.
- [31] P.J. Winzer, A. Kalmar, Sensitivity enhancement of optical receivers by impulse coding, *J. Light. Technol.* 17 (2) (1999) 171–177.
- [32] P. Torres-Ferrera, R. Gutiérrez-Castrejón, Impact of channel-spacing on next 400 Gb/s Ethernet 40-km PMD based on 16 X 25 Gb/s WDM architecture, *Opt. Fiber Technol.* 20 (2014) 177–183.
- [33] K. Markowski, L. Chorchos, J.P. Turkiewicz, Influence of four-wave mixing in short- and medium-range 1310 nm dense wavelength division multiplexing systems, *Appl. Opt.* 55 (2016) 3051–3057.
- [34] R. Gutiérrez-Castrejón, L. Schares, M. Duell, SOA nonlinearities in 4 x 25 Gb/s WDM pre-amplified system for 100-Gb/s Ethernet, *Opt. Quantum Electron.* 40 (2009) 1005–1019.

Procesamiento digital de señales para la reducción de efectos no lineales en sistemas DWDM con pre-amplificación óptica de semiconductor

Ernesto Ramírez-Cruz, Ramón Gutiérrez-Castrejón, *Miembro IEEE*, Irving Rendón-Salgado, *Miembro IEEE*
 Instituto de Ingeniería, Universidad Nacional Autónoma de México, UNAM
 Ciudad Universitaria, Coyoacán, 04510 México Cd. Mx.
 (Tel. +52 55 5623 3600, e-mail: {ERamirezC, RGutierrezC, IRendonS}@ii.unam.mx)

Resumen— Se propone el diseño e implementación de un esquema de procesamiento digital de señales para la reducción del efecto *patterning* producido por la modulación cruzada de la ganancia en un SOA (*Semiconductor Optical Amplifier*) cuando es utilizado como pre-amplificador en un sistema de transmisión de ocho canales ópticos modulados en NRZ a una tasa de 50 Gb/s, que pudiera utilizarse para implementar la siguiente generación de Ethernet en fibra óptica operando a 400 Gb/s. Se analiza la efectividad del algoritmo diseñado al compararse con el sistema multi-canal original, tanto en las curvas de rendimiento como en el comportamiento de los diagramas de ojo, mostrando que permite mejorar notablemente el desempeño del sistema, especialmente para distancias de transmisión menores a 10 km.

Índice de Términos— Amplificador óptico de semiconductor (SOA), Ethernet, sistemas WDM, efecto *patterning*, procesamiento digital de señales, 400 GbE.

I. INTRODUCCIÓN

Es innegable que los sistemas de telecomunicaciones desempeñarán un rol muy importante dentro de la infraestructura de las ciudades inteligentes, dado que estos serán los responsables de interconectar de manera eficiente tanto a los habitantes como a los diversos servicios (transporte, energía y seguridad). De acuerdo a los más recientes informes presentados por CISCO [1] a nivel mundial y de la OCDE para el caso de México [2] se vislumbra a futuro un crecimiento exponencial en las demandas por ancho de banda y cobertura de los servicios de telecomunicaciones. Los sistemas de comunicaciones basados en la transmisión de datos mediante pulsos de luz modulados a través de fibra óptica han sido de momento los únicos capaces de afrontar este reto.

Sin embargo, es claro que esta solución no perdurará para siempre y por lo tanto surge una fuerte necesidad de explotar de una manera más inteligente la gran capacidad que nos ofrece dicho medio de transmisión. Es por ello que los recientes avances en diversas áreas dentro del campo de las comunicaciones ópticas, como por ejemplo: (a) la creación de nuevas fibras ópticas, (b) la optimización de los esquemas de amplificación y regeneración, (c) el empleo de esquemas de multiplexación espacial, (d) el uso de sistemas coherentes, (e) la utilización de formatos de modulación avanzados, (f) el uso de procesamiento digital de señales, (g) el procesamiento fotónico de señales ópticas, (h) la creación e implementación de esquemas de corrección de errores, (i) el modelado y corrección de fenómenos no lineales, y (j) el desarrollo y optimización de novedosos dispositivos fotónicos, permitirán potenciar al máximo los recursos ofrecidos por este tipo de sistemas [3]. Todas estas soluciones novedosas permitirán una convergencia hacia un sistema de comunicaciones óptico completamente transparente en el sentido de que algunas funciones necesarias dentro del proceso de transmisión de información ya no sean llevadas a cabo en el dominio eléctrico de manera intermedia entre el equipo transmisor y receptor, sino que todo sea realizado a nivel óptico y con ello superar las limitaciones de ancho de banda y tasa de transmisión que se tienen en estos procesos de conversión óptico-eléctrico-óptico. Un aspecto importante en el diseño de las futuras redes de telecomunicaciones se encuentra relacionado con la definición de estándares que permitan crear un punto de acuerdo entre los principales actores dentro del mercado. Desde su concepción hace más de 40 años, Ethernet ha sido un claro ejemplo de la premisa anterior ya que este ha estado en una constante evolución, expandiéndose y adaptándose a las necesidades cambiantes de la red mundial, lo que le ha permitido convertirse hoy en día en la tecnología de red más ampliamente implementada [4]. La más reciente actualización recibida en ese sentido se encuentra concentrada en el estándar 400 GbE (Gigabit-Ethernet) definido por el grupo de trabajo P802.3bs de la IEEE [5]. En la Fig. 1 [6] se presentan algunas de las diversas opciones consideradas para la actualización de la red de transmisión Ethernet del estándar 100 GbE a 400 GbE para sistemas basados en redes de fibra óptica monomodo. La decisión de definir cuál propuesta es la más adecuada no es cosa

ROC&C'2017 ♦ T-03 PONENCIA RECOMENDADA
 POR EL **CAPITULO DE COMUNICACIONES DEL
 IEEE SECCION MEXICO** Y PRESENTADA EN LA
**REUNION INTERNACIONAL DE OTOÑO,
 ROC&C'2017**, ACAPULCO GRO., DEL 27 AL 30 DE
 NOVIEMBRE DEL 2017.

sencilla ya que depende de varios elementos a tener en cuenta como lo son: (i) el formato de modulación a elegir que definirá la complejidad de los equipos transmisor y receptor, las necesidades de ancho de banda que estos formatos demanden, el impacto de los efectos dispersivos y atenuación de la fibra óptica, la posible inclusión de técnicas de corrección de errores, el alcance máximo antes de requerir amplificación o regeneración, (ii) el número de canales a propagarse dentro de la fibra óptica, que establecerá el consumo de potencia necesario para la transmisión de los diversos canales y que limitará el alcance máximo por efectos de atenuación, dispersión y efectos no lineales de la fibra óptica, (iii) la tasa de transmisión de cada canal, que estará limitada por el estado del arte de la tecnología involucrada en los equipos transmisor y receptor, que por otra parte permitirá incrementar la eficiencia espectral al transmitir más bits en un ancho de banda fijo.

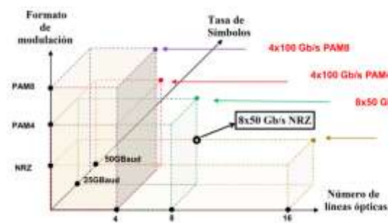


Fig. 1 Esquemas posibles para implementar el estándar 400 GbE [6].

En esta contribución se presentan los principales resultados obtenidos de las pruebas de procesamiento digital de señales realizadas sobre un sistema de transmisión de 8 canales modulados en NRZ a 51.5625 Gb/s propuesto para el estándar de transmisión Ethernet 400 GbE basado en fibra óptica [7]. El sistema, cuya posición se destaca en la Fig. 1 con respecto al resto de sistemas considerados, fue diseñado para un alcance máximo de 40 km entre equipo transmisor y receptor, considerando una etapa de pre-amplificación multicanal óptica de semiconductor que es capaz de operar a una tasa de bits erróneos menor o igual a 1×10^{-13} , acorde con lo definido dentro del estándar 400 GbE de la IEEE [8]. En la siguiente sección se presenta una introducción general sobre los diversos efectos no lineales asociados al amplificador óptico de semiconductor y las principales técnicas usadas para la reducción del llamado efecto *patterning* que es el principal efecto degradante del rendimiento del sistema de transmisión propuesto. En la sección III se describe el sistema WDM diseñado que servirá como cama de pruebas para la implementación de un esquema de procesamiento llevado a cabo sobre la señal eléctrica afectada por las no linealidades del SOA, permitiendo tener una referencia para poder analizar la efectividad del esquema de procesado implementado. La sección IV se concentra en demostrar a través de los resultados obtenidos con el esquema de procesamiento que es posible reducir de manera efectiva la degradación por efecto *patterning* debido al SOA sobre la señal eléctrica. Finalmente, se presentan las conclusiones generales del trabajo presentado.

II. EFECTOS NO LINEALES EN UN AMPLIFICADOR ÓPTICO DE SEMICONDUCTOR Y MITIGACIÓN DEL EFECTO *PATTERNING*

Los amplificadores ópticos de semiconductor son dispositivos fotónicos conformados por estructuras semiconductoras cuyo principio de amplificación se basa en procesos de emisión estimulada de portadores de carga suministrados a través de un bombeo eléctrico externo al SOA. Por otra parte, los SOAs han generado mucho interés recientemente debido a que ofrecen versatilidad y una serie de características atractivas en comparación a sus otros competidores tales como: (a) capacidad de integración con otros componentes, (b) tamaño compacto del orden de milímetros, (c) bajo consumo de potencia y (d) amplio rango espectral de amplificación desde los 1250 nm hasta 1600 nm. Sin embargo, la presencia de diversos efectos no lineales mostrados en la Fig. 2 [9] han sido los responsables de que su aceptación como elemento amplificador se haya visto opacado y sustituido por otros dispositivos capaces de llevar a cabo dicha función. No obstante, estos mismos efectos no lineales han encontrado utilidad en otras áreas del campo óptico gracias al desarrollo de novedosas estructuras fotónicas capaces de llevar a cabo diversas funcionalidades de procesamiento óptico: compuertas lógicas [10], conversión de longitud de onda [11], moduladores [12], regeneradores totalmente ópticos [13], etc.

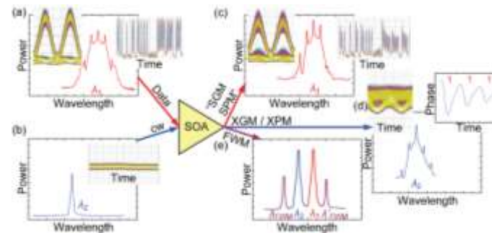


Fig. 2 Efectos no lineales asociados al amplificador óptico de semiconductor [9]: (a) Señal de datos (b) Señal continua (c) Automodulación de ganancia (SGM) y fase (SPM) (d) Modulación cruzada de ganancia (XGM) y fase (XPM) (e) Mezclado de cuatro ondas (FWM).

Durante el proceso de amplificación la interacción entre una o más señales ópticas y el medio activo del SOA llevará al amplificador a operar ya sea en un estado no saturado, donde la ganancia es constante (régimen lineal), o en un estado saturado, donde la ganancia es variable (régimen no lineal). Es en este último en el cual ocurren los distintos efectos no lineales en donde, por una parte, tenemos la automodulación de ganancia (SGM) y fase (SPM) que ocurren debido a la propia señal óptica en específico, y por otro lado tenemos la modulación cruzada de ganancia (XGM) y fase (XPM) y el mezclado de cuatro ondas (FWM) que son consecuencia de la presencia de otras señales ópticas. Por lo tanto, es importante tomar en cuenta que dependiendo del esquema de modulación seleccionando para transmitir la información, la afectación por efectos no lineales del SOA será distinta tanto en amplitud, como en fase y polarización. En nuestro caso, dado que estamos utilizando un esquema de modulación basado en la transmisión de

información a través de las variaciones de amplitud de una señal óptica, es importante conocer qué fenómenos no lineales del SOA afectarán dicha amplitud. Uno de los más importantes es el efecto *patterning*, que ocurre cuando a la entrada del SOA se presenta un pulso óptico de una potencia tal que consume gran cantidad de portadores (suministrados por una corriente eléctrica externa) que lleva a una reducción o compresión de ganancia como se muestra en la Fig. 3 [14]. Además, debido a que la recuperación de ganancia no es instantánea en el SOA una vez ocurrida la compresión de ganancia, cualquier pulso siguiente sufrirá un nivel de amplificación por debajo del nivel no saturado. Por lo tanto, se establece una dependencia entre el patrón de bits de la señal óptica y la potencia de salida ofrecida por el SOA.

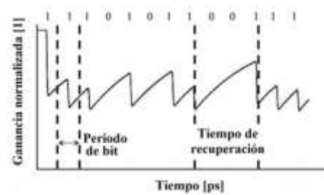


Fig. 3 Efecto de compresión de ganancia dependiente de una secuencia de datos de entrada al SOA: *patterning* [14].

Por lo tanto, con la finalidad de que el SOA recupere posición entre sus principales competidores como amplificador es necesario optimizar su comportamiento, ya sea a través de nuevas técnicas de diseño que permitan incrementar el rango de operación lineal, o mediante la definición de novedosos esquemas mitigadores de dichos efectos no lineales. Entre las técnicas más comunes para aliviar el efecto *patterning* destacan: (a) las basadas en la conversión de cambios de fase en amplitud con arreglos interferométricos, (b) la inclusión de un haz de contención continuo o modulado para acelerar la recuperación de la ganancia del SOA, (c) el uso de esquemas de modulación con una envolvente constante, (d) el uso de un control de ganancia del SOA al modificar la corriente de bombeo, (e) el uso de esquemas de filtrado óptico, (f) estructuras novedosas basadas en la conexión de SOAs y filtrado no lineal como la configuración *turbo-switch* [14].

III. IMPLEMENTACIÓN DE UN ESQUEMA DE PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES PARA LA REDUCCIÓN DEL EFECTO *PATTERNING* EN UN SISTEMA DE TRANSMISIÓN ÓPTICO WDM

En el proceso de implementación y estudio de factibilidad de la red de transmisión capaz de soportar una tasa de transmisión total acorde al estándar 400 GbE se utilizó un simulador programado en el lenguaje gráfico LabView™ [15]. Este simulador se encuentra integrado por una serie de instrumentos virtuales que modelan el comportamiento de los principales elementos involucrados en un sistema multicanal DWDM (transmisor, multiplexor, fibra óptica, amplificador óptico de semiconductor, demultiplexor y receptor). Los detalles específicos de la forma en que se modela el comportamiento de

cada componente y los valores de los parámetros de diseño pueden consultarse en las referencias [7,16]. El diagrama de la Fig. 4 representa la arquitectura diseñada y configurada en el simulador; este sistema considera la transmisión de 8 canales ópticos modulados en un formato NRZ, cada uno de ellos operando a una tasa de 51.5625 Gb/s. Tras una serie de pruebas modificando dicho plan de frecuencias se decidió establecer un plan asimétrico en torno a la longitud de cero dispersión (1312.22 nm) de la fibra convencional empleada ITU-T G.652, considerando una separación entre canales (Ω) de 400 GHz, tal que:

$$f_n = 229 + (1-n) \times \Omega [\text{THz}] \rightarrow \begin{cases} \Omega = 0.4 [\text{THz}] \\ n = 1, \dots, 8 \end{cases}$$

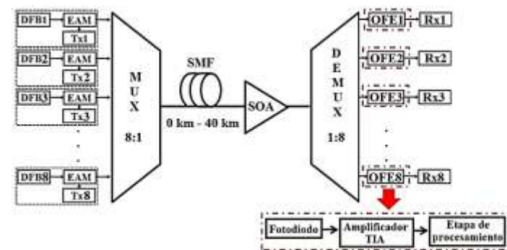


Fig. 4 Esquema del sistema de transmisión multicanal DWDM con etapa de pre-amplificación con SOA. Se destaca el punto en que se realiza el procesamiento digital de señales.

El elemento clave para que el sistema propuesto cumpliera los requerimientos del estándar 400 GbE lo representa el amplificador óptico de semiconductor que permitió extender el alcance de transmisión hasta 40 km, y cuyas principales características se definen en la tabla 1.

TABLA 1 PARÁMETROS DE SIMULACIÓN CONFIGURADOS EN EL MODELO DEL AMPLIFICADOR ÓPTICO DE SEMICONDUCTOR

| Parámetro | Valor | Unidades |
|--|-------|----------|
| Ganancia de pequeña señal | 23.0 | dB |
| Potencia de saturación de salida | 8.0 | dBm |
| Longitud de onda de máxima ganancia | 1317 | nm |
| Figura de ruido | 7.5 | dB |
| Tiempo de vida de los portadores | 200 | ps |
| Tiempo de la temperatura de relajación | 500 | fs |
| Factor de compresión de ganancia por calentamiento de portadores | 0.002 | 1/mW |
| Factor de ensanchamiento de línea α | 6.0 | |
| Factor de ensanchamiento de línea para la temperatura α_T | 3.0 | |

Sin embargo, es este mismo que debido a la presencia de diversos fenómenos no lineales impide aprovechar al máximo las características de este elemento. Por lo tanto, fue importante que el modelo del SOA [17,18] considerara los efectos no lineales más relevantes para las condiciones de operación del sistema WDM. La Fig. 5 presenta el comportamiento de la ganancia y figura de ruido del SOA como función de la potencia inyectada en el amplificador para los parámetros de la tabla 1.

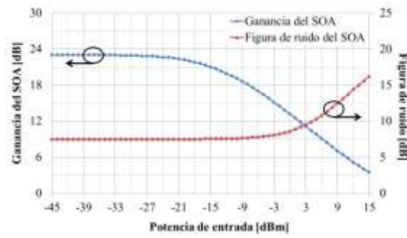


Fig. 5 Ganancia y figura de ruido del amplificador óptico de semiconductor utilizado para las pruebas.

La Fig. 6 muestra el comportamiento de la ganancia del SOA como función de la longitud de onda y la disposición de los 8 canales con el plan de frecuencias seleccionado. Se comprueba que el pico de ganancia se ubica a 1317 nm. Otro aspecto importante es el hecho de que si bien la ganancia decae de su máximo conforme nos alejamos de dicha longitud de onda, la máxima diferencia de ganancia observada por un canal es menor a 0.25 dB; con ello podemos considerar a la ganancia no saturada del SOA prácticamente constante para todos los canales del sistema propuesto.

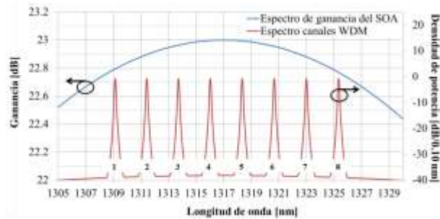


Fig. 6 Espectro de ganancia del SOA y distribución de los canales ópticos del sistema DWDM.

La Fig. 7 muestra el comportamiento de la potencia a la salida del SOA (P_{out}) y la relación señal a ruido óptica (OSNR) para el canal 8 como función de la distancia de transmisión.

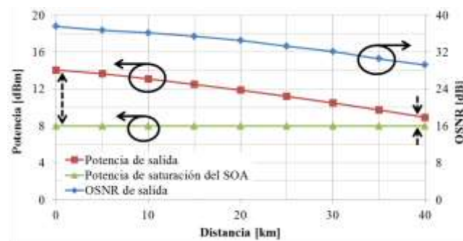


Fig. 7 Comportamiento de la potencia de salida y relación señal a ruido óptica del canal 8 a la salida del SOA como función de la distancia.

Se observa que P_{out} está siempre por encima del nivel de la potencia de saturación a la salida del SOA (P_{sat}) que es de 8 dBm, de acuerdo a la tabla 1. La máxima diferencia ($P_{out}-P_{sat}$) se presenta a una distancia de 0.001 km con un valor 6 dB, lo que significa que el SOA está altamente saturado, mientras que el mínimo de 0.9 dB se encuentra a 40km, donde el SOA se

comporta prácticamente de manera lineal. Con base en estas diferencias se espera una mayor presencia de efectos *patterning* donde la diferencia es mayor (cortas distancias) en comparación al caso donde la potencia de entrada evita llevar al SOA a operar en régimen no lineal (grandes distancias). Sin embargo, en este último caso la reducción en el rendimiento del sistema vendrá dado por una degradación de la OSNR por parte del SOA como consecuencia de una figura de ruido de 7.5 dB. Una vez identificados los diversos problemas que van a impactar de manera negativa en el rendimiento del sistema propuesto, lo siguiente es definir la metodología a seguir para llevar a cabo el procesamiento de la señal eléctrica afectada por las no linealidades del dispositivo fotónico de amplificación. La Fig. 8 presenta esquemáticamente los principales procesos involucrados en la corrección del efecto *patterning*.

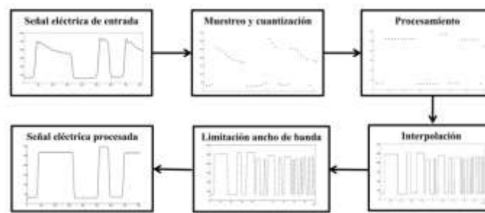


Fig. 8 Etapas de procesamiento digital de señales para la reducción de efecto *patterning*.

El primer paso consiste en la adquisición de la señal eléctrica afectada por las no linealidades generadas por la interacción de los 8 canales en el SOA, esta señal se obtuvo después del amplificador de transimpedancia ubicado en la parte del receptor como se indica en la Fig. 4. Con dicha información se procedió a implementar un algoritmo programado en Matlab capaz de reducir las variaciones de amplitud que posee cada pulso dentro de la secuencia de datos transmitida. Para ello se muestreó y cuantizó con una resolución de 8 bits la señal eléctrica teniendo en cuenta las limitaciones según el estado del arte que presentan los convertidores analógico-digital [19] y digital-analógico [20]. Enseguida se definió un esquema de decisión que nos permitiera identificar tres situaciones: (i) Cambio de un voltaje bajo (“0 lógico”) a un voltaje alto (“1 lógico”) (ii) Cambio de un voltaje alto “1 lógico” a un voltaje bajo (“0 lógico”) (iii) El voltaje se mantiene alto (“1 lógico”) o se mantiene bajo (“0 lógico”). Logrado esto último, la parte importante del algoritmo se basa en la ponderación entre los niveles del pulso correspondiente al “1 lógico” anterior y posterior a un “0 lógico” o secuencia de estos, manteniéndose este nivel promediado para el resto de pulsos en caso de que se trate de una secuencia de “1s lógicos”. De forma similar se llevó a cabo la ponderación para el caso de los niveles del pulso del “0 lógico” anterior y posterior a un “1 lógico” o secuencia de estos. Después, se realiza un proceso de interpolación lineal y limitación de ancho de banda de tal forma que tengamos nuevamente una forma de onda continua y suave de la señal eléctrica. Finalmente, se reinserta la señal procesada al simulador a la entrada del receptor eléctrico como se muestra

en la Fig. 4 para que se realicen los cálculos correspondientes de los principales parámetros de evaluación de rendimiento [16].

IV. RESULTADOS DE LA ETAPA DE PROCESAMIENTO DE SEÑALES

A continuación se describen los principales resultados obtenidos con la implementación del esquema de procesamiento digital de señales descrito en la sección anterior para minimizar el impacto del efecto *patterning* sobre el rendimiento observado en el sistema de transmisión multicanal DWDM propuesto para el estándar 400 GbE. Es importante mencionar que las pruebas realizadas con el algoritmo diseñado no toman en consideración los efectos de ruido dentro de la señal eléctrica adquirida en el lado del receptor debido a que el simulador considera de manera independiente a la señal de datos y al ruido. Sin embargo, los resultados obtenidos tienen validez bajo la consideración de que el efecto de ruido no es relevante en distancias de transmisión en las cuales el efecto de *patterning* es más intenso, tal y como se presentó en la Fig. 7 en cuanto a la poca degradación del OSNR. La Fig. 9 presenta las curvas de rendimiento correspondientes al canal 8 del sistema DWDM como función de la distancia y para distintos escenarios.

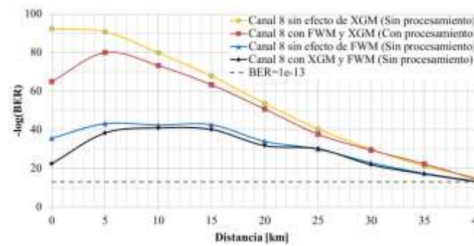


Fig. 9 Comparativa de curvas de rendimiento para el canal 8 como función de la distancia.

La curva punteada en verde corresponde a una tasa de bits erróneos de 1×10^{-13} equivalente a un $-\log(\text{BER})=13$ que representa el valor mínimo que el sistema propuesto debe ser capaz de ofrecer de acuerdo al estándar 400 GbE para todo el alcance de transmisión. La curva en negro considera todos efectos no lineales relevantes del SOA y por tanto corresponde al sistema DWDM original, sin que se le aplique ningún esquema de procesamiento y que servirá como referencia para los otros casos. La curva en azul y naranja corresponden a casos en los que se eliminaron de manera artificial los efectos del mezclado de cuatro ondas y modulación cruzada de ganancia del SOA, esto nos permite definir que el efecto de XGM es el más importante en la degradación del rendimiento del sistema si se compara con la curva en negro. Por último, la curva en rojo representa el principal resultado obtenido de la etapa de procesamiento para la corrección del efecto *patterning*. Al compararla con la curva en negro del sistema base es notoria la gran mejora alcanzada con dicho procesamiento. Aunque no

se alcanza la situación en que la modulación cruzada de la ganancia se elimina por completo, la efectividad que tiene la etapa de post-procesado propuesta es notoria. La Fig. 10 muestra el comportamiento que presentan los diagramas de ojo de tres canales (Canal 1, 4 y 8) representativos del sistema DWDM, tanto la original, como aquella con etapa de procesamiento. Como se puede observar, existe una clara apertura de los diagramas de ojo para el caso de distancias entre el caso (back-to-back) BtB y 10 km, donde la potencia de entrada es tal que el SOA opera en un régimen no lineal más intenso de acuerdo a la Fig. 7. Con ello se demuestra la efectividad que presenta el algoritmo diseñado para la corrección del efecto *patterning* para el sistema multicanal con etapa de amplificación con SOAs.

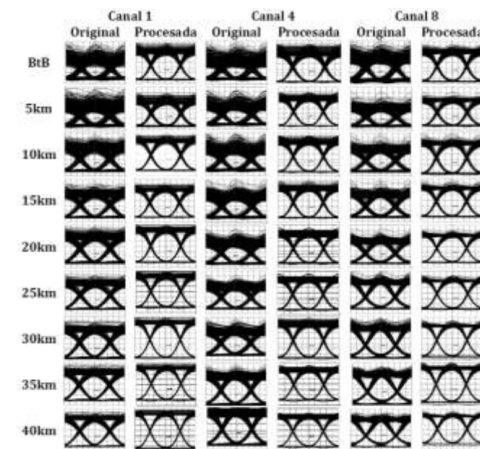


Fig. 10 Comportamiento de los diagramas de ojo para los canales 1, 4 y 8 del sistema WDM sin procesar y con etapa de procesamiento.

IV. CONCLUSIONES

En este artículo se han presentado los resultados de la propuesta de utilizar una etapa de procesamiento digital de señales con la finalidad de minimizar el impacto del efecto *patterning* observado en el rendimiento del sistema DWDM propuesto para el estándar 400 GbE. Los resultados muestran una clara mejora con respecto al sistema afectado por las no linealidades asociadas al elemento amplificador SOA. Estos esquemas de procesamiento permitirán incrementar la aceptación del SOA como elemento amplificador multicanal ante futuras actualizaciones del estándar Ethernet considerando una posible escalada en el número de canales ópticos a transmitir, incrementos en la tasa de transmisión por canal, cambios en el formato de modulación empleado e incrementos en la potencia transmitida en la fibra óptica. *Ernesto Ramírez-Cruz e Irving Rendón-Salgado agradecen el apoyo proporcionado por el CONACyT. R. Gutiérrez Castrejón agradece el apoyo de la Dir. Gra.. Asuntos del Personal Académico, UNAM, por proyecto PAPIIT IN103416.*

REFERENCIAS

- [1] Cisco, The Zettabyte Era: Trends and Analysis, Libro Blanco. Junio de 2017.
- [2] Cisco, VNI Forecast Highlights Tool, Mexico. [Online] http://www.cisco.com/c/m/en_us/solutions/service-provider/vni-forecast-highlights.html#, Junio, 2017.
- [3] E. Agrell, et al., "Roadmap of optical communications," J. Opt. 18(6), 063002 (2016).
- [4] C.E. Spurgeon, Joan Zimmerman, Ethernet: The Definitive Guide, 2nd ed. Sebastopol, CA: O'Reilly, 2014.
- [5] IEEE P802.3bs 400 Gb/s Ethernet Task Force. www.ieee802.org/3/bs/
- [6] http://www.ieee802.org/3/400GSG/public/13_05/song_400_01_05_13.pdf
- [7] Ramírez-Cruz, E., Gutiérrez-Castrejón, R. et al. (2016). An alternative for the implementation of 40-km reach Ethernet at 400 Gb/s using an 8×50 Gb/s PHY at 1310 nm with SOA pre-amplification. *Optical Switching and Networking*, 22, 86-94.
- [8] J. D'Ambrossia, Closing Report, presented at IEEE 802.3 400 GbE Study Group Plenary Meeting, March, 2014, Beijing, China. http://www.ieee802.org/3/400GSG/public/14_03/0314_400g_close_report.pdf
- [9] Bonk, R. (2013). *Linear and Nonlinear Semiconductor Optical Amplifiers for Next-Generation Optical Networks*. KarlsruheHannover: KIT Scientific Publishing Technische Informationsbibliothek u. Universitätsbibliothek.
- [10] Rendón-Salgado, I., Gutiérrez-Castrejón, R. (2017). 160 Gb/s all-optical AND gate using bulk SOA turbo-switched Mach-Zehnder interferometer. *Optics Communications*, 399, 77-86.
- [11] T. Durhuus, B. Mikkelsen, C. Joergensen, et al., "All-optical wavelength conversion by semiconductor optical amplifiers", *J. Lightwave Technol.*, vol. 14, pp. 942-954, June 1996.
- [12] M. L. Nielsen, K. Mizutani, S. Sudo, K. Tsuruoka et al. "Transmission over 360 km using a 2.5-Gb/s SOA-modulator integrated full C-band wavelength-tunable transmitter", *IEEE Photonics Technol. Lett.* 18 (2006) pp. 1987-1989.
- [13] J. Leuthold, et al., "160 Gb/s SOA all-optical wavelength converter and assessment of its regenerative properties," Technical Digest (CD) (Optical Society of America, 2004), paper OTuB2.
- [14] Rizou, Z.V.; Zoiros, K.E.; Hatziefremidis, A.; Connelly, M.J. Design analysis and performance optimization of a Lyot filter for semiconductor optical amplifier pattern effect suppression. *J. Sel. Top. Quantum Electron.* 2013, 19, 1-9.
- [15] R. Gutiérrez-Castrejón, M. Duell, Using LabVIEW for advanced nonlinear optoelectronic device simulations in high-speed optical communications, *Comput. Phys. Commun.* 174 (2006) 431-440.
- [16] M. Duell and R. Gutiérrez-Castrejón, "4x25-Gb/s 40-km PHY at 1310 nm for 100 GbE using SOA-based preamplifier," *J. of Lightwave Technol.*, vol. 26, no. 12, pp. 1681-1689, June 2008.
- [17] R. Gutiérrez-Castrejón, "Nonlinear Dynamics of Semiconductor Optical Amplifiers", en "Optical Amplifiers", Cap. 3. G. Nemova (Editor). Nova Publishers, 2012, p. 41-70.
- [18] R. Gutiérrez-Castrejón, M. Duell, "Uni-directional time-domain bulk SOA simulator considering carrier depletion by amplified spontaneous emission", *IEEE J. Quantum Electron.* 42, (2006) pp. 581-588.
- [19] L. Kull et al., "A 90GS/s 8b 667mW 64× Interleaved SAR ADC in 32nm Digital SOI CMOS", *ISSCC Dig. Tech. Papers*, pp. 378-379, Feb. 2014.
- [20] Keysight Technologies 2015 (<http://keysight.com/en/pd-2583267-pn-M8196A/92-gsa-s-arbitrary-waveform-generators?cc=US&lc=eng>)



Ernesto Ramírez Cruz nació en la Ciudad de México. Obtuvo el grado de Ingeniero en Telecomunicaciones y de Maestro en Ingeniería Eléctrica con mención honorífica en la Facultad de Ingeniería (FI) de la Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM), en 2012 y 2013, respectivamente. Actualmente realiza sus estudios de doctorado en el Instituto de Ingeniería de la UNAM en el área de telecomunicaciones y de manera complementaria labora como Profesor de Asignatura de la FI de la UNAM. Sus intereses de investigación incluyen los dispositivos ópticos, sistemas de transmisión WDM y los sistemas de telecomunicaciones.



Ramón Gutiérrez Castrejón nació en la Ciudad de México, en donde recibió de la UNAM el grado de Físico y Maestro en Ingeniería Eléctrica con mención honorífica en 1990 y 1993, respectivamente. El grado de doctor en Física lo obtuvo de la Universidad de Londres (King's College) en 1997 por su trabajo en óptica no lineal. Después de una estancia posdoctoral en el grupo de Física del Láser de la Universidad Complutense de Madrid, pasó a laborar en el ETH de Zürich, Suiza, como asistente de investigador en óptica computacional de semiconductores para aplicaciones en telecomunicaciones, participando en varios proyectos europeos. Posteriormente, en el 2001, fue contratado en el Photonics Research and Test Center de Coming Inc. en New Jersey, Estados Unidos, para realizar investigación en dispositivos y sistemas de telecomunicaciones ópticas. Desde 2003 labora en el Instituto de Ingeniería de la UNAM como investigador titular, realizando docencia e investigación en dispositivos y sistemas opto-electrónicos de procesamiento de información y telecomunicaciones. También ha fungido como Secretario Académico y Subdirector de Electromecánica del mismo Instituto. Es miembro de la IEEE desde 2010.



Irving Rendón Salgado nació en México. Obtuvo el grado de Ingeniero en Telecomunicaciones y de Maestro en Ingeniería Eléctrica en la Facultad de Ingeniería (FI) de la Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM), en 2012 y 2014, respectivamente. Actualmente realiza sus estudios de doctorado en el Instituto de Ingeniería de la UNAM en el área de telecomunicaciones y de manera complementaria labora como Profesor de Asignatura de la FI de la UNAM. Sus intereses de investigación incluyen los dispositivos ópticos, el procesamiento fotónico y los sistemas de telecomunicaciones. Es miembro estudiante de la IEEE desde 2016.

Cross-Gain Modulation Mitigation in Semiconductor Optical Pre-Amplifiers Using a New Synthetic Filter for NRZ-Based WDM Transmission Systems

E. Ramírez-Cruz, I. Rendón-Salgado, D. E. Ceballos-Herrera, and R. Gutiérrez-Castrejón, *Member, IEEE*

Institute of Engineering, Universidad Nacional Autónoma de México – UNAM,

Cd. Universitaria, 04510, Mexico City, Mexico

Tel: (52) 55 5623 3600, e-mail: {ERamirezC, IRendonS, DCeballosH, RGutierrezC}@ii.unam.mx

ABSTRACT

A new methodology to synthesize an optical filter that mitigates SOA-induced cross-gain modulation in intensity-modulation with direct detection (IM-DD) WDM transmission systems is proposed and its efficacy is numerically demonstrated. The approach relies on calculation or measurement of the propagating optical field at the input and output of the SOA to synthesize a filter transfer function for a particular channel. The filtering action can be applied at the demultiplexing stage. Through the use of BER performance curves, validation of this novel technique is demonstrated in an 8×50 Gb/s pre-amplified WDM system for fibre lengths ranging from 0 to 40 km. This research work thus represents an original effort to overcome the effect of nonlinear cross-talk induced by SOA nonlinearities in multi-channel short-reach transmission systems, thus leveraging the application of these active devices in the telecommunications realm.

Keywords: semiconductor optical amplifier, cross-gain modulation, nonlinear effects, optical filtering, wavelength division multiplexing, multi-channel systems.

1. INTRODUCTION

Optical transport networks have become one of the most rapidly growing markets in the world. This has led to significant challenges, such as dealing with the ever-increasing bandwidth demand [1][2], especially in the short-reach (SR) domain, where intensity-modulation with direct-detection (IM-DD) is still used. Semiconductor optical amplifiers (SOAs) will play an important role in SR networks as a compact and cost-competitive device to extend the link power budget. They exhibit advantages such as large optical bandwidth and possibility of monolithic integration with other optical components [3]. However, the intrinsic presence of different nonlinear (NL) effects such as self- and cross-phase/gain modulation (SPM, SGM, XPM, XGM) and four-wave mixing (FWM) [4], which produce undesirable NL cross-talk, has hindered its use as in-line amplifier, especially when multi-channel amplification at a high-speed is considered. Different methods have been studied to counteract the NL response of SOAs in WDM systems: the use of a higher driving current [5], external light injection [6], automatic gain control [7], interferometric arrangements [8], power averaging effect [9] and optical filtering [10]. Here, we numerically analyse the feasibility of employing a synthesized optical filter to reduce the negative impact that XGM has when a SOA operated under saturation is employed in a multi-channel system. For this, an 8-channel WDM system operating in O-band with NRZ modulation at 51.5625 Gb/s per channel, aimed as a 400 Gb/s Ethernet alternative, is used [11]. A SOA pre-amplifier is employed as reach extender, exhibiting high nonlinear behaviour at short fibre lengths, when the input power into the SOA is high. This situation occurs when operators use the same transceivers, aimed for 40-km reach, to set up interconnections with shorter fibre lengths. The substitution of the common DEMUX filter by the synthesized one results in an overall increase of system performance, thus demonstrating its capability to mitigate the SOA nonlinear response.

2. SIMULATION SETUP

A sketch of the optical transport link used to perform all the numerical simulations and the proposed filtering stage is shown in Fig. 1. Eight optical channels are sent through a standard single mode fibre (SSMF) spanning a distance from 0 to 40 km. The SSMF parameters are shown in Table 1. Each externally modulated laser (EML) is integrated with a distributed feedback laser (DFB) emitting 7.9 dBm of optical power and an electro-absorption modulator (EAM) driven by an electrical transmitter (Tx). The channel plan is defined in Fig. 1 with a 400 GHz channel spacing [11]. SOA pre-amplification is necessary to operate below the maximum BER target of 1×10^{-13} at all fibre lengths. The MUX and DEMUX (when the synthetic filter is not enabled) are modelled by means of a 3rd order Gaussian band-pass function 175 GHz (FWHM) wide, having insertion losses of 3 dB.

The numerical analysis was performed using a well-tested optical transmission system simulator [12]. All the optical channels are ideally co-polarized as modelling of the optical fibre and the SOA does not consider the vectorial nature of the electromagnetic field. The modelling of the SOA is based on the solution of a time-domain system of coupled nonlinear differential equations that models pulse propagation and interaction within a semiconductor waveguide [13] that includes the generation and amplification of ASE and ultra-fast gain compression and refraction through carrier heating (CH). The main parameters of the SOA model are indicated

in Table 2 [11]. All the simulations were performed using 1024-bits long pseudo random bit sequences (PRBS) with appropriate decorrelation among the channels and considering an oversampling rate of 256 (2^8).

Table 1. Parameters of the SSMF at 1310 nm.

| Parameter | Value | Unit |
|-------------------------|-----------------------|--------------------------|
| Attenuation coefficient | 0.35 | dB/km |
| Dispersion coefficient | -0.20 | ps/(nm·km) |
| Dispersion slope | 0.090 | ps/(nm ² ·km) |
| Effective mode area | 80 | μm ² |
| Zero-Disp. wavelength | 1312.22 | nm |
| Nonlinear index | 2.4×10^{-11} | μm ² /mW |

Table 2. Parameters of the SOA.

| Parameter | Value | Unit |
|--------------------------|-------|------|
| Small-signal gain | 23 | dB |
| Output saturation power | 8 | dBm |
| CH compression factor | 0.002 | 1/mW |
| Carrier lifetime | 200 | ps |
| Linewidth enhancement F. | 6 | |
| Noise Figure | 7.5 | dB |

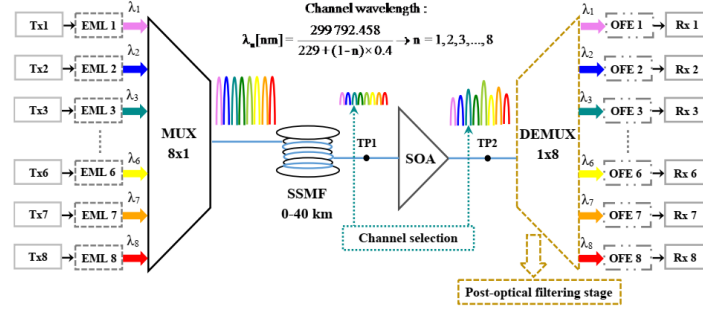


Figure 1. 8-WDM optical transport link with SOA pre-amplifier used in the simulations. The post-filtering stage is performed at the DEMUX. OFE and Rx stand for optical front-end and electrical receiver, respectively.

2.1 GAIN PROFILE OF THE OPTICAL SYNTHETIC FILTER

In this section we explain the procedure to define the frequency response that an optical filter placed at the DEMUX of a multi-channel optical link should have in order to reduce XGM in a SOA pre-amplifier. Let $\xi_{in}^j(t)$ ($\xi_{out}^j(t)$) be the optical field at the input (output) of the SOA. Through adequate filtering, the optical field of a particular channel j can be calculated or measured before and after the SOA. The corresponding fields are thus $\xi_{in}^j(t)$ and $\xi_{out}^j(t)$, and their optical spectra are given by $E_{in}^j(f)$ and $E_{out}^j(f)$. The output field, $\xi_{out}^j(t)$, includes the NL distortions produced by XGM when all channels are injected into the SOA. Assuming that the SOA response can be approximated through a transfer function $H_{SOA}^j(f)$ for channel j , it can be represented as shown in Eq. (1).

$$H_{SOA}^j(f) = \frac{E_{out}^j(f)}{E_{in}^j(f)} = \frac{A_{out}^j(f) \exp\{i\Phi_{out}^j(f)\}}{A_{in}^j(f) \exp\{i\Phi_{in}^j(f)\}} = \frac{A_{out}^j(f)}{A_{in}^j(f)} \exp\{i[\Phi_{out}^j(f) - \Phi_{in}^j(f)]\} \quad (1)$$

Assuming that the approximation (Eq. (1)) holds, we can always find a filter transfer function, $H_{Filter}^j(f)$ for channel j , such that when applied to $\xi_{out}^j(t)$, an estimation of the undistorted signal $\xi_{in}^j(t)$, that is, the spectrum of the optical field prior to entering the SOA, can be obtained at the filter output. Note, however, that since our transceivers are based on IM-DD, there is no need to revert the negative effects that the phase of the optical field experiences while travelling through the SOA. $H_{Filter}^j(f)$ hence can straightforwardly be calculated as Eq. (2).

$$H_{Filter}^j(f) = \frac{k \cdot A_{in}^j(f)}{A_{out}^j(f)} \quad (2)$$

where $A_{in}^j(f)$ and $A_{out}^j(f)$ can simply be calculated through the use of an FFT algorithm applied to $\xi_{in}^j(t)$ and $\xi_{out}^j(t)$. When $H_{Filter}^j(f)$ is applied onto $E_{out}^j(f)$, an undistorted version of the waveform, which resembles the original optical field arriving into the SOA, is obtained. A scale factor $k > 1$ is introduced into the equation to preserve the amplification level provided by the SOA, while lessening the amplitude fluctuations produced by SGM and XGM. $H_{Filter}^j(f)$ can thus be synthesized from simulated, or even experimental, measurements carried out at points TP1 and TP2 of Fig. 1. It can then be applied to the optical signal at the demultiplexing stage, by simply substituting the original DEMUX filter by $H_{Filter}^j(f)$ (see Fig. 1). Figure 2 depicts the evolution of the single-channel envelope of the optical field at different stages of the improved WDM system. On stage one, the optical signal becomes amplified and degraded by the saturated SOA NL processes. The outgoing signal in Fig. 2b exhibits severe amplitude fluctuations and waveform distortions. On stage two, the proposed filter

mitigates most of these unwanted effects, leading to better performance of the multi-channel SOA pre-amplified system.

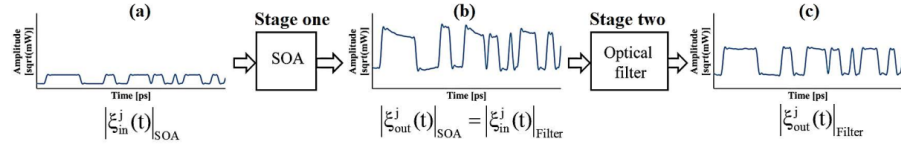


Figure 2. Evolution of the optical amplitude of a single channel at different stages of the improved WDM system: (a) at the input of the SOA, (b) at output (input) of the SOA (optical filter), (c) at the output of the optical filter.

3. SIMULATION RESULTS

To study the feasibility of the main tenet of this work, different bit error rate (BER) curves are shown in Fig. 3 as a function of fibre length. All curves correspond to channel 8 (1325.34 nm). The curve in grey was obtained with the unamplified WDM architecture. It shows the importance of using the SOA to reach above threshold behaviour. After 7 km propagation, the $-\log(\text{BER})$ of this channel is below the minimum acceptable value (black dashed curve). The curve in red corresponds to the case where the SOA is included. For short fibre lengths (where the input power at the SOA pre-amplifier is high), the nonlinearities of the SOA are the main source of performance degradation. For long fibre lengths, the SOA operates nearly in its linear regime, but the high noise figure of the pre-amplifier degrades the system performance. The maximum $-\log(\text{BER})$ performance occurs at about 10 km, where neither nonlinearities nor OSNR degradation play a conspicuously harmful role. In order to determine whether XGM or FWM in the SOA is the main degrading nonlinear effect, the curve in blue shows the results when FWM is artificially turned off. This can be achieved by eliminating CH-induced gain compression in the SOA since for the selected channel-spacing, FWM is mainly mediated by CH. Similarly, the green curve is obtained by deliberately setting a high value for the SOA output saturation power. This markedly reduces XGM and SGM while preserving FWM effects. A comparison of the blue and green curves with the red one, clearly shows that elimination of FWM results in marginal performance improvement, while XGM and SGM reduction results in a clear performance improvement. In other words, the latter NL effects are the main contributors to the system performance degradation. Finally, the curve in gold shows the performance of the system when considering all NL effects. However, in this case the optical filtering technique proposed in this work is applied. The performance improvement of the gold curve with respect to the red one points out to the efficacy of the proposed technique to markedly reduce the SOA NL response, and especially that produced by XGM and SGM. The relatively small difference between these curves at long fibre lengths, demonstrates the marginal improvement that the proposed technique provides with respect to lessen OSNR degradation. Figure 3 is complemented with the simulated optical received eye diagrams of demultiplexed channel 8 at four optical fibre lengths (or input powers into the SOA). The upper row corresponds to the case when the proposed filtering technique is not employed. The effect of SOA nonlinearities are evident at short fibre lengths, leading to a noticeable eye closure and distortion that diminishes as distance (NL effects) grows (lessen). The effect of the proposed optical filtering technique can be appreciated in the lower row. Clear, open and relatively undistorted eyes can be observed irrespective of fibre length, thus demonstrating the favourable effect of the synthetic filter.

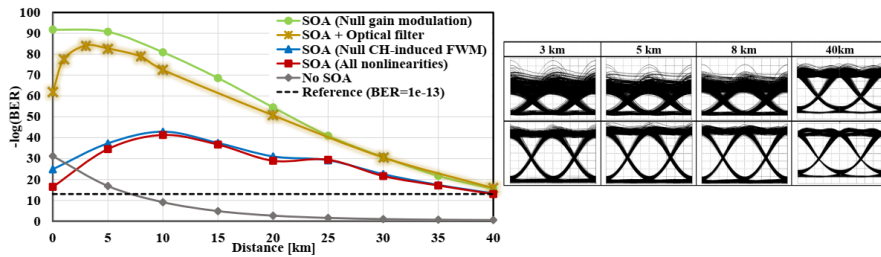


Figure 3. Simulated BER curves of the 8-WDM system as a function of fibre length for different scenarios. The gold curve corresponds to the system employing the proposed technique to reduce the SOA nonlinear response. Eye diagrams for the red (upper row) and gold (lower row) curves are displayed for different fibre lengths.

Figure 4 displays the transfer function of the synthetic optical filter, calculated for different fibre lengths. When the SOA NL effects are less pronounced (40 km), the filter function resembles a common DEMUX bandpass filter. However, as the fibre length diminishes and the SOA NL response grows, the transfer function

becomes complex, showing a dip close to the centre frequency that becomes more pronounced as the NL effects increase. The dip acts as a notch filter [10], reducing the frequency content at a particular narrow bandwidth where most of the signal energy content is located. As the SOA NL response augments, further selective power reductions are necessary at neighbour frequencies to counteract the effect of signal distortion produced mainly by XGM in the SOA. Although the resulting transfer function of the filter employed to reduce the effect of SOA nonlinearities looks difficult to realize in an actual optical device, work is under way to find an approach to simplify this function while preserving its advantageous effects. Implementation through digital signal processing has also been explored, but it is currently limited by the processing speed of actual electronic devices.

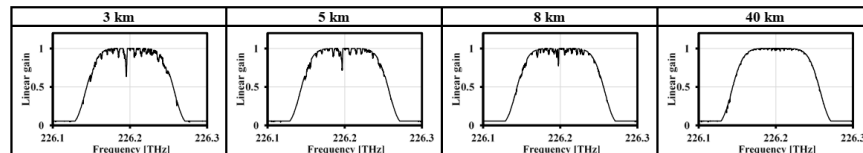


Figure 4. Gain profile (in linear units) of the synthesized filter centred at the frequency of channel 8.

4. CONCLUSIONS

The feasibility of using an ad-hoc synthetic optical filter at the DEMUX to mitigate SOA-induced XGM in NRZ-based WDM transmission systems has been numerically demonstrated for a particular channel. To this end, a filter transfer function, calculated from the incoming and outgoing fields at the SOA, has been put forward. Using this novel technique, error-free performance of a SOA pre-amplified 8-channel system has been numerically demonstrated, irrespective of fibre length (up to 40 km). The proposed synthetic filtering technique thus represents an alternative to counteract the deleterious effects that a SOA produces in a multi-channel signal at high data rates (50 Gb/s) when operated within the pre-amplifier saturation regime.

ACKNOWLEDGEMENTS

We are indebted to CONACYT, and DGAPA, UNAM through PAPIIT project IN102318 for their support.

REFERENCES

- [1] CISCO: The Zettabyte Era: Trends and Analysis, White paper, 2017.
- [2] CISCO: Global Cloud Index: 2015-2020, White paper, 2016.
- [3] J. Mørk *et al.*: The dynamics of semiconductor optical amplifiers – modeling and applications, *Opt. and Photon. News*, vol. 14, pp. 42-48, Jul. 2003.
- [4] M. J. Connelly: *Semiconductor Optical Amplifiers*, Kluwer Academic, Ed., Boston, 2002.
- [5] L. Schares *et al.*: Phase dynamics of semiconductor optical amplifiers at 10-40 GHz, *IEEE J. of Quantum Electron.*, vol. 39, pp. 1394-1408, Nov. 2003.
- [6] J.L. Pleumeekers *et al.*: Acceleration of gain recovery in semiconductor optical amplifiers by optical injection near transparency wavelength, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 14, pp. 12-14, Jan. 2002.
- [7] R. Gutiérrez-Castrejón, V. Dolores-Calzadilla, and M. Duell: Gain-controlled semiconductor optical preamplifier for the 100 Gbit/s 40km Ethernet receiver, *Appl. Opt.*, vol. 48, pp. F82-F89, Sept. 2009.
- [8] Q. Xu *et al.*: Experimental demonstration of pattern effect compensation using an asymmetrical Mach-Zehnder interferometer with SOAs, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 13, pp. 1325-1327, Dec. 2001.
- [9] F.M. Dyc, P. Mazurek, and J.P. Turkiewicz: Utilization of the SOA deep saturation and power averaging effect to counteract intra-channel crosstalk in DWDM system, *J. Telecom. Inf. Technol.*, vol. 2, pp. 22-28, 2014.
- [10] Rizou, Z.V. Zoiros, and K.E. Hatziefremidis: A comparison of basic notch filters for semiconductor optical amplifier pattern effect mitigation, *Appl. Sci.*, vol. 7, pp. 783, Aug. 2017.
- [11] E. Ramirez-Cruz *et al.*: An alternative for implementation of 40-km reach Ethernet at 400 Gb/s using an 8×50 Gb/s PHY at 1310 nm with SOA pre-amplification, *Opt. Switch. Netw.*, vol. 22, pp. 86-94, 2016.
- [12] R. Gutiérrez-Castrejón *et al.*: Using LabVIEW for advanced nonlinear optoelectronic device simulations in high-speed optical communications, *Comput. Phys. Commun.* vol. 174, pp. 431-440, Mar. 2006.
- [13] D. Cassioli, S. Scotti, and A. Mecozzi: Time-domain computer simulator of the nonlinear response of semiconductor optical amplifiers, *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 36, pp. 1072-1080, Sept. 2000.

Impacto de los efectos no lineales de un amplificador óptico de semiconductor en sistemas de comunicaciones multi-canal



Ernesto Ramírez-Cruz, Ramón Gutiérrez-Castrejón
Instituto de Ingeniería, Universidad Nacional Autónoma de México
UFO/OPUMA School 2017



INTRODUCCIÓN

Los sistemas de comunicaciones basados en fibra óptica se han posicionado como el dorsal de las modernas redes de transporte debido su capacidad de transportar grandes cantidades de información a través de la modulación de información con portadoras ópticas [1].

El amplificador óptico de semiconductor (SOA) se está convirtiendo en un componente clave para la convergencia hacia una red de transporte completamente óptica debido a su versatilidad para desempeñar diversas funciones de procesamiento, capacidad de integración con otros componentes fotónicos, tamaño compacto, bajo consumo de energía y amplio rango espectral de operación.

A pesar de la presencia de diversos efectos no lineales (Fig. 1) característicos en el SOA que han limitado su uso como amplificador multicanal, se han desarrollado diversas arquitecturas novedosas capaces de minimizar el efecto degradante en el proceso de amplificación (efecto *patterning*) y le ha dado al SOA una nueva oportunidad en el campo de las telecomunicaciones ópticas.

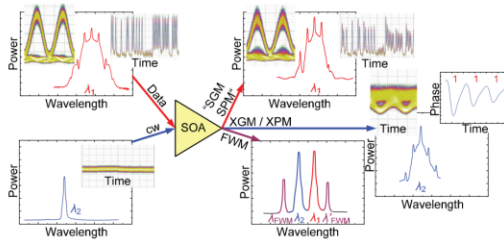


Fig. 1 Efectos no lineales de un amplificador óptico de semiconductor

METODOLOGÍA

Mediante el uso de un simulador programado en LabView de un sistema de comunicaciones óptico creado por Bell Labs y en colaboración con el Instituto de Ingeniería de la UNAM (Fig. 2) se llevó a cabo una investigación numérica sobre la factibilidad de operación de un sistema propuesto para el estándar de transmisión de datos Ethernet 400 GbE [2].

Este sistema fue diseñado para transmitir con una capacidad total de 400 Gb/s, conformado por 8 canales ópticos modulados en amplitud (NRZ) a una tasa de 50 Gb/s con pulsos ópticos de 19.5 ps de anchura. En el cual el amplificador óptico de semiconductor (SOA) funge como elemento clave para el proceso de amplificación multicanal con ayuda de un eficiente modelo [3-5] capaz de considerar los principales fenómenos no lineales relevantes para las condiciones de operación del sistema propuesto.

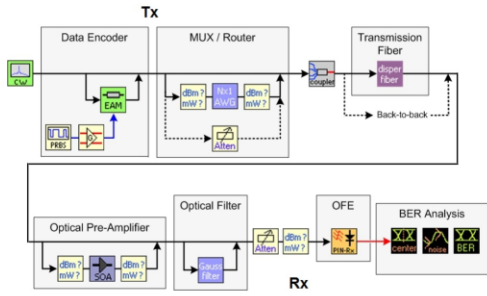


Fig. 2 Simulador de un sistema de comunicaciones óptico

RESULTADOS Y CONCLUSIONES

De las diversas pruebas numéricas exhaustivas se demostró por una parte que a pesar de la respuesta no lineal del amplificador, es factible operar el sistema propuesto a una tasa mínima de bits erróneos (BER) de 1×10^{-13} sobre un alcance máximo de 40 km (Fig. 3b).

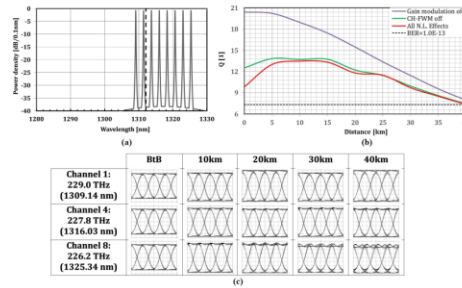


Fig. 3 (a) Distribución de los canales WDM (b) Curvas de rendimiento del sistema (c) Comportamiento de los diagramas de ojo de entrada al SOA

En cuanto a la cuantificación del impacto de los diferentes efectos no lineales, este se desarrolló en torno a un estudio de la sensibilidad de recepción (Fig. 4) y con ello se pudo determinar que el efecto de modulación cruzada de ganancia (XGM), producto de la saturación del SOA, era el principal aspecto degradante del desempeño.

Esto es, cuando los niveles de potencia óptica de entrada conducen al amplificador a operar en un estado de saturación se produce una dependencia del nivel de ganancia en el patrón de bits de la señal de datos (efecto *patterning*), dando como resultado que cada pulso óptico adquiera un nivel de amplificación diferente, ya que el tiempo de recuperación de la ganancia en el SOA no es instantáneo.

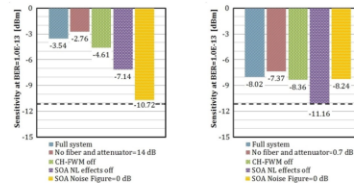


Fig. 4 Impacto de los efectos no lineales del SOA (2 km y 40 km)

El amplificador óptico de semiconductor es un componente que requiere el desarrollo de novedosos esquemas mitigadores de los diversos fenómenos no lineales característicos. Esto le permitirá superar terreno que ha perdido frente a otras opciones capaces de desempeñar el mismo proceso de amplificación multicanal de manera más eficiente sin la presencia degradadora de las no linealidades del SOA.

REFERENCIAS

- [1] E. Agrell, M. Karlsson, A.R. Chraplyvy, D.J. Richardson, P.M. Krummrich, P. Winzer, K. Roberts, J.K. Fischer, S.J. Savory, B.J. Eggleton, M. Seifert, F.R. Kashchchang, A. Lord, J. Prat, I. Tomkos, J.E. Bowers, S. Srinivasan, M. Brand-Pearce, N. Gisin. *Roadmap of optical communications*. J. Opt., 19 (6) (2016), Article ART. no. 063002.
- [2] Ramírez-Cruz, E., Gutiérrez-Castrejón, R., Torres-Ferrera, P., & Cobalón-Herrera, D. E. "An alternative for the implementation of 40-km reach ethernet at 400 Gb/s using an 8-50 Gb/s PHY at 1310 nm with SOA pre-amplification". Optical Switching and Networking, vol. 22, pp. 86-94, (2016)
- [3] Cassioli D, Scotti S, Maccorri A. "Time domain computer simulator of the nonlinear response of semiconductor optical amplifiers". IEEE J Quantum Electron 2000;36(9):1072-80.
- [4] Maccorri A, Mark J. "Saturation effects in nondegenerate four-wave mixing between short optical pulses in semiconductor laser amplifiers". IEEE J Sel Top Quantum Electron 1997;3(5):1190-207.
- [5] Gutiérrez-Castrejón Ramón and Duñk Marcus, "Unidirectional time domain bulk SOA simulator considering carrier depletion by amplified spontaneous emission, IEEE Journal of quantum electronics, Vol. 42 No 6 2006, pp 581-586.



Contents lists available at ScienceDirect

Optics and Laser Technology

journal homepage: www.elsevier.com/locate/optlastec

Full length article

640 Gb/s all-optical AND gate and wavelength converter using bulk SOA turbo-switched Mach-Zehnder interferometer with improved differential scheme



I. Rendón-Salgado, E. Ramírez-Cruz, R. Gutiérrez-Castrejón*

Institute of Engineering, Universidad Nacional Autónoma de México UNAM, Cd. Universitaria, 04510 Mexico City, Mexico

HIGHLIGHTS

- An enhanced version of the well-known differential scheme is proposed and analyzed.
- Superior performance of the improved differential architecture is numerically demonstrated.
- An all-optical AND gate and a wavelength converter running error-free at 640 Gb/s are discussed.
- Our contribution represents the fastest all-optical Boolean gate based on bulk SOAs.
- An empirical linear equation relating the switch performance with its operational speed is put forward.

ARTICLE INFO

Keywords:

All-optical AND logic gate
 Cross phase modulation (XPM)
 Mach-Zehnder interferometer (MZI)
 All-optical wavelength conversion
 Semiconductor optical amplifier (SOA)

ABSTRACT

An enhanced version of the conventional differential scheme, employed to decouple the switching speed of an active Mach-Zehnder interferometer from the recovery time of its main nonlinear element (a bulk semiconductor optical amplifier, or SOA), is presented and numerically analyzed. A turbo-switch is also included within the scheme for speed boost and performance improvement. Through the use of the novel architecture and following a parameter optimization process, an all-optical AND Boolean gate operating error-free at 640 Gb/s is numerically demonstrated, thus becoming the fastest AND gate based on bulk SOAs. Additionally, the role of key design parameters in the switching-window formation process is investigated. It is shown that the delay and attenuation applied to the waveform traveling in the opposite interferometer arm play an appreciable role in decreasing data-patterning effects and thus improving the quality-factor and performance of the overall subsystem. An empirical linear relation between performance and operation speed for the proposed scheme is put forward. Finally, it is demonstrated that the proposed structure can also operate error-free at 640 Gb/s as an all-optical wavelength converter. Our simulation work represents a step forward to leverage the use of SOA-based interferometric structures for all-optical signal processing.

1. Introduction

Today, Internet has become the most important communication medium due to its global presence along with the wide range of services that it provides. These characteristics have attracted a large number of users that will keep on growing in the forthcoming years. As a consequence, massive transmission data rates are being required in order to fulfill the current demand. However, as data rates continue increasing, the already existing gap with respect to signal processing speed is becoming wider. This breach has encouraged the development of high-

speed electronic and opto-electronic devices, as well as the introduction of all-optical technology, with the purpose of reducing the latency and power consumption of opto-electronic devices at the physical layer [1], and decreasing the difficulty to perform stable logic and switching operations at data rates beyond ~ 40 Gb/s [2]. Nevertheless, it is important to distinguish between full switching and partial switching operation [3]. The first one takes place when the switching process occurs at the same speed as the input bits are launched. Following this approach, \bar{A} AND B and A AND B logic operations have been performed by means of a periodically poled lithium niobate (PPLN) waveguide [4],

* Corresponding author.

E-mail addresses: IRendonS@ingen.unam.mx (I. Rendón-Salgado), ERamirezC@ingen.unam.mx (E. Ramírez-Cruz), RGutierrezC@ingen.unam.mx (R. Gutiérrez-Castrejón).

<https://doi.org/10.1016/j.optlastec.2018.08.055>

Received 31 January 2018; Received in revised form 9 May 2018; Accepted 29 August 2018

Available online 07 September 2018

0030-3992/ © 2018 Elsevier Ltd. All rights reserved.

and wavelength-conversion based in Raman-assisted XPM in a highly nonlinear fiber (HNLF) has been demonstrated [5]. Both experimental results were reported at 640 Gb/s. As for partial switching operation, this is characterized by a switching speed that is a submultiple fraction of the higher input bit rate. Therefore, it experiences a less demanding process since the induced nonlinear phenomena occurs at a lower repetition rate in comparison to the full switching case, and as a consequence, there is a longer available time for the nonlinearity to recover its initial steady-state. Partial switching is commonly employed in time-division demultiplexing applications as the demultiplexed channel possesses a lower repetition rate than the time-division multiplexed signal. For example, 640:10 Gb/s demultiplexing has been carried out with a polarization-maintaining highly non-linear fiber (PM-HNLF) [6], with a chalcogenide glass waveguide [7] and with a nonlinear optical loop mirror (NOLM) [8]. Meanwhile, 640:40 Gb/s has been achieved relying on a semiconductor optical amplifier (SOA) when used together with a detuned filter [9] or when incorporated into a symmetrical Mach-Zehnder interferometer [10]. Among the aforementioned technologies, HNLFs provide an ultrafast response, but lengths of tens to hundreds of meters are required to induce an intense nonlinear response [7,10]. PPLN waveguides exhibit ultrafast dynamics and compactness [4]. However, they depend on strict resonance mixing of wavelengths from certain regions, and as a result, not all transmission bands for optical communications are included [10]. Chalcogenide waveguides offer a femtosecond response time while preserving a relatively small size [7]. Nevertheless, they suffer from stability and aging issues, they are mechanically weaker than silica glasses and peak powers around several watts are required [11]. SOAs are limited by their relatively slow gain and phase recovery time of about 100 ps [10]. Nonetheless, this drawback can be overcome with the use of sophisticated techniques. In fact, nowadays, SOAs have become a very attractive solution for optical signal processing thanks to their power consumption, large bandwidth, short latency, ease of integration and high nonlinearity [1,12]. Unlike SOA-amplified communication systems where nonlinearities are undesirable [13], all-optical signal processing based on SOAs relies on the ultra-fast nonlinear response produced when one or several short optical input pulses propagate along the active region of the SOA, leading to rich gain and refractive index dynamics [14]. This apparently unwanted behavior is employed to design and develop photonic circuits exploiting different phenomena such as two-photon absorption (TPA) [15], cross-polarization modulation (XpolM) [16], four-wave mixing (FWM) [17,18], cross-gain modulation (XGM) [19] and cross-phase modulation (XPM) [20–22]. Among them, SOA-based Mach-Zehnder interferometric structures (SOA-MZI) using XPM are the most promising architectures due to their low energy requirements, high stability, integration capability, regenerative properties and high-speed operation [20,21,23]. In order to overcome the speed limitations set by the phase recovery time of the SOA, different techniques have arisen, standing out among them the differential scheme (DS) [24,25] and the turbo-switch (TS) structure [26,27]. On the one hand, the differential scheme, introduced by Tajima [28], consists in the propagation of a delayed version of the control input through the opposite interferometer arm. The undelayed control input induces a phase shift in one of the arms. In this way, constructive interference is created at one of the output ports of the interferometer, enabling the transmission of the probe signal. After a time τ_A , the delayed version, with identical shape and amplitude, is launched into the opposite arm, creating another phase shift that neutralizes the previously produced one. As a result, the initial destructive interference is restored and the transmission window is closed, thus achieving a fast switch-off that depends on τ_A . On the other hand, the turbo-switch, introduced by Manning and co-workers [26], consists in the cascaded connection of two SOAs separated by a broad optical bandpass filter that removes the control signal, while the second SOA acts as a nonlinear filter. The TS structure has proven to increase the switching speed up to four times when compared to the single SOA architecture

[29]. Consequently, higher processing data rates are achievable without appreciable degradation of the optical signal-to-noise ratio (OSNR) [26,30]. Recently, various configurations based on the TS structure have been developed [31–34] and theoretically analyzed [35–37]. Nevertheless, better results are obtained when the TS structure is placed into both arms of a MZI, giving place to a novel architecture known as the turbo-switched Mach-Zehnder interferometer (TS-MZI). Employing the latter structure, error-free operation of an XOR gate was numerically demonstrated at 160 Gb/s [30,38]. Moreover, using this architecture, error-free AND Boolean function has been demonstrated at 80 and 160 Gb/s, and a half-adder circuit has been proposed and simulated at the latter speed employing a combination of XOR and AND turbo-switched structures [39].

Among all the logic gates, the AND gate turns out to be the most employed gate in any processing unit [40]. This, together with its great flexibility to perform other fundamental functions such as buffer gating, wavelength conversion and optical time-division demultiplexing (OTDD), are the main reasons why the AND gate has attracted a special interest. In this paper, we propose a novel interferometric structure to perform the AND Boolean function that is based on the TS-MZI architecture and an enhanced version of the conventional differential scheme. We have called it the turbo-switched Mach-Zehnder interferometer AND gate with improved differential scheme (TS-MZI with iDS). Moreover, we demonstrate error-free operation by means of accurate simulations at a full switching speed of 640 Gb/s, thus becoming, to our knowledge, not only the fastest all-optical AND gate when bulk SOAs are employed, but also, an AND gate that exceeds the operation speed of AND gates based on quantum-dot SOAs (QD-SOAs) that utilize the conventional structure, i.e., architectures that do not rely on the differential scheme or the TS structure [41]. Our investigation thus points out to the need for developing faster-response nonlinear elements to be incorporated in photonic circuits, but also to the necessity of generating more advanced and ingenious structures to efficiently take advantage of new achievements in the material science domain. The research work presented here fosters the second approach.

This paper is divided into five sections. In Section 2 the improved differential scheme is introduced and analyzed. Furthermore, the structure of the turbo-switched AND gate with improved differential scheme is presented. In Section 3 we demonstrate practically error-free operation of the proposed AND logic gate when simulating at 640 Gb/s. In Section 4, taking advantage of the great flexibility and ultra-fast operation speed of the proposed AND gate, an all-optical wavelength converter is simulated at a data rate of 640 Gb/s under full switching operation. Finally, Section 5 summarizes our contribution.

2. Turbo-switched AND gate with improved differential scheme

The proposed structure is mainly based on the turbo-switched AND gate introduced in [39]. The latter architecture has numerically demonstrated error-free operation, i.e., a bit error rate (BER) performance of less than 1×10^{-13} at data rates up to 260 Gb/s. Our new proposal not only represents an improvement over the turbo-switched structures, but also introduces and makes use of an enhanced version of the well-known differential scheme, which, together with the TS structure, allows us to operate the AND gate at around two and a half times the speed of the TS AND gate that employs the conventional differential method.

The block diagram of the proposed all-optical AND gate using a turbo-switched Mach-Zehnder interferometer with improved differential scheme is depicted in Fig. 1. The optical input signals A and B centered at wavelengths λ_A and $\lambda_B = \lambda_{\text{AND}}$ respectively, consist of two different arbitrary pseudo-random bit sequences (PRBS), where a logic “1” is represented by a Gaussian pulse and a logic “0” is denoted by the absence of light. The output signal centered at wavelength λ_{AND} contains the result of the AND gate operation between the input sequences A and B while maintaining the same logic state representation. The

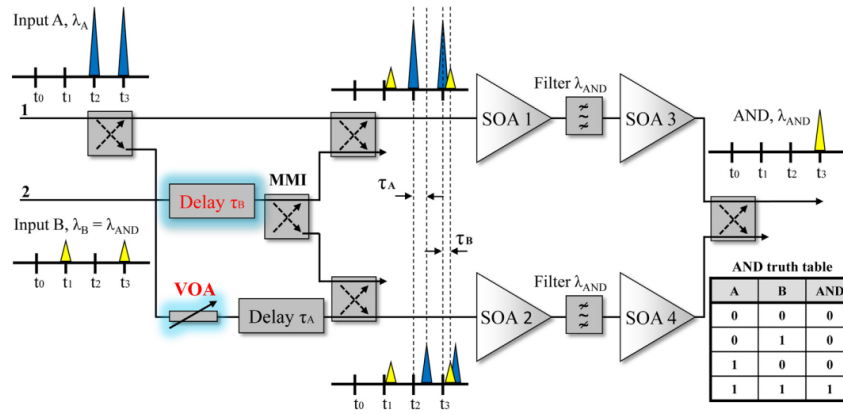


Fig. 1. Block diagram of the proposed all-optical AND gate using a turbo-switched Mach-Zehnder interferometer with improved differential scheme (TS-MZI with iDS). The new elements that improve the Boolean gate performance are highlighted. The optical filters block the signal centered at λ_{AND} .

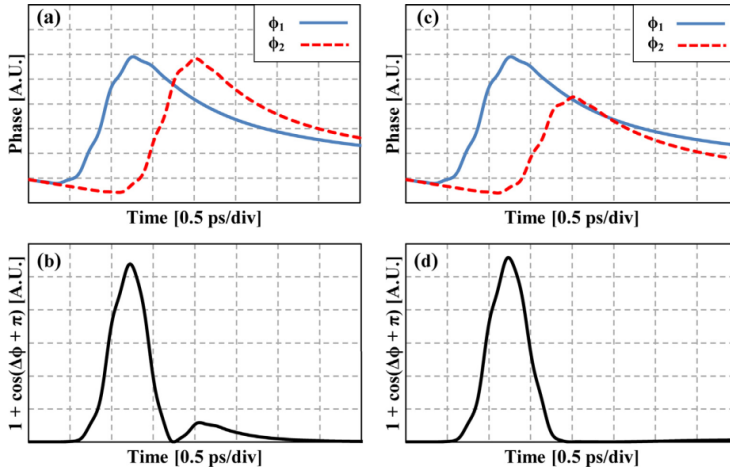


Fig. 2. Graphical comparison between the differential scheme (DS) and the proposed improved differential scheme (iDS), where the VOA functionality is analyzed. Induced phase in the upper (ϕ_1) and lower (ϕ_2) arms when using: (a) DS, and (c) iDS. Resulting switching window $[1 + \cos(\Delta\phi + \pi)]$ when employing: (b) DS, and (d) iDS, where $\Delta\phi = \phi_1 - \phi_2$.

input signal A is often called “control beam”, due to the relatively high optical power that it has as compared to signal B. It can induce a phase shift on a “probe beam” (signal B) via XPM in the SOAs. According to the figure, signal A is injected into both interferometer arms with the help of a 3 dB multi-mode interference coupler (MMI), while signal B is also injected into both interferometer arms, but delayed by a period τ_B with respect to signal A. In the absence of signal A, the interferometer is tuned to deliver no signal at the output port. The control signal (A) that propagates through the upper arm initially produces a phase unbalance via XPM on waveform B with respect to its copy that propagates through the lower interferometer arm. This process leads to constructive interference at the output port and opens a transmission window. Later, after a period τ_A , since the lower arm transports a delayed and attenuated copy of the control signal, signal B, which is nonlinearly affected by signal A, recovers its initial state of balance, producing destructive interference at the output port, therefore closing the transmission window. Due to filtering at the TS stage, λ_A is blocked and prevented from emerging at the output port. Input signal B is

delayed a time τ_B in order to be accurately synchronized with the resulting switching window created by signal A. This delay, which has not been previously introduced in the traditional scheme, has a relevant impact on the performance of the TS-MZI with iDS, as shown below.

When $A = “0”$, as shown for times t_0 and t_1 of Fig. 1, no switching window is created. Hence, the initial destructive interference of the interferometer remains unaffected, preventing the transmission of any optical signal at the output port. When $B = “0”$ as depicted for times t_0 and t_2 , there is no presence of an optical signal at λ_{AND} , and as a consequence, the output port exhibits a logic “0” regardless of the logic state of signal A. Lastly, when $A = “1”$ and $B = “1”$ as in t_3 , signal A creates a transmission window, allowing transmittance of signal B while the window is open. Therefore, a logic “1” is present at the output. In this manner, the proposed structure performs the logic AND operation shown in the truth table of Fig. 1.

The main contribution of the improved differential scheme lies in the incorporation of a delay element (delay τ_B) on the optical path of the probe signal and a variable optical attenuator (VOA). Together with

delay τ_A , τ_B is required to attain the improved differential scheme process. The VOA is placed at the entrance of the lower arm of the interferometer in order to control the optical power of input A before being mixed with input B. Unlike the asymmetrical bias current method [42], the use of the VOA allows to precisely adjust the optical power of only one of the input signals while the other remains undisturbed. Besides, the operational characteristics of the optical amplifiers placed in both arms are practically the same. Fig. 2 shows a graphical comparison between the differential scheme and our improved version where the function of the VOA is analyzed. In both cases, τ_A was set to 0.700 ps and Gaussian control pulses 0.438 ps long (FWHM) were employed. For this analysis the probe signal was replaced by a continuous wave (CW).

Fig. 2(a) and (b) illustrate, respectively, the induced phase behavior of the probe signal in both interferometer arms after having passed through the second SOA (TS structure), and the resulting switching window (according to [43]) when employing the conventional differential scheme. As it can be appreciated, the delayed version of signal A that travels through the lower arm closes the switching window when both phases are the same ($\Delta\phi = 0$). Nevertheless, after being closed, the switching window is slightly reopened, allowing undesired transmission of signal B during a longer time. As a consequence, an unwanted after-pulse appears at the output port, as also shown in [38]. If the probe signal (signal B) is replaced by a data stream, and a pulse arrives before the full phase restoration takes place, the output signal will be affected by data-patterning effects, leading to undesirable amplitude fluctuations. Fig. 2(c) and (d) show the situation when the improved differential scheme is employed and the VOA is properly tuned. By varying the VOA, we can control the magnitude of the induced phase variation in the lower interferometer arm while preserving its shape. In this case, thanks to a closer match between the phase shifts experienced by the waveforms traveling along both interferometer arms, the transmission window remains practically closed after being canceled by the delayed input. Thus, an effective switching window is attained and the data-patterning effects associated with the conventional differential scheme are significantly reduced. Moreover, the amplitude and width of the switching window are slightly increased, thus allowing the transmission of higher pulse energy each time that the window is generated.

Fig. 3 displays a graphical analysis of the dynamical behavior of the induced phase (a) and the resulting switching window (b) for different values of the delay τ_A . In all cases the VOA was properly adjusted to achieve an effective window switch-off. As τ_A increases, the phase induced on the wave traveling through the lower arm (ϕ_2) becomes accordingly delayed, and therefore higher attenuation is required for proper matching between both phase curves. Similarly, the switching windows change their form, amplitude and central position. This behavior clearly justifies the need for synchronization between the resulting switching window and the probe signal (when employing a pulsed waveform or a PRBS as probe signal) so as to take full advantage of the window when it is completely open. The latter can be accomplished by means of the extra delay element (delay τ_B) on the optical path of the probe signal before it is divided, as proposed in Fig. 1. Please also note that if we select a relatively small value of τ_A , the switching window will remain practically closed after being cancelled by the delayed version of the control signal, but the amplitude and width of the window become reduced. In the opposite case, if we select a large value of τ_A , the window will be slightly reopened after being closed, leading to data-patterning effects. However, in this case the amplitude and width of the window will be larger. Therefore, the optimum delay τ_A results from a trade-off between the after-pulse issue and the broadness and amplitude of the resulting switching window.

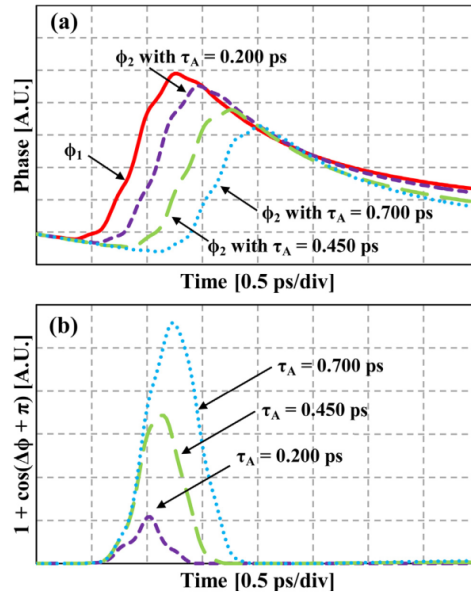


Fig. 3. Graphical analysis of the induced phase and resulting switching window as function of τ_A . (a) Induced phase in the upper (ϕ_1) and lower (ϕ_2) arms when the VOA is properly adjusted. (b) Corresponding switching windows.

3. Numerical analysis

3.1. Simulation details

The numerical analysis of the all-optical AND gate was performed employing a well-tested photonics integrated circuit simulator capable of simulating a large number of complex optoelectronic circuits [42]. The simulator was programmed in LabVIEW. This graphical programming environment allows us to easily analyze different configurations. Its modular approach encourages the interconnection through a series of virtual instruments, also called building blocks. Each of these blocks performs a specific data-flow oriented function onto the optical input stream. As appreciated in Fig. 1, we made use of several virtual instruments such as MMIs, VOAs, delay lines, PRBS generators, optical filters and SOAs. Among them, the SOA is the most relevant, since it is the key device where signal processing takes place. The SOA module was programmed using a sophisticated uni-directional time-domain model that accurately describes its nonlinear behavior as well as the ultra-fast response exhibited by intra-band effects, namely, carrier heating (CH) and spectral hole burning (SHB). These intra-band effects cannot be neglected when modeling dynamic interactions in the order of a few picoseconds, corresponding to bit rates of around 160 Gb/s and beyond [44–46]. Besides, the SOA model takes into account the carrier density depletion produced by the amplified spontaneous emission (ASE). The model solution is obtained through numerical integration of the coupled rate equations that characterize the semiconductor material using a fixed-step Runge-Kutta method. For that purpose, a rectangular grid that digitizes time (t) and longitudinal coordinate (z) is set, where $z = v_g t$, v_g being the group velocity of the propagating waveform. The solution space consists of a manifold for each material variable and the electrical field (E) that is defined within the integration grid. Thanks to the uni-directional character of the model, the values of these variables are known for all t at $z = 0$. Assuming a small variation of the material

variables along a short interval Δz , the integration of the equation of E along z can be numerically carried out using Euler method. The error term is of second order in the step size $O((\Delta z)^2)$. Further details can be found elsewhere [47]. In this paper all the bulk SOAs have the same characteristics, i.e., an active region length of 0.5 mm, a cross-sectional area of $0.7 \mu\text{m}^2$ and a confinement factor of 0.6. All SOAs are biased at 250 mA. The complete list of parameters [38] and the validation of the model [42,44] are presented elsewhere.

In order to make a quantitative evaluation of the performance of the all-optical AND gate proposed in this work, we have carried out a numerical analysis in terms of the quality factor (Q), its corresponding bit-error ratio (BER) and the patterning effect (PE). All are statistically computed from the output pseudo-eye diagrams (PEDs). The quality factor is calculated as [48]:

$$Q = \frac{P_1 - P_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (1)$$

where P_1 (P_0) and σ_1 (σ_0) are the average optical power and the standard deviation of the output marks (spaces) at the sampling instant. In this article, we express Q in dB such as $Q_{\text{dB}} = 10 \log_{10}(Q)$. Under a Gaussian distribution approximation, the Q and BER in transmission systems are related through [49]:

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

The maximum BER value that is commonly accepted in current high-speed optical fiber systems to consider that they are operating error-free is 1×10^{-13} , which corresponds to $Q_{\text{dB}} = 8.66$ dB. Higher BER values are generally unacceptable, while much lower values, such as 1×10^{-19} ($Q_{\text{dB}} = 9.54$ dB), are not normally used because do not make sense in an experimental context (nearly half a year would be necessary to carry out a measurement at 640 Gb/s). However, due to the statistical approach followed within a numerical simulation context to calculate Q (hence BER), it is common practice to deal with even higher values of Q_{dB} . This is mainly useful for performance comparison purposes, as presented in Fig. 7. Only in this framework, Q_{dB} values as high as 13.00 dB ($\text{BER} = 7 \times 10^{-89}$) make sense and they must be accordingly interpreted.

The PE is defined as [50]:

$$PE = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{\text{max}}}{P_{\text{min}}} \right) \quad (3)$$

where P_{max} and P_{min} are the maximum and minimum peak powers of the output marks, respectively. This metric provides a good estimation of the data-patterning nonlinear effect produced by the sub-system. It clearly grows as the mark power level of the evaluated output signal exhibits greater amplitude fluctuations.

3.2. Simulations at 640 Gb/s

In order to demonstrate correct operation of the proposed architecture at a data rate, R, of 640 Gb/s, two different PRBS sequences, sampled at 64 samples per bit, are employed as input data. Each sequence is $2^9 = 512$ bits long. We defined this value according to an analysis of the variation of PE as a function of sequence length, as presented in [50]. We found out that since PE remains practically constant for sequence length values longer than 512 bits when $R \leq 640$ Gb/s, this number of bits results adequate for carrying out our analysis. Moreover, it stands within the computational time and memory limits of our simulation infrastructure. The input signals are centered at $\lambda_A = 1580.4$ nm for data signal A and $\lambda_B = 1539.8$ nm for data signal B. The logic “1s” are represented by short Gaussian pulses 0.438 ps long (FWHM), corresponding to a duty cycle of 28% and a spectral width (FWHM) of about 8 nm (1 THz). Note that data signals A and B are spectrally located 40 nm (~ 5 THz) apart to avoid any spectral

overlapping, but still positioned within the gain bandwidth of a standard bulk SOA aimed for telecommunication applications. As stated in [39], since very low output powers may produce arbitrarily high Q_{dB} values, we have set an average peak power of 100.00 μW at the interferometer output. This corresponds to a useful, yet manageable power. The optimization process of the proposed scheme consisted in an accurate adjustment of the resulting switching window and the optical input powers for different values of τ_A . As appreciated from Fig. 3, the VOA has to be tuned for each value of τ_A to produce an effective phase-window switch-off. Then, the delay τ_B is adjusted to synchronize the resulting switching window with the probe pulses. Afterwards, the optical power of both input data sequences is set to fulfill the self-imposed optical power constraint. Since the magnitude of the XPM-induced phase-shift depends on the optical power of the input sequences, the optimization process becomes iterative for each value of τ_A until a sufficiently high value of Q_{dB} is obtained. Optimum performance was achieved for $P_A = 800.00 \mu\text{W}$ (peak power of data A) and $P_B = 2.79 \mu\text{W}$ (peak power of data B). The Gaussian bandpass filter, centered at $\lambda_B = \lambda_{\text{AND}}$, has a 3-dB bandwidth of 1800 GHz and insertion losses of 3 dB. As for the 3 dB MMLs, the insertion losses were neglected without loss of generality. Optimum performance of the gate was obtained when $\tau_A = 0.700$ ps and $\tau_B = 0.500$ ps, while the VOA attenuation was set to 0.12 dB.

Fig. 4 shows the correct functionality of the proposed structure as an all-optical AND gate operating at 640 Gb/s. As expected, a Gaussian pulse is present at the output port only when both inputs exhibit a logic “1” while an optical signal is practically absent at the output port for any other case. The output signal exhibits fluctuations at the mark power level (amplitude jitter) that are a consequence of the very high operation data rate and the relatively slow, yet sufficient, phase recovery exhibited by the SOA. A high value of PE is thus measured. The pulse shape distortion that can be distinguished at the output sequence is produced by the switching window, which acts as a shaping mold according to the delay element τ_A and the VOA values. In order to measure the distortion level of these pulses, we make use of the correlation coefficient ($\rho_{x,y}$) between any two signals x and y , defined as [51]:

$$\rho_{x,y} = \frac{\sigma_{x,y}}{\sigma_x \sigma_y} \quad (4)$$

where $\sigma_{x,y}$ stands for the covariance between x and y , and σ_x (σ_y) represent the standard deviation of x (y). Since we are dealing with discrete signals, we can calculate the correlation coefficient (r) between x and y using the Pearson’s estimator [52]. In our case, y corresponds to the analyzed output pulse, while x stands for an input ideal Gaussian pulse that is taken as reference. The correlation coefficient hence can be written as [52]:

$$r = \frac{n \sum_{j=1}^n P_{\text{Gauss}j} P_{\text{AND}j} - \sum_{j=1}^n P_{\text{Gauss}j} \sum_{j=1}^n P_{\text{AND}j}}{\sqrt{n \sum_{j=1}^n P_{\text{Gauss}j}^2 - \left(\sum_{j=1}^n P_{\text{Gauss}j} \right)^2} \cdot \sqrt{n \sum_{j=1}^n P_{\text{AND}j}^2 - \left(\sum_{j=1}^n P_{\text{AND}j} \right)^2}} \quad (5)$$

where P_{Gauss} and P_{AND} are the optical power of the input ideal Gaussian pulse and the optical power of any pulse of the output signal (after being processed by the Boolean gate), respectively. Notice that if we cancel the subtrahend terms of Eq. (5), the expression is reduced to the one corresponding to the cross-correlation coefficient [53,54], another useful metric to evaluate the similarity between two waveforms. Fig. 4(c) displays, for each presented output pulse, the associated Pearson correlation coefficient. As it can be appreciated, $r \geq 0.988$ in all cases. This suggests that although some pulse shape distortion is distinguishable in the output sequence, it does not represent a critical issue for our all-optical processing sub-system. Similar results were obtained when employing the cross-correlation coefficient [53,54]. As for the slight desynchronization between the input and output signals, it

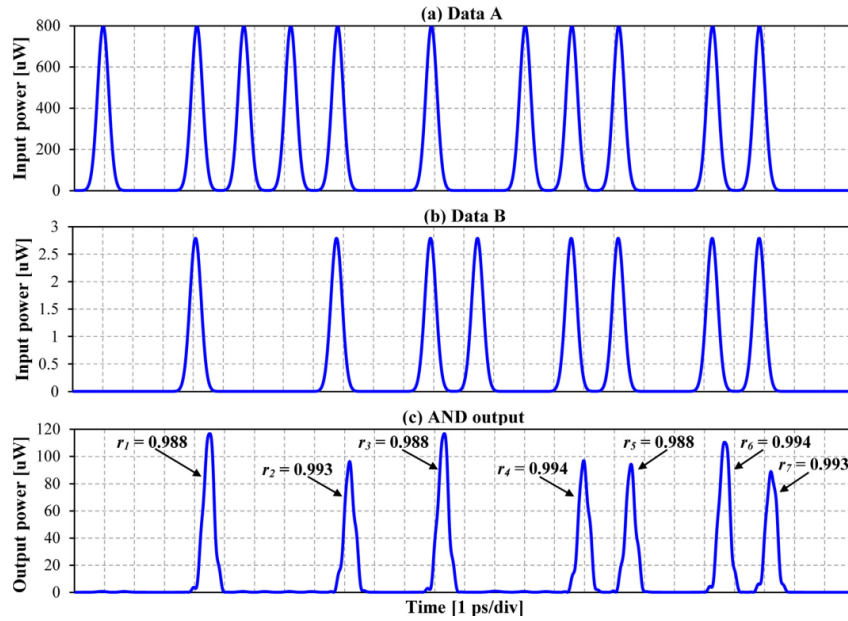


Fig. 4. Representative segment of the simulation results that demonstrates AND operation at 640 Gb/s employing the turbo-switched Mach-Zehnder interferometer with improved differential scheme (TS-MZI with iDS). (a) Input data stream A. (b) Input data stream B. (c) Output from the all-optical AND gate; the Pearson correlation coefficient (r) associated with each pulse is also shown.

is directly caused by the delay element τ_b , essential, notwithstanding, to make the most of the switching window.

Fig. 5 displays the simulated PED of the output signal. $Q_{dB} = 8.84$ dB, corresponding to a $BER = 9.59 \times 10^{-15}$, was measured from the PED. Hence, the all-optical AND gate can be considered to operate error-free, i.e., with a $BER < 1 \times 10^{-13}$. As previously observed in Fig. 4, the presence of data-patterning affects the marks level, leading to a high value of PE = 2.02 dB that is over the commonly

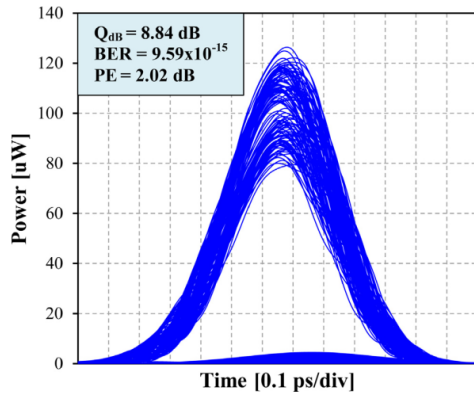


Fig. 5. Pseudo-eye diagram (PED) of an all-optical AND gate when injecting a sequence of 512 bits employing the turbo-switched Mach-Zehnder interferometer with improved differential scheme (TS-MZI with iDS) at 640 Gb/s.

acceptable value of 1.00 dB [55]. This effect might compromise the ability of the AND gate to be cascaded in order to build complex photonic circuits (see Section 3.4). However, in contrast to the conventional differential scheme that produces a notorious reduction of the output pulse width, the pulse width in the proposed scheme remains practically unaffected.

When comparing these results to those presented in [39], where error-free operation of the logic AND gate is demonstrated at 260 Gb/s using the TS-MZI with the conventional differential scheme, the superiority of our recently proposed structure in terms of processing speed while maintaining error-free operation becomes evident. This is possible thanks to the improved differential scheme that is implemented by means of the addition and correct adjustment of two passive elements: a second delay and a VOA.

3.3. Parameter optimization

The set of graphs shown in Fig. 6 exhibit the optimization process of the key parameters when simulating the all-optical AND gate employing the TS-MZI with iDS configuration. The peak power of data B was varied in all cases to fulfill the proposed constraint of an average peak power of 100 μ W at the output port. The rest of the parameters, i.e., the optical filters bandwidth, the input sequences characteristics, the SOAs properties, etc., were set in accordance to Sections 3.1 and 3.2. Fig. 6(a) displays the behavior of the quality factor when the delay element τ_A is varied. An optimum performance was obtained for $\tau_A = 0.700$ ps, leading to $Q_{dB} = 8.84$ dB. On the one hand, for small values of τ_A , the amplitude and duration of the resulting switching window becomes reduced, thus leading to poor system performance. On the other hand, when τ_A is excessively augmented, the resulting switching window becomes larger, but the matching between the phases traveling in both arms decreases. As a consequence and in

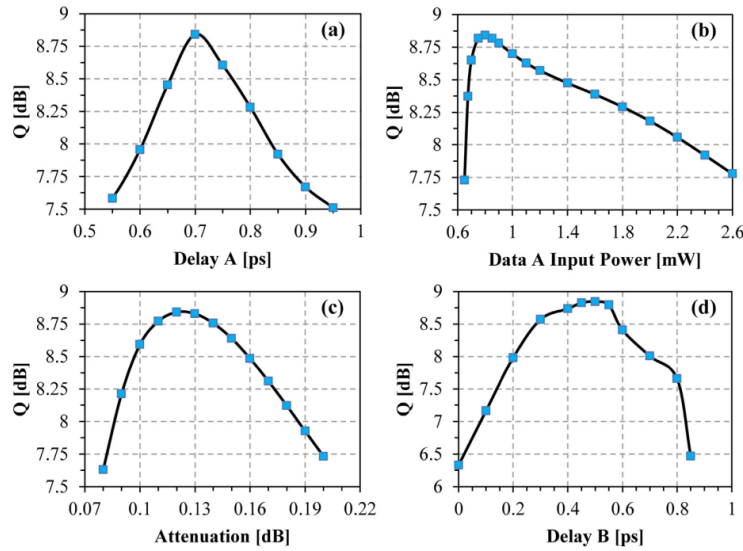


Fig. 6. Quality factor dependence of the TS-MZI with iDS on: (a) Delay of control signal, τ_A . (b) Peak power of input data sequence A. (c) Attenuation provided by the VOA. (d) Delay of input data sequence B, τ_B . The TS-MZI with iDS is simulated at 640 Gb/s.

agreement with the discussion of the results shown in Fig. 3(a), the transmission window is reopened or even severely distorted, affecting the processing of the following bits and degrading the quality factor. For $\tau_A = 0.700$ ps the width and shape of the switching window approximately matches that of the incoming data pulses (see Fig. 3(b) for $\tau_A = 0.700$ ps) and that explains why this delay becomes the optimum. As shown in Fig. 6(b), low power values of the control signal cannot induce the ultra-fast nonlinear response of the SOA, while a high power boosts the presence of data-patterning effects. Therefore, the input power of data A should be carefully adjusted to set a balance between both effects. Fig. 6(c) demonstrates the importance that the presence of the VOA has to reach error-free performance at a high operation speed. As previously discussed in connection to Fig. 2, there is an optimum attenuation value that leads to an adequate overlap of the nonlinear phase shifts produced in the lower and upper arms of the interferometer, thus, creating an effective switching window. The optimum value of the VOA attenuation is about 0.12 dB, which corresponds to a power reduction of less than 3% with respect to the pulse propagating along the upper interferometer arm. Fig. 6(d) exhibits the need for synchronization between the probe signal (data B) and the resulting transmission window. When the synchronization is not taken into account, i.e., $\tau_B = 0$ ps, the structure shows an unacceptable performance of $Q_{dB} = 6.33$ dB, corresponding to a BER of about 1×10^{-7} . Nevertheless, when τ_B is set within the range of 0.400–0.550 ps, error-free operation can be accomplished. The aforementioned synchronization is necessary because the center of the switching window, produced by the nonlinear interaction of the pulse of signal A and its delayed replica, falls slightly behind the center of the corresponding data pulse. A slight delay of signal B, via τ_B , corrects this temporal disagreement.

Fig. 7 portrays the quality factor evolution as the data rate is increased from 160 Gb/s to 640 Gb/s. Each measurement was obtained after carrying out a parameter optimization procedure, as already mentioned. A $Q_{dB} = 13.08$ dB was measured when carrying out the simulation at 160 Gb/s. This represents an improvement of 3.20 dB over the performance measured when the turbo-switched AND gate that relies on the conventional differential scheme is used [39]. This gain in

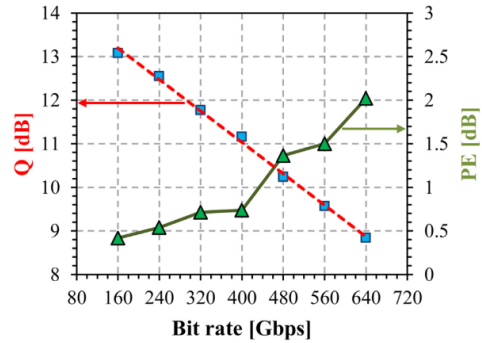


Fig. 7. Quality factor and patterning effects dependence of the TS-MZI with iDS on the bit rate. The red dashed line corresponds to the best-fit under a linear approximation. (For interpretation of the references to colour in this figure legend, the reader is referred to the web version of this article.)

the quality factor quantitatively demonstrates the improvement in terms of performance provided by the here proposed sub-system. The graph also shows that the performance of the all-optical AND gate that employs the TS-MZI with iDS exhibits a practically linear dependence (in dB scale) with respect to the data rate. The red dashed line shows the straight line that best fits the set of measurements. Therefore, we can associate the following empiric equation to the aforementioned linear relation.

$$Q_{dB} = 14.639 - 0.009 * R_{Gb/s} \tag{6}$$

where $R_{Gb/s}$ is the operation speed measured in Gb/s. Provided that the relation still holds, a $Q_{dB} \approx 8.16$ dB corresponding to a BER $< 1 \times 10^{-9}$ is predicted by Eq. (6) for equivalent simulations running at 720 Gb/s. Fig. 7 also displays PE as a function of R. As expected, PE

monotonically increases as R grows, becoming higher than 1 dB for bit rates above approximately 400 Gb/s. It is also above this value of R that the slope of the curve becomes more pronounced. This behavior might be due to the fact that for $R > 400$ Gb/s, or equivalently, for a bit period below 2.500 ps, the phase recovery time of the SOA (mainly mediated by CH) is not short enough to maintain the nonlinear patterning effects below an acceptable limit, leading to excessive amplitude jitter. Note however, that thanks to the assistance provided by the proposed architecture, a very good value of Q is achieved for even higher data rates, thus leveraging applications where Q , rather than PE, is regarded as a more relevant parameter.

3.4. Discussion regarding practical matters

Although the benefit of the proposed scheme in terms of operation speed has been so far demonstrated, the practical implementation of this ultra-fast processing sub-system as an element of a photonic circuit, or even as a standalone switch in a telecommunications network, demands the discussion of some more pragmatic matters. Among them, we can mention the tight design margins of the delay modules (in the order of hundreds of femtoseconds) and the need for accurate splitting ratios at the MMIs. Both features will have an impact on the potential fabrication of the proposed all-optical gate. Also, due to these characteristics, the integration of the scheme in a multi-bit rate or multi-wavelength system, where on-line reconfigurability is essential, may become compromised, thus limiting the range of potential applications of the proposed scheme. A strict control of the temperature and current injected into the SOAs is another point that cannot be left unnoticed. These concerns, however, are also common to other active processing sub-systems.

Other important aspects must be taken into account before the proposed architecture can be employed as the basic building block of a more sophisticated data-processing unit. For instance, as already mentioned, while the average peak power of the output signal amounts to $P_{\text{AND}} = 100.00 \mu\text{W}$, the optimum peak power of the input signals are found to be $P_A = 800.00 \mu\text{W}$ and $P_B = 2.79 \mu\text{W}$. This means that, disregarding insertion losses, the net gain provided by the proposed scheme at the output port is $G_A = -9.03$ dB ($G_B = 15.54$ dB) when signal A (B) is taken as reference. In other words, while the probe signal benefits from a substantial amplification provided by the SOAs, the control signal exhibits a considerable attenuation. Consequently, the output of the proposed architecture cannot be used for driving a concatenated AND gate, unless it is cascaded to the probe signal port of the next gate. This restriction limits the possibility to form arrays of multiple interconnected replicas, and accordingly, large switch fabrics. This can be solved, notwithstanding, if the output signal is first injected into an extra amplifier, which can be integrated at the output port of the gate. This approach is feasible since bulk SOAs with input saturation powers above 100.00 μW and exhibiting small-signal gain values of more than 20 dB are common nowadays. This solution will also enable the use of the proposed scheme at the nodes of a transmission system where ultra-fast all-optical switching is required. Indeed, with the aid of an extra SOA, a P_{AND} of more than 5 dBm (3.16 mW) can easily be delivered at the gate output, thus providing ample power budget to set up a short-reach optical fiber system. An alternative approach consists in adequately adjusting some of the gate's physical parameters to increase the average peak power of the output signal. This procedure, notwithstanding, will most probably lead to a reduction of the quality factor. If, for the application at hand this is acceptable, in principle G_A can be boosted to a sufficiently high level at the expense of a reduction in Q_{AB} .

The integration of an extra SOA to the proposed AND gate will inevitably result in an increase of the overall power consumption. As explained in [39], this consumption mainly comes from the pump current injected into the SOAs. Assuming a typical applied voltage of 1 V [56] and the reported injection current of 250 mA, the power

consumption per SOA will amount to 250.00 mW. This value augments to 1.0 W when considering the AND gate with four SOAs depicted in Fig. 1. If the additional (fifth) SOA is included for amplification purposes, that figure grows by about 25%. Note, however, that a calculation of the electrical energy consumption per bit of the 640 Gb/s amplified AND gate results in only ~ 2 pJ. This quantity can be considered in the low-end with respect to state-of-the-art ultra-fast all-optical gates that rely on bulk SOAs as nonlinear elements [56].

Besides amplifying, reshaping may become a relevant matter when cascading many all-optical AND gates. As already discussed in connection to Fig. 4, some marginal pulse distortion can be distinguished at the output sequence. This is produced by the phase-windowing action of the interferometer and therefore it is difficult to suppress. More disturbing is the presence of patterning effects, which, for $R > 400$ Gb/s, exceeds the acceptable threshold of $PE \leq 1.00$ dB (see Fig. 7). Since the unwanted amplitude fluctuations increase as the number of concatenated gates augments, this nonlinear phenomenon inhibits the interconnection of several units and therefore it must be lessened. The suppression of PEs in SOAs has been extensively studied, mainly through preventing its appearance [46]. In our case, external assistance via passive post-filtering equalization seems to be the most appropriate approach, since it is relatively simple and does not significantly increase the footprint of the photonic circuit [53,57]. Careful design of the optical filter followed by an accurate analysis of its efficiency are thus mandatory at this stage.

The slight desynchronization between input and output signals of the proposed AND gate (see Fig. 4) represents another possible source of error that must be taken into account when cascading the logical units. This delay must also be considered when integrating the AND gate as an element of a more complex, clock-driven, architecture. Accurate synchronization between all signals, perhaps provided by multiple delay lines, has to be enabled before proper operation of the whole data-processing system can be assured. This restriction poses a relevant practical challenge in terms of design and fabrication. In any case, the designer of the overall system must bear in mind that the integration of the AND gate will invariably result in the introduction of a short latency. This delay may grow in importance as the number of integrated AND gates increases.

4. All-optical wavelength converter

Additionally to our previous results, here we propose an all-optical wavelength converter (AOWC) that takes advantage of the great flexibility that the AND gate possesses and the speed boost that the TS-MZI provides when employing the iDS. An AOWC in a WDM communication system enables direct translation of the information traveling in a certain wavelength channel to a different WDM channel without entering the electrical domain. In our case, this is carried out through XPM between the probe (B) and the control (A) beams, both injected into the AOWC at different wavelengths. The control beam (carrying the original signal) depletes the carrier density of the SOA, thus modulating the refractive index of the active region. This nonlinear process results in phase modulation of the probe beam, which is spectrally centered at the "new" wavelength. A MZI, such as the one treated in this work, converts phase modulation into amplitude modulation. Then, an amplitude modulated signal (centered at λ_B), carrying the information previously transported by the control beam, emerges at the AOWC output port [58]. According to the Boolean AND function, a logic "1" is present at the output port only when both input logic states are "1". If data sequence B is replaced by a pulsed wave (PW), that is, a train of Gaussian pulses, the output port will deliver the logic states corresponding to data sequence A, but spectrally centered at λ_B . Thus, wavelength conversion of sequence A will take place [58,59].

The proposed wavelength conversion process was simulated at a data rate of 640 Gb/s using the structure depicted in Fig. 1. Data A consists of a PRBS of 512 bits, centered at $\lambda_A = 1580.4$ nm, while data

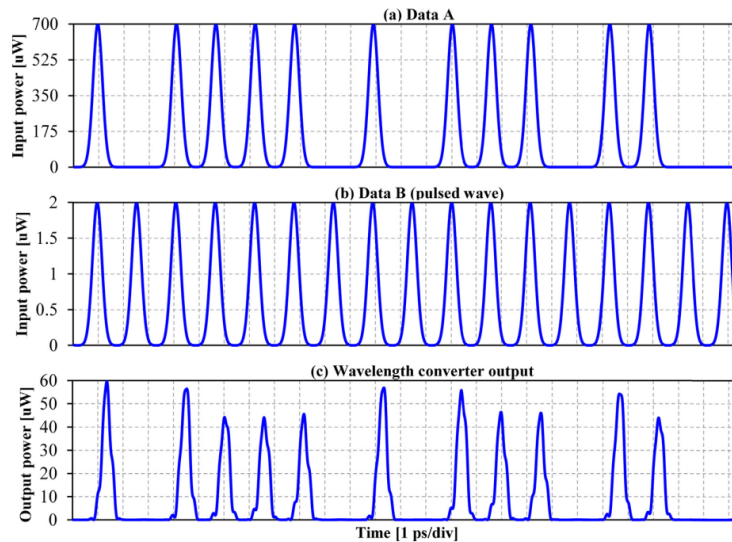


Fig. 8. Simulation results to demonstrate wavelength conversion operation at 640 Gb/s employing the turbo-switched Mach-Zehnder interferometer with improved differential scheme (TS-MZI with iDS). (a) Input data stream A. (b) Input B (pulsed wave). (c) Output from the wavelength converter.

sequence B was replaced by a PW centered at $\lambda_b = 1539.8$ nm. The optical peak powers of data A (P_A) and data B (P_B) were adjusted to 700.00 μ W and 2.00 μ W, respectively. The rest of the parameters remained as mentioned in Section 3.2.

Fig. 8 demonstrates correct operation of the proposed all-optical wavelength converter when simulating at 640 Gb/s. As it can be appreciated, there is a notorious data-patterning effect at the output port when two or more consecutive Gaussian pulses (data signal A) are launched into the wavelength converter. The leading pulse depletes the gain, while the trailing pulses compress an already saturated gain. Consequently, amplitude jitter in the marks power level increases, leading to a similar value of PE as the one measured in the AND gate case. Some pulse distortion, generated by the phase window, can also be appreciated.

Fig. 9 depicts the simulated PED at the output port when performing all-optical wavelength conversion at 640 Gb/s. An average output peak power of 50.00 μ W is obtained, corresponding to a 3 dB output power penalty as compared to the all-optical AND gate. A Q_{dB} of 8.67 dB was measured, corresponding to a $BER = 9.32 \times 10^{-14}$. Although the quality factor exhibits a slight reduction of 0.17 dB as compared to the AND gate situation, the wavelength converter performance can still be considered error-free. Aside from a reduction in the average output power, the rest of the benefits of the TS-MZI with iDS, such as high operation speed and pulse width preservation, prevail when performing wavelength conversion.

Fig. 10 displays the optical power spectra of the input data sequence (data A) and the converted signal (output from the TS-MZI with iDS). The wavelength displacement of data A from λ_A to λ_B is evident. Nevertheless, the converted signal exhibits red-chirped spectral components that result from the SOA nonlinear dynamics and the use of broadband optical filters, as required by the TS structure. Moreover, some spectral components corresponding to data A, which are not fully suppressed by the bandpass filters, can be observed at the output signal. Their unfavorable presence is enhanced by the second SOA of the TS structure (placed after the bandpass filter) since it provides amplification to them. These observations suggest that a larger spectral

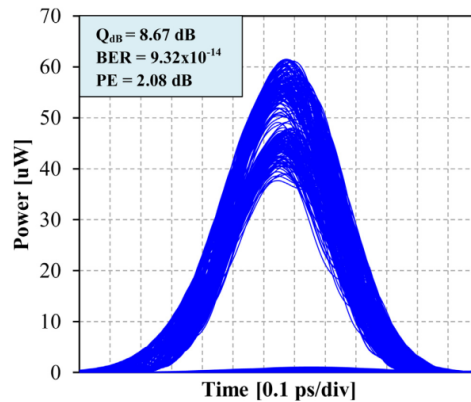


Fig. 9. Pseudo-eye diagram (PED) of the novel wavelength converter when injecting a PRBS of 512 bits running at 640 Gb/s.

separation between input signals could improve the performance of the wavelength converter, especially as the input signal data rate and corresponding optical spectral bandwidth, increases. One must bear in mind, nonetheless, that this separation is bounded by the finite optical gain bandwidth of the SOA (ranging from several tenth nanometers to over a hundred nanometers [60]).

5. conclusion

In this article we have proposed and numerically analyzed an enhanced version of the conventional differential scheme to carry out all-optical signal processing in a Mach-Zehnder interferometer, the so-called improved differential scheme. This novel structure relies on the

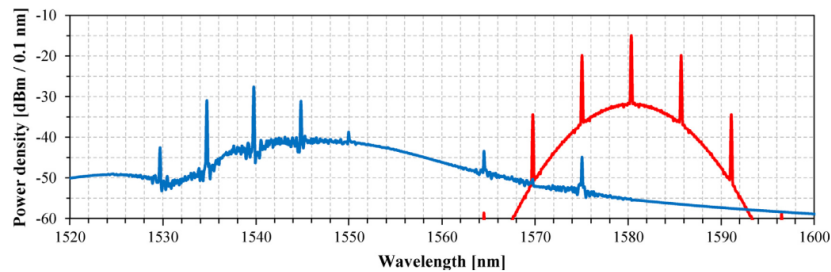


Fig. 10. Optical power spectral density of input data A (red) and the corresponding converted signal (blue) when performing all-optical wavelength conversion at 640 Gb/s employing the TS-MZI with iDS. (For interpretation of the references to colour in this figure legend, the reader is referred to the web version of this article.)

addition of a variable optical attenuator and a delay element, i.e., two simple, common and passive elements that allow us to precisely adjust the form (amplitude and width) of the resulting switching window and to control the synchronicity between the latter and the probe data signal. It was numerically demonstrated that the improved differential scheme reaches operation speeds around two and a half times higher than the conventional differential scheme when employed as an all-optical AND logic gate. A turbo-switched Mach-Zehnder interferometer, built with bulk SOAs, was included to boost the amplifier response. The proposed Boolean gate was simulated using a well-tested photonics integrated circuit simulator. A $Q_{dB} = 8.84$ dB was predicted at 640 Gb/s after optimizing key performance parameters. Moreover, it was shown that, unlike what happens in the differential scheme, in the improved architecture the pulse width of the output signal remains practically unchanged after the photonic process. Additionally, wavelength conversion was demonstrated at 640 Gb/s with $Q_{dB} = 8.67$ dB. In all cases, an equivalent BER $< 1 \times 10^{-13}$ was obtained. Therefore, the operation of the proposed architecture can be considered error-free.

Acknowledgement

We are grateful to CONACyT and the support from Dirección Gral. de Asuntos del Personal Académico, UNAM, through PAPIIT project No. IN102318.

References

- [1] P. Singh, D.K. Tripathi, S. Jaiswal, H.K. Dixit, Designs of all-optical buffer and OR gate using SOA-MZI, *Opt. Quantum Electron.* 46 (11) (2014) 1435–1444.
- [2] H. Dong, H. Sun, Q. Wang, N.K. Dutta, J. Jaques, 80 Gb/s all-optical logic AND operation using Mach-Zehnder interferometer with differential scheme, *Opt. Commun.* 265 (1) (2006) 79–83.
- [3] C. Botsiaris, K.E. Zoiros, R. Chasioti, C.S. Koukourlis, Q-factor assessment of SOA-based ultrafast nonlinear interferometer, *Opt. Commun.* 278 (2) (2007) 291–302.
- [4] A. Bogoni, X. Wu, Z. Bakhtiar, S. Nuccio, A.E. Willner, 640 Gbit/s photonic logic gates, *Opt. Lett.* 35 (23) (2010) 3955–3957.
- [5] M. Galili, L.K. Oxenlowe, H.C.H. Mulvad, A.T. Clausen, P. Jeppesen, Optical wavelength conversion by cross-phase modulation of data signals up to 640 Gb/s, *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.* 14 (3) (2008) 573–579.
- [6] H. Hu, et al., Polarization-insensitive 640 Gb/s demultiplexing based on four wave mixing in a polarization-maintaining fibre loop, *J. Lightwave Technol.* 28 (12) (2010) 1789–1795.
- [7] M. Galili, et al., Breakthrough switching speed with an all-optical chalcogenide glass chip: 640 Gbit/s demultiplexing, *Opt. Express* 17 (4) (2009) 2182–2187.
- [8] T. Yamamoto, E. Yoshida, M. Nakazawa, Ultrafast nonlinear optical loop mirror for demultiplexing 640 Gbit/s TDM signals, *Electron. Lett.* 34 (10) (1998) 1013–1014.
- [9] E. Tangdionga, et al., All-optical demultiplexing of 640 to 40 Gbit/s using filtered chirp of a semiconductor optical amplifier, *Opt. Lett.* 32 (7) (2007) 835–837.
- [10] T. Hirooka, et al., All-optical demultiplexing of 640-Gb/s OTDM-DPSK signal using a semiconductor SMZ switch, *IEEE Photon. Technol. Lett.* 21 (20) (2009) 1574–1576.
- [11] V. Ta'eed, et al., Ultrafast all-optical chalcogenide glass photonic circuits, *Opt. Express* 15 (15) (2007) 9205–9221.
- [12] M. Zhang, L. Wang, P. Ye, All-optical XOR logic gates: technologies and experiment demonstrations, *IEEE Comm. Mag.* 43 (5) (2005) S19–S24.
- [13] E. Ramírez-Cruz, R. Gutiérrez-Castrejón, P. Torres-Ferrera, D.E. Ceballos-Herrera, An alternative for the implementation of 40-km reach Ethernet at 400 Gb/s using an 8×50 Gb/s PHY at 1310 nm with SOA pre-amplification, *Opt. Switching Netw.* 22 (2016) 86–94.
- [14] N.K. Dutta, Q. Wang, *Semiconductor Optical Amplifiers*, World Scientific, Singapore, 2006.
- [15] A. Koth, K.E. Zoiros, Performance of all-optical XOR gate based on two-photon absorption in semiconductor optical amplifier-assisted Mach-Zehnder interferometer with effect of amplified spontaneous emission, *Opt. Quantum Electron.* 46 (7) (2014) 935–944.
- [16] H. Soto, et al., Design of an all-optical NOT XOR gate based on cross-polarization modulation in a semiconductor optical amplifier, *Opt. Commun.* 237 (2004) 121–131.
- [17] Z. Li, G. Li, Ultrahigh-speed reconfigurable logic gates based on four-wave mixing in a semiconductor optical amplifier, *IEEE Photon. Technol. Lett.* 18 (12) (2006) 1341–1343.
- [18] N. Deng, K. Chan, C.K. Chan, L.K. Chen, An all-optical XOR logic gate for high-speed RZ-DPSK signals by FWM in semiconductor optical amplifier, *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.* 12 (4) (2006) 702–707.
- [19] A. Shariha, J. Topomondzo, P. Morel, All-optical logic AND-NOR gate with three inputs based on cross-gain modulation in a semiconductor optical amplifier, *Opt. Commun.* 265 (1) (2006) 322–325.
- [20] J.Y. Kim, J.M. Kang, T.Y. Kim, S.K. Han, 10 Gbit/s all-optical composite logic gates with XOR, NOR, OR and NAND functions using SOA-MZI structures, *Electron. Lett.* 42 (5) (2006) 303–304.
- [21] S. Singh, Lovkesh, Ultrahigh speed optical signal processing logic based on an SOA-MZI, *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.* 18 (2) (2012) 970–977.
- [22] P. Singh, D.K. Tripathi, S. Jaiswal, H.K. Dixit, Design and analysis of all-optical AND, XOR and OR gates based on SOA-MZI configuration, *Opt. Laser Technol.* 66 (2015) 35–44.
- [23] T. Houbavlis, K.E. Zoiros, G. Kanellos, C. Tsekrekos, Performance analysis of ultrafast all-optical Boolean XOR gate using semiconductor optical amplifier-based Mach-Zehnder Interferometer, *Opt. Commun.* 232 (1–6) (2004) 179–199.
- [24] L. Wang, M. Zhang, Y. Zhao, P. Ye, Ultra-fast all-optical logic XOR using SOA-MZI with differential modulation scheme, *Proc. SPIE* 5281 (2003) 8–16.
- [25] Q. Wang, et al., Study of all-optical XOR using Mach-Zehnder interferometer and differential scheme, *IEEE J. Quantum Electron.* 40 (6) (2004) 703–710.
- [26] R.J. Manning et al., The 'turbo-switch' – a novel technique to increase the high-speed response of SOAs for wavelength conversion, *Proceedings of the Optical Fiber Communication Conference 2006*, no. 1636676, 2006.
- [27] R. Giller, X. Yang, R.J. Manning, R.P. Webb, D. Cotter, Pattern effect mitigation in the turbo-switch, *Proceedings of the 2006 Internat. Conference on Photonics in Switching, PS '06*, no. 4350159, 2006, pp. 32–134.
- [28] K. Tajima, All-optical switch with switch-off time unrestricted by carrier lifetime, *Jpn. J. Appl. Phys.* 32 (1993) 1746–1749.
- [29] Q. Weng, X. Yang, W. Hu, Theoretical analysis of high-speed all-optical turbo-switches, *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.* 18 (2) (2012) 662–669.
- [30] R. Gutiérrez-Castrejón, 160 Gb/s XOR gate using bulk SOA turbo-switched Mach-Zehnder interferometer, in: *Proceedings of the 4th International Conference on Electrical and Electron. Eng., ICEEE 2007*, no. 4344991, 2007, pp. 134–137.
- [31] X. Yang, R.J. Manning, R.P. Webb, All-optical 85 Gb/s XOR using dual ultrafast nonlinear Interferometers and turbo-switch configuration, in: *Proceedings of the 2006 European Conference on Optical Communications Proceedings, ECOC 2006*, no. 4800937, 2006.
- [32] X. Yang, Q. Weng, W. Hu, High-speed, all-optical XOR gates using semiconductor optical amplifiers in ultrafast nonlinear interferometers, *Front. Optoelectron. China* 3 (3) (2010) 245–252.
- [33] X. Yang, A.K. Mishra, R.J. Manning, R. Giller, All-optical 40 Gbit/s NRZ to RZ format conversion by nonlinear polarisation rotation in SOAs, *Electron. Lett.* 43 (8) (2007) 469–470.
- [34] X. Yang, W. Hu, Principle and applications of semiconductor optical amplifiers-based turbo-switches, *Front. Optoelectron.* 9 (3) (2016) 346–352.
- [35] X. Yang et al., Turbo-switches: modelling and demonstrations, in: *Proceedings of the Internat. Conference on Transparent Optical Networks*, no. 6602734, 2013.
- [36] X. Yang, P. Zhou, X. Hu, W. Hu, Y. Liu, Understanding bandwidth enhancement of

- all-optical turbo-switch, in: Proceedings of the Internat. Conference on Transparent Optical Networks, no. 6876277, 2014.
- [37] P. Zhou, X. Yang, X. Hu, W. Hu, Bandwidth analysis of all-optical turbo-switch, *Opt. Commun.* 334 (2015) 105–109.
- [38] R. Gutiérrez-Castrejón, Turbo-switched Mach-Zehnder interferometer performance as all-optical signal processing element at 160 Gb/s, *Opt. Commun.* 282 (22) (2009) 4345–4352.
- [39] I. Rendón-Salgado, R. Gutiérrez-Castrejón, 160 Gb/s all-optical AND gate using bulk SOA turbo-switched Mach-Zehnder interferometer, *Opt. Commun.* 399 (2017) 77–86.
- [40] V. Arun, A.K. Singh, N.K. Shukla, D.K. Tripathi, Design and performance analysis of SOA-MZI based reversible toffoli and irreversible AND logic gates in a single photonic circuit, *Opt. Quantum Electron.* 48 (9) (2016).
- [41] E. Dimitriadou, K.E. Zoiros, On the feasibility of 320 Gb/s all-optical AND gate using quantum-dot semiconductor optical amplifier-based Mach-Zehnder interferometer, *Prog. Electromagn. Res. B* 50 (2013) 113–140.
- [42] R. Gutiérrez-Castrejón, M. Duell, P. Bernasconi, A versatile modular computational tool for complex optoelectronic integrated circuits simulation, *Opt. Quantum Electron.* 38 (12–14) (2006) 1125–1134.
- [43] R. Gutiérrez-Castrejón, M. Düllk, St. Fischer, G. Guekos, Novel scheme for optical time-division demultiplexing using a delayed interferometer, *Opt. Commun.* 192 (2001) 245–254.
- [44] R. Gutiérrez-Castrejón, M. Duell, Uni-directional time-domain bulk SOA simulator considering carrier depletion by amplified spontaneous emission, *IEEE J. Quantum Electron.* 42 (6) (2006) 581–588.
- [45] A. Mecozzi, J. Mørk, Saturation effects in nondegenerate four-wave mixing between short optical pulses in semiconductor laser amplifiers, *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.* 3 (5) (1997) 1190–1207.
- [46] R. Gutiérrez-Castrejón, A. Filios, Pattern-effect reduction using a Cross-Gain modulated holding beam in semiconductor optical in-line amplifier, *J. Lightwave Technol.* 24 (12) (2006) 4912–4917.
- [47] R. Gutiérrez-Castrejón, M. Duell, Using LabVIEW for advanced nonlinear optoelectronic device simulations in high-speed optical communications, *Comput. Phys. Commun.* 174 (6) (2006) 431–440.
- [48] R. Gutiérrez-Castrejón, L. Occhi, L. Schares, G. Guekos, Recovery dynamics of cross-modulated beam phase in semiconductor amplifiers and applications to all-optical signal processing, *Opt. Commun.* 195 (2001) 167–177.
- [49] G.P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*, third ed., John Wiley & Sons, 2002.
- [50] J. Xu, X. Zhang, J. Mørk, Investigation of patterning effects in ultrafast SOA-based optical switches, *IEEE J. Quantum Electron.* 46 (1) (2010) 87–94.
- [51] A. Papoulis, *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*, third ed., McGraw-Hill, United States of America, 1991.
- [52] S.L. Jackson, *Research Methods and Statistics: A Critical Thinking Approach*, fifth ed., Cengage Learning, United States of America, 2015.
- [53] Z.V. Rizou, K.E. Zoiros, A. Hatziefremidis, Comparison of basic notch filters for semiconductor optical amplifier pattern effect mitigation, *Appl. Sci.* 7 (8) (2017).
- [54] S. Yan, et al., Operation bandwidth optimization of photonic differentiators, *Opt. Express* 23 (15) (2015) 18925–18936.
- [55] J.S. Vardakas, K.E. Zoiros, Performance investigation of all-optical clock recovery circuit based on Fabry-Pérot filter and semiconductor optical amplifier assisted Sagnac switch, *Opt. Eng.* 46 (8) (2007).
- [56] Y. Ueno, J. Sakaguchi, R. Nakamoto, T. Nishida, Ultrafast, low-energy consumption, semiconductor-based, all-optical devices, in: Proceedings of the 4th Asia-Pacific Microwave Photonics Conference, APMP 2009, 2009.
- [57] Z.V. Rizou, K.E. Zoiros, A. Hatziefremidis, M.J. Connelly, Design analysis and performance optimization of a Lyot filter for semiconductor optical amplifier pattern effect suppression, *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.* 19 (5) (2013).
- [58] T. Durhuus, B. Mikkelsen, C. Joergensen, S.L. Danielsen, K.E. Stubkjaer, All-optical wavelength conversion by semiconductor optical amplifiers, *J. of Lightwave Technol.* 14 (6) (1996) 942–954.
- [59] Y. Liu, et al., Error-free 320-Gb/s all-optical wavelength conversion using a single semiconductor optical amplifier, *J. Lightwave Technol.* 25 (1) (2007) 103–108.
- [60] K. Morito, Semiconductor optical amplifier, *Encyclopedic Handbook of Integrated Optics* (2006).

All-Optical Demultiplexing of a 640 Gbit/s OTDM Signal Using Bulk SOA Turbo-Switched Mach-Zehnder Interferometer with Improved Differential Scheme

I. Rendón-Salgado, E. Ramírez-Cruz, and R. Gutiérrez-Castrejón, *Member, IEEE*

*Institute of Engineering, Universidad Nacional Autónoma de México UNAM,
Cd. Universitaria, 04510, México City, México*

Tel: (52) 55 5623 3600, e-mail: {IRendonS, ERamirezC, RGutierrezC}@iingen.unam.mx

ABSTRACT

All-optical demultiplexing of a 640 Gb/s OTDM signal is numerically demonstrated. The proposed architecture is based on a Mach-Zehnder interferometer (MZI) that relies on a bulk semiconductor optical amplifier (SOA) as nonlinear element. A turbo-switch structure is employed in order to accelerate the recovery dynamics of the active interferometric configuration. Moreover, we make use of an enhanced version of the conventional differential scheme. This novel technique allows us not only to set an effective switching window, but also to make the most of it by means of a precise synchronization with the data stream. This can be accomplished by the addition of a variable optical attenuator (VOA) and an extra delay element to the conventional differential scheme configuration. Additionally, the demultiplexed signal experiences optical gain as a consequence of the amplifying nature of this active interferometric device. The proposed structure is simulated to demultiplex different combinations of channels per OTDM signal while maintaining the multiplexed data rate of 640 Gb/s. In all cases, error-free operation is achieved ($BER < 1.0 \times 10^{-13}$), irrespective of the number of channels. The development of faster all-optical photonic circuits based on SOAs, as the one presented here, confirms its potential as a nonlinear processing element.

Keywords: optical-time division multiplexing (OTDM), optical switching, semiconductor optical amplifier (SOA), Mach-Zehnder interferometer (MZI), cross phase modulation (XPM).

1. INTRODUCTION

Time-division multiplexing (TDM) is a well-known technique to transmit at high data rates relying on a time-slot approach. Nevertheless, its performance is limited by the relative slow operation of its switching elements, especially those carrying out the demultiplexing (DEMUX) process. Since electronic technology is still limited to processing speeds of a few hundred of Gb/s [1], higher-speed all-optical processing devices that exploit nonlinear phenomena in optical fibers or semiconductor optical amplifiers (SOAs) represent a better alternative [2]. Various DEMUX systems based on optical fibers have been demonstrated [3]. However, their length, usually ranging from a few tens to hundreds of meters, reduces their potential for integration [4]. This can be overcome with the use of millimeter-scale SOAs, which exhibit a strong nonlinear behavior. During the last decades, SOA technology has become an attractive solution in optical signal processing, especially when used together with or incorporated into an interferometric structure. Based on this optical nonlinear element, several DEMUX architectures have been proposed: the THz optical asymmetric DEMUX (TOAD) [5], the semiconductor laser amplifier in a loop mirror (SLALOM) [6], the ultrafast nonlinear interferometer (UNI) [6], the delayed-interference signal-wavelength converter (DISC) [7], the delayed interferometer (DI) [8], the SOA with detuned filter [9] and the SOA based Mach-Zehnder interferometer (SOA-MZI) [4], [10]. The latter one exhibits high stability, compactness and simplicity [2]. Moreover, different techniques such as the differential scheme (DS) [11] and the turbo-switch (TS) [12] have been recently proposed to accelerate the relatively slow phase recovery time exhibited by the SOA-MZI. Here, we present a novel all-optical DEMUX circuit based on an enhanced version of the conventional DS along with the incorporation of the TS structure into a MZI. It has been dubbed as the turbo-switched optical time-division demultiplexer with improved differential scheme (TS-MZI DEMUX with iDS). By means of accurate simulations, we demonstrate practically error-free demultiplexing of a 640 Gb/s OTDM signal. As shown below, the performance, measured in terms of quality factor Q , remains over acceptable limits, regardless of the number of processed OTDM channels.

2. TURBO-SWITCHED OPTICAL TIME-DIVISION DEMULTIPLEXER WITH IMPROVED DIFFERENTIAL SCHEME

The block diagram of the proposed optical time-division DEMUX is shown in Fig. 1. Both interferometer arms incorporate a TS, which consists of the cascaded connection of three elements (SOA – optical bandpass filter – SOA). Its nonlinear optical filtering action accelerates its switching speed up to four times as compared to the conventional single SOA configuration [13]. As expected, our structure exhibits some similarities with those that rely on a TS-MZI structure [2], [10], [14]. The main difference, notwithstanding, lies in the incorporation of the

improved differential scheme, achieved by adding two passive elements to the conventional differential scheme (DS), i.e., a delay element (delay τ_B) and a variable optical attenuator (VOA), both highlighted in Fig. 1.

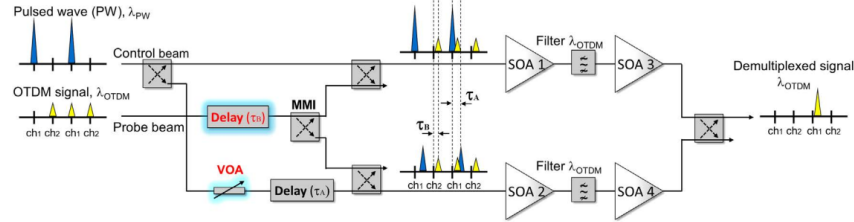


Figure 1. Block diagram of the proposed all-optical demultiplexer using a turbo-switched Mach-Zehnder interferometer with improved differential scheme (TS-MZI DEMUX with iDS).

The OTDM signal depicted in Fig. 1 represents two time-multiplexed signals (channel 1 and 2). The other signal, the pulsed wave (PW), is set according to the characteristics of the OTDM signal. In this case, the repetition rate of the PW is set to one half of the multiplexed data rate and is synchronized with channel 1 (Ch 1) in order to be demultiplexed. The OTDM and PW signals are centered at λ_{OTDM} and λ_{PW} , respectively. The PW has a relatively high optical power signal able to induce an intense saturation when travelling along the active medium of the SOAs. When both input signals simultaneously propagate through the SOAs, the “probe beam” (OTDM signal) undergoes a phase-shift via cross-phase modulation (XPM) due to the presence of the “control beam” (PW). The PW is launched into both interferometer arms with the aid of a 3 dB multi-mode interference coupler (MMI). After a time τ_B , the OTDM signal is injected in a similar way. The control beam (PW), which travels along the upper arm, induces a phase shift over the probe beam (OTDM signal) that propagates through the same arm. As a consequence, the probe beam suffers a phase unbalance with respect to its copy that travels along the opposite arm. Thus, the initial destructive interference at the output port of the MZI is cancelled, opening a transmission window. Subsequently, the lower arm that transports a delayed and attenuated copy of the control beam (PW) restores the destructive interference after a time τ_A . Hence, the transmission window is closed. The switching window, created when the PW signal delivers a Gaussian pulse, allows transmittance of Ch 1 at the output port of the interferometer. Meanwhile, the optical bandpass filter centered at λ_{OTDM} blocks the control beam. The rest of the time, when no pulse is delivered by the PW signal, the switching window remains closed, preventing transmittance of Ch 2. Therefore, the output signal will only contain the logic values of Ch 1.

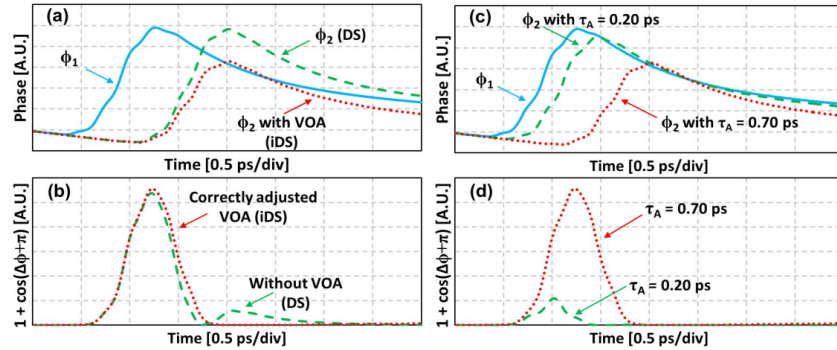


Figure 2: (a) Induced phase in the upper (ϕ_1) and lower (ϕ_2) arms when using DS, and iDS; (b) Resulting switching window when employing DS and iDS; (c) Induced phase in both arms when different values of τ_A are chosen and the VOA is properly tuned. (d) Resulting switching window for different values of τ_A . $\Delta\phi = \phi_1 - \phi_2$.

The delay τ_B and the VOA are essential to attain the speed boost and improved performance provided by the here presented structure. Figure 2(a) exhibits the induced phase that undergoes a continuous wave (CW), acting as a probe beam, after having passed through the TS structure at the upper (ϕ_1) and lower (ϕ_2) arms of the MZI. Two different schemes are analyzed: the conventional DS and the iDS. As it can be appreciated, the addition and correct adjustment of the VOA allow us to modify the magnitude of the induced phase in the lower arm, so we can create an effective switching window $[1 + \cos(\Delta\phi + \pi)]$ [8] [see Fig. 2(b)]. This prevents the appearance of an after-pulse, commonly observed in structures that rely on the conventional DS scheme [10]. Figure 2(c) shows the induced phase on a CW signal for two different values of τ_A . In both cases, the VOA is properly

adjusted. As a result, we obtain two switching windows [depicted in Fig. 2(d)] that vary in shape and central position. If we replace the CW beam by a PW signal or a bits sequence, it becomes evident that the displacement of the switching window will demand for synchronicity with respect to the probe beam. This can be achieved through adequate tuning of delay τ_B , thus making out the most of the switching window when it is fully open.

3. NUMERICAL ANALYSIS

3.1 Simulation Details

The simulation of the TS-MZI DEMUX with iDS was performed using a well-tested photonic circuits simulator programmed in LabVIEW [15]. Each element displayed in Fig. 1 (optical signal generators, MMIs, bandpass optical filters, delays, VOAs and SOAs) was coded as an independent virtual instrument following a modular approach. The SOA dynamical model takes into account carrier-heating (CH) and spectral-hole burning (SHB) phenomena. It is thus suitable to deal with light-matter interactions at data rates of around 640 Gb/s. All SOAs are assumed to be identical with parameter details presented in [10]. All simulations were carried out using a multiplexed data rate of 640 Gb/s. The marks of the input signals were represented by Gaussian pulses 0.4375 ps long (FWHM). Each multiplexed channel consisted of a PRBS of 512 bits, sampled at 64 samples per bit. The optimization process, performed in terms of the well-known quality factor [10], was carried out under the self-imposed restriction of having an average peak power of 0.1 mW at the output port. Following this constraint, the optical peak powers of the input signals were set to $P_{PW} = 0.8$ mW and $P_{OTDM} = 2.5$ μ W, while the beams were centered at $\lambda_{PW} = 1580.4$ nm and $\lambda_{OTDM} = 1539.8$ nm. The insertion losses of the 3 dB MMIs were neglected. All the optical filters were centered at λ_{OTDM} with a 3-dB bandwidth of 1800 GHz and insertion losses of 3 dB. The attenuation provided by the VOA was set to 0.12 dB and the delays were set to $\tau_A = 0.7$ ps and $\tau_B = 0.5$ ps.

3.2 Results and Discussion

Figure 3(a) displays effective time demultiplexing of a 4-channels 640 Gb/s OTDM signal when employing the TS-MZI DEMUX with iDS. The PW signal is synchronized with Ch 1 and its repetition rate is set to 160 Gb/s. As it can be appreciated, the output port of the interferometer delivers the logic states of Ch 1 while the other channels are blocked. The switching window created by the presence of the PW pulse is responsible for this channel selection. Additionally, the output signal is amplified as a consequence of the optical gain supplied by the SOAs. The demultiplexed signal exhibits undesirable amplitude fluctuations at the maximum mark power level. These variations are due to the fact that the time interval between consecutive PW pulses is not long enough to allow for full SOA phase and gain recovery. However, it is large enough to allow for a proper demultiplexing. The distortions observed in the demultiplexed signal are caused by the shaping properties of the switching window, while the desynchronization between the multiplexed signal and the demultiplexed channel is attributed to the delay τ_B . All 4 channels can be simultaneously demultiplexed by means of parallel processing.

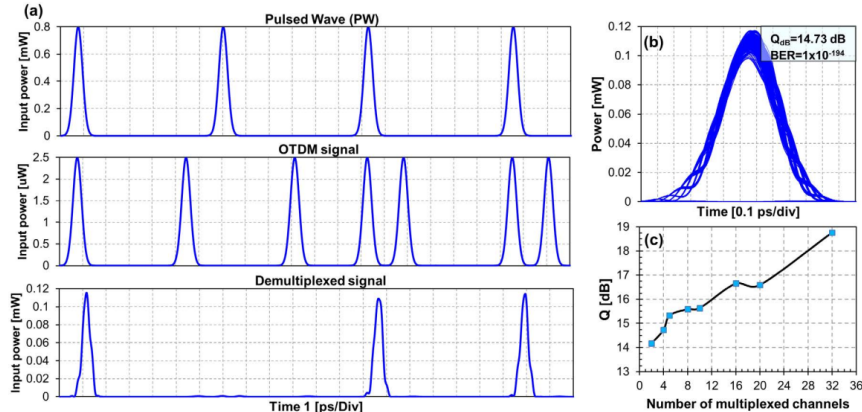


Figure 3. Performance of the TS-MZI DEMUX with iDS: (a) Simulation results to demonstrate 640 to 160 Gb/s demultiplexing operation and its corresponding (b) PED, (c) Q -factor dependence of the proposed structure on the number of multiplexed channels while maintaining a multiplexed data rate of 640 Gb/s.

Figure 3(b) shows the simulated pseudo-eye diagram (PED) of the demultiplexed signal at 160 Gb/s, from which we can compute the well-known quality factor (Q) and the bit-error rate (BER), as defined in [2]. Q is expressed in dB units as $Q_{dB} = 10 \log_{10}(Q)$. According to Fig. 3(b), we found a $Q_{dB} = 14.73$ dB, corresponding to

error-free performance, i.e., $BER < 1.0 \times 10^{-13}$, or equivalently $Q_{AB} > 8.66$ dB. Unlike what happens with the use of the conventional DS, the pulse width reduction obtained at the output of the DEMUX port is negligible.

Figure 3(c) displays the performance of the simulated TS-MZI DEMUX with iDS as a function of channel count while maintaining a multiplexed data rate of 640 Gb/s. Each channel consists of a different PRBS 512 bits long. Therefore, the sequence length of the PW and the OTDM signals varies according to the number of multiplexed channels, while the sequence length of the demultiplexed channel is constant (512 bits). As the channel count decreases, the time repetition period of the PW signal becomes shorter. Therefore, there is less time for the SOA to recover to its initial phase and gain level. As a consequence, fluctuations at the maximum mark power level become greater, and the quality factor of the optical demultiplexer degrades. However, the proposed optical DEMUX showed error-free operation, irrespective of the number of multiplexed channels. In all cases, the self-imposed restriction of an average peak power of 0.1 mW at the output port was successfully fulfilled while preserving the same operational parameters.

4. CONCLUSIONS

Error-free operation of an all-optical 640 Gb/s demultiplexer was proposed and demonstrated by means of accurate computer simulations. The presented architecture was tested for a different number of multiplexed channels while preserving the multiplexed data rate. In all cases, a $BER < 1.0 \times 10^{-13}$ was obtained. This was possible thanks to the speed boost provided by the turbo-switched Mach-Zehnder interferometer as well as an adequate tuning of the resulting switching window with the implementation of the improved differential scheme. The latter technique emerges as an enhanced version of the conventional differential scheme, allowing the all-optical demultiplexer to operate at higher processing speeds. Its implementation relies on the addition of a VOA and an extra delay element as compared to the conventional scheme configuration. The VOA optimizes the width and amplitude of the switching window, while the delay element provides the required synchronicity between the window and the data sequence.

ACKNOWLEDGEMENTS

We are indebted to CONACYT, México and Dirección General de Asuntos del Personal Académico, UNAM through PAPIIT project IN102318 for their support.

REFERENCES

- [1] K. E. Zoiros, T. Houbavlis, and M. Kalyvas: Ultra-high speed all-optical shift registers and their applications in OTDM networks, *Opt. Quantum Electron.*, vol. 36, pp. 1005-1053, 2004.
- [2] I. Rendón-Salgado and R. Gutiérrez-Castrejón: 160 Gb/s all-optical AND gate using bulk SOA turbo-switched Mach-Zehnder interferometer, *Opt. Commun.*, vol. 399, pp. 77-86, 2017.
- [3] A. Bogoni *et al.*: All-optical regeneration and demultiplexing for 160-Gb/s transmission systems using a NOLM-based three-stage scheme, *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 10, pp. 192-196, 2004.
- [4] T. Hirooka *et al.*: All-optical demultiplexing of 640-Gb/s OTDM-DPSK signal using a semiconductor SMZ switch, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 21, pp. 1574-1576, 2009.
- [5] J. P. Sokoloff *et al.*: A terahertz optical asymmetric demultiplexer (TOAD), *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 5, pp. 787-790, 1993.
- [6] C. Schubert *et al.*: Comparison of interferometric all-optical switches for demultiplexing applications in high-speed OTDM systems, *J. Lightwave Technol.*, vol. 20, pp. 618-624, 2002.
- [7] Y. Ueno *et al.*: 3.8-THz wavelength conversion of picosecond pulses using a semiconductor delayed-interference signal-wavelength converter (DISC), *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 10, pp. 346-348, 1998.
- [8] R. Gutiérrez-Castrejón *et al.*: Novel scheme for optical time-division demultiplexing using a delayed interferometer, *Opt. Commun.*, vol. 192, pp. 245-254, 2001.
- [9] E. Tangdiongga *et al.*: All-optical demultiplexing of 640 to 40 Gbits/s using filtered chirp of a semiconductor optical amplifier, *Opt. Lett.*, vol. 32, pp. 835-837, 2007.
- [10] R. Gutiérrez-Castrejón: Turbo-switched Mach-Zehnder interferometer performance as all-optical signal processing element at 160 Gb/s, *Opt. Commun.*, vol. 282, pp. 4345-4352, 2009.
- [11] K. Tajima: All-optical switch with switch-off time unrestricted by carrier lifetime, *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 32, pp. 1746-1749, 1993.
- [12] R. J. Manning *et al.*: The 'turbo-switch' – A novel technique to increase the high-speed response of SOAs for wavelength conversion, in *Proc. OSA/OFC 2006*, Anaheim, USA, Mar. 2006, art. 1636676.
- [13] Q. Weng, X. Yang, and W. Hu: Theoretical analysis of high-speed all-optical turbo-switches, *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 18, pp. 662-669, 2012.
- [14] R. Gutiérrez-Castrejón: 160 Gb/s XOR gate using bulk SOA turbo-switched Mach-Zehnder interferometer, in *Proc. ICEEE 2007*, Mexico City, Mexico, Sept. 2007, art. 4344991.
- [15] R. Gutiérrez-Castrejón, M. Duelk, and P. Bemasconi: A versatile modular computational tool for complex optoelectronic integrated circuits simulation, *Opt. Quantum Electron.*, vol. 38, pp. 1125-1134, 2006.

Research Highlights

Optical Solutions for Short-Reach Optical Transmission Systems: A Road from Gbps to Tbps

R. Gutiérrez-Castrejón¹, D. E. Ceballos-Herrera¹, P. Torres-Ferrera¹,
E. Ramírez-Cruz¹, I. Rendón-Salgado¹, A. Marroquín²

¹Institute of Engineering, Universidad Nacional Autónoma de México, UNAM
Ciudad Universitaria, Coyoacán, 04510 México, Cd. Mx, Mexico.

²ALMA Laboratorios, Canal de Tezontle 860, Col. Ampliación Ramos Millán, 08020,
México, Cd. Mx. Mexico.

Introduction

The increase of Internet users, but especially, the emergence of bandwidth-hungry applications such as massive use of social networks, high definition video-calls, cloud storage, the Internet of Things and grid-based scientific computing has spurred an exponential growth in data traffic during the last decades. Indeed, as Fig. 1 shows, in 1992 global Internet networks carried around 100 Gigabytes (GB) of traffic per day, while only ten years later, in 2002, the amount of data transmission drastically increased to 100 GB per second, or 8.6 Petabytes (PB) per day [1]. Global data traffic is currently estimated to be about 4000 PB per day, showing, however, some variation among regions. For example, according to the inset in Fig. 1, Latin-America (IEEE Region 9) only accounts for 6% of this traffic (i.e., 240 PB/day), while the share of Asia-Pacific (IEEE Region 10) is six times larger. This numbers point out to an opportunity for the development of telecommunications infrastructure in many Latin-American countries. Clearly, fiber

optic-based telecommunication systems are the key enablers of high-bandwidth data transmission at all levels.

Particularly interesting is the fact that, in contrast to what one would have initially thought, the bandwidth demand from short-reach optical networks (that is, networks whose links span up to 80 km, including access networks and data center interconnections (DCIs)) is currently higher than that from long-haul networks. This occurs because the majority of metro traffic terminates within the metro network itself. In this context, the design and the development of the associated technology to deploy optics-based inter- and intra-DCIs becomes an exciting and relevant research topic with immediate application. Optical intra-DCIs refer to links where the traffic remains within the data center (DC). Their reach varies from 2 to 10 km and sometimes up to 20 or 40 km. Inter-DCIs denote the connections linking DCs that extend between 20 and about 80 km. According to recent analyses [2], 75% of the overall DC traffic is exchanged within data centers (intra-DCI) while only 9% is moved from one data center to another (inter-DCI). The rest consists of traffic exchanged between the DC and the end user. These figures explain why standardization efforts, such as Ethernet (IEEE 802.3), has focused on the intra-DCI paradigm. Ethernet increased in 2010 the operational speed of its PHY and MAC layers from 10 to 40 and 100 Gb/s, while the 200 and 400 Gigabit Ethernet (GbE) specifications achieved full ratification in December 2017. In contrast, although inter-DCI traffic is forecasted to grow at a higher rate than intra-DCI traffic (i.e., over 30% a year) [2], no standards are currently being developed for this model. The Advanced Research Group for Optical Telecommunications (ARGOT) at the Institute of Engineering of the National Autonomous University of Mexico (UNAM), being aware of this challenge, has dedicated part of its research capacity to investigate, mainly from a numerical standpoint, some alternative architectures that may be integrated into existing high-speed short-reach optical telecommunication systems. In the following sections we review some of our findings, describing the engineering approaches we have proposed in the last ten years to cope with the ever-increasing bandwidth demand observed in DCIs. Each section deals with a different data rate. We first moved from conventional to multi-carrier modulation, and preserving

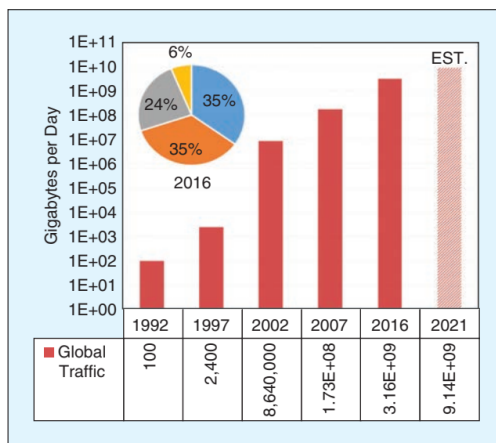


Figure 1. Global traffic in GB/day for some representative years [1]. The inset shows, for 2016, the share per geographical area: Asia-Pacific in blue, U.S.A+Canada in orange, Europe+Middle East+Africa in gray and Latin-America in yellow.

the simplicity inherent to intensity-modulation with direct-detection. The limitations of the latter then pushed us into the coherent transmission realm. We are currently exploring the use of multi-core fibers (MCFs) to increase the capacity of short-reach optical systems.

100 Gb/s

Following the 100 GbE standard, the implementation of a 100 Gb/s intra-DCI can be achieved following a 4×25 Gb/s approach, where four lanes or wavelengths, each carrying 25 Gb/s of raw data rate, are multiplexed and launched into a single-mode optical fiber (SMF). O-band is normally preferred over C-band because of the lower chromatic dispersion (CD) exhibited by SMFs at an operation wavelength of 1310 nm. This prevents the use of dispersion compensation schemes. The choice of data rate per lane allows to use conventional modulation (i.e., non-return-to-zero (NRZ) format) with direct detection at the receiver. For this purpose, electro-absorption modulators (EAMs) and PIN photodetectors can be employed. Simulation analyses carried out at our group have shown that the proposed system can operate error-free up to about 10 km provided that enough power is delivered by the externally-modulated lasers (EMLs). However, if the target reach is extended to the maximum intra-DCI fiber length, $L = 40$ km, the use of an optical pre-amplifier is a must, so the link power budget can be extended. Despite appealing characteristics such as ease of integration and high gain, semiconductor optical amplifiers (SOAs) suffer from a marked nonlinear response and exhibit high noise figures. These characteristics have deterred its widespread acceptance as on-line amplifier. Our simulation work, nevertheless, have shown that if an appropriate value of the SOA noise figure is chosen in combination with an EML output power of +2 dBm, the optical system may exceed the performance requirements set by the IEEE standard for all fiber lengths up to 40 km [3]. Of course, the system behavior and performance will be different for distinct fiber lengths. On one hand, for short fiber links, the input power into the pre-amplifier is high, leading to severe pulse distortion produced by the SOA nonlinear response. However, only small amounts of noise are added by the SOA to the system, leading to an unnoticeable change in optical signal-to-noise ratio (OSNR). On the other hand, for long fiber links, the input power into the SOA pre-amplifier is low and hence the SOA operates in its linear regime, but the output signal suffers from OSNR degradation. This behavior is illustrated in the simulated received electrical eye diagrams shown in Fig. 2. Examples for $L = 5$ and 40 km are displayed. The left column shows the noise-free eye diagrams, whereas the right column presents the eye diagrams with received noise from optical and electrical sources. For $L = 5$ km, the eye diagram with added noise still displays the individual traces and the eye opening is comparable to the eye diagram without added noise. For $L = 40$ km, nonlinear eye distortions are practically absent, but now a considerable amount of noise becomes evident.

An important design parameter to properly set up the 100 GbE system is channel spacing, Ω , that is, the spacing between center wavelengths of adjacent channels. Using our simulation infrastructure, we investigated the effect of Ω in the 100 GbE

system performance. For this purpose, we substituted the optical fiber in the system with a variable optical attenuator (VOA) that captures the effect of fiber losses without considering fiber dispersion and nonlinearities. This guarantees that the signal distortions will not be produced by the fiber, but by the SOA. The VOA is varied from 0 to -20 dB, corresponding to a fiber length varying from 0 to 40 km. Fig. 3 shows the power penalty (PP) induced by the SOA at $\text{BER} = 1 \times 10^{-12}$ as a function of signal attenuation (or equivalently, fiber length) for four values of Ω [4]. In agreement to our previous explanation, a high penalty value is obtained for short fiber lengths (low attenuation) due to the SOA nonlinear response. As the signal attenuation increases, the PP becomes reduced. After reaching a minimum, the PP then grows again due to extra OSNR degradation. In contrast to the high attenuation situation, in the short fiber length case, where the SOA four-wave mixing (FWM) effect plays a considerable role, PP becomes a function of Ω , showing a difference between the 200 and the 800 GHz channel plans of about 1.5 dB. After considering the PP induced by the CD of the fiber, $\Omega = 400$ GHz was found to be adequate [4]. The PP due to the amplifier nonlinear effects can be reduced by

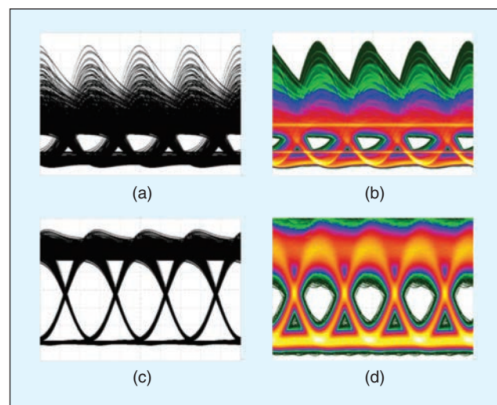


Figure 2. Calculated noise-free (a, c) and noise-added (b, d) electric eye diagrams of the demultiplexed signal for a fiber length of 5 km (a, b) and 40 km (c, d).

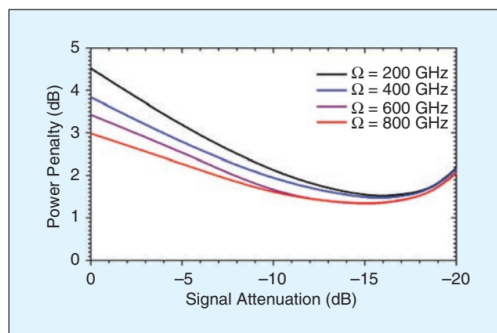


Figure 3. Calculated power penalty due to SOA nonlinearities versus signal attenuation for different values of channel spacing Ω .

means of an electronic control element. Since the input power dynamic range of the optical pre-amplifier depends on its gain, and this in turn can be controlled with the pumping current injected into the device, a simple element that tunes the latter parameter in accordance to the photo-detected power measured at the receiver, will, in principle, produce a multi-channel amplified system with constant performance, irrespective of fiber length. Such a system was proposed and successfully demonstrated by means of simulations in [5].

400 Gb/s

The previously discussed 100 Gb/s optical system can be straightforwardly extended to transport an aggregated capacity of 400 Gb/s by simply quadruplicating the number of optical lanes to sixteen wavelengths. This architecture has been analyzed in our group, finding that it reaches 40-km transmission provided that EMLs delivering an output power of +2.9 dBm and an SOA pre-amplifier with 23 dB of small-signal gain and 7.5 dB of noise figure are employed [6]. $\Omega = 400$ GHz was found to be the most adequate choice for channel spacing, leading to a transmission spectral span of 6.4 THz. However, care has to be taken when setting the channel grid, because for such a wide span, fiber CD-induced PP may become a concern. Our simulation work showed that, contrary to what it was initially

thought, a symmetric channel plan centered on $\lambda_0 = 1310$ nm, the zero-dispersion wavelength of the SMF, does not provide the best system performance results. Although this plan indeed exhibited a balanced penalty distribution with low maximum values for the CD-induced PP, the best system performance was obtained with an asymmetric channel plan centered on $\lambda = 1300$ nm. This occurs because although inter-symbol interference, and its associated CD PP, is in general stronger for the asymmetric plan, its contribution to degrade the system performance is rather modest (remember we are working in O-band). Instead, CD aids to reduce the inter-channel nonlinear response of the SOA by further misaligning the data bits running in one channel with respect to their neighbors, hence decorrelating the inter-channel nonlinear interaction. Still, the SOA nonlinear effects are relevant when operating the system at short L. Actually, our theoretical analyses have shown that FWM produces a modest system performance degradation that slightly increases as Ω becomes narrower. FWM, in this scenario, is mainly mediated by ultra-fast carrier-heating in the SOA. In contrast, gain modulation resulted to be the main phenomenon responsible for the system performance degradation [7].

An alternative approach to increase the overall capacity of the 40-km link from 100 to 400 Gb/s, consists in employing faster electronics to speed up the symbol or bit rate per optical channel. If one prefers to avoid the complications inherent to advanced modulation formats, NRZ at 50 Gb/s per optical lane is the choice to set an eight optical channels system [8]. A low number of optical lanes is desirable because it favors transceiver module downsizing and power consumption reduction. However, not only availability of the higher-speed components becomes an issue, but also the lower CD tolerance of the system becomes a concern. The impact of CD in the 8×50 Gb/s system can be analyzed using Fig. 4, which shows (left y-axis) the CD-induced PP for $L = 40$ km as a function of optical channel wavelength. The zero-dispersion wavelength of the SMF ($\lambda_0 = 1312$ nm) is marked with a red dashed line. Curiously, the minimum of the curve is red-shifted from λ_0 . This is a consequence of the interaction of the fiber CD with the chirp induced by the EAM found at the transmitter. Therefore, the optimum channel plan is not the one centered at λ_0 , but the one whose spectrum is displayed in blue in the same figure (right y-axis). This observation leads to the conclusion that a symmetric channel plan in terms of CD does not necessarily corresponds to a symmetric plan in terms of CD PP. Also, as already mentioned, a small amount of CD is helpful to set a clock-phase delay among bit sequences to reduce the impact of the amplifier cross-channel nonlinear response. Fig. 4 also shows that the PP of the optimum (displayed) channel plan never exceeds 0.5 dB. That would not be the case for a 16-channel set up employing the same channel spacing and same bit rate per wavelength. The figure thus indicates the system limitations in terms of channel count. An increase of system capacity hence requires a different approach; for instance, the use of advanced modulation formats. Among multiple choices, the use of orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) is appealing because it allows to maintain the receiver in the direct detection (non-coherent) domain while increasing spectral efficiency. We have then investigated the implementation of an unamplified 400 Gb/s optical system using OFDM with direct detection

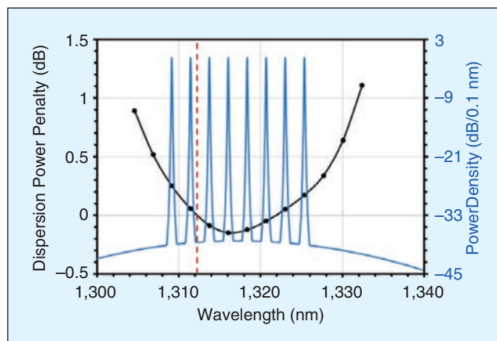


Figure 4. Power penalty due to chromatic dispersion of a 50 Gb/s optical channel after 40 km SMF propagation (left). Optical spectrum of the 8×50 Gb/s NRZ system (right). λ_0 is marked with a red dashed line.

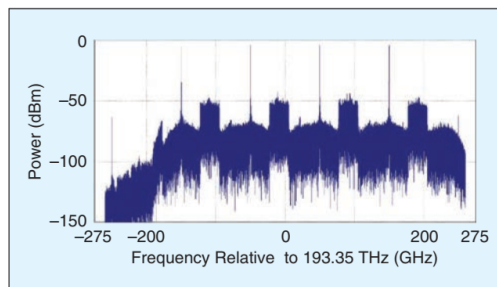


Figure 5. Simulated optical spectrum of the 4×100 Gb/s DD-OFDM signal after 10 km SMF transmission.

(DD-OFDM). Thanks to this efficient modulation approach, only four, instead of eight optical channels, are necessary to set up the 400 GbE system, thus achieving a good compromise between potential costs, power consumption and port density.

Fig. 5 shows the simulated spectrum of the four optical 100 Gb/s channels after 10 km SMF transmission. Note that the channel spacing has been set to 100 GHz. An electronic local oscillator, operating at 41.25 GHz, is used in the transmitter to create a frequency guard band of 27.5 GHz (corresponding to the bandwidth of the OFDM channel when 16-QAM is used as digital modulation format) between the optical carrier and the lowest frequency OFDM subcarrier. This prevents beating products to fall into the detection band.

Although operation in C-band was initially preferred, operation in O-band was demonstrated to be feasible as well [9]. Fig. 6 shows the BER performance of each channel as a function of L. As expected, the performance decreases (the BER increases) as L augments, and only for fiber lengths shorter than 10 km an acceptable BER is obtained. In other words, the maximum reach of the analyzed DD-OFDM-based system was calculated to be 10 km. Moreover, in contrast to all previously analyzed architectures, in the OFDM situation a low-overhead forward-error correction (FEC) scheme has to be utilized in order to increase the commonly accepted error-free threshold from $BER = 1 \times 10^{-13}$ to 3.8×10^{-5} . Therefore, based on our simulation results, it can be stated that a DD-OFDM-based system, even when assisted by FEC or the use of an optical amplifier, cannot be easily adapted to reach a distance of 40 km. Likewise, the DD-OFDM scheme does not seem to be an alternative to increase the overall transmitted data rate, say, to 800 or 1600 GHz. On one hand, due to limitations in current opto-electronic technology, operation of the analyzed DD-OFDM system beyond 100 Gb/s per optical lane seems not to be technically feasible. On the other hand, an increase in the optical channel count can only be achieved at the expense of a higher transmission power or the use of an optical amplifier to compensate for additional fiber transmission and linear cross-talk penalties. We believe this is not a practical path to follow, especially because of the already high-power laser diodes assumed in our analysis. Therefore, in our opinion, the implementation of terabit systems reaching at least 40-km transmission will necessarily rely on the use of coherent technology, which offers higher sensitivity and more efficient use of the spectrum. It is then natural to envisage that, provided that the cost of key enabler components such as high-performance transceivers sufficiently decreases (as normally happens), a down-scaling of coherent optical systems from the long-haul to the metro or even the access space will eventually occur.

1600 Gb/s

Our group has recently undertaken the numerical analysis of short-reach coherent optical communication systems. As an example, we have investigated the suitability of an eight-channel multi-format transceiver to implement terabit inter-DCIs transmitting from 800 to 1600 Gb/s over SMF. We have

deliberately avoided the use of optical amplification and FEC schemes, thus targeting a BER lower than 10^{-13} . Fig. 7 shows the maximum achievable reach as a function of the CW laser output power of the transceiver using different modulation formats [10]. For a state-of-the-art CW laser output power of +13 dBm, a maximum reach of 114, 81 and 40 km is found

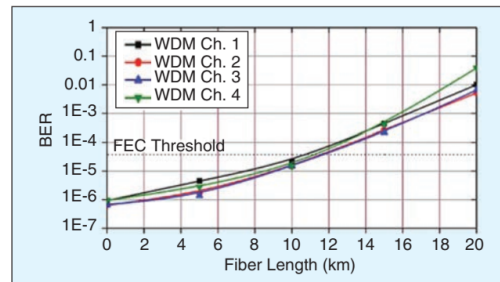


Figure 6. Bit-error ratio (BER) performance of the 4×100 Gb/s DD-OFDM system as a function of fiber length.

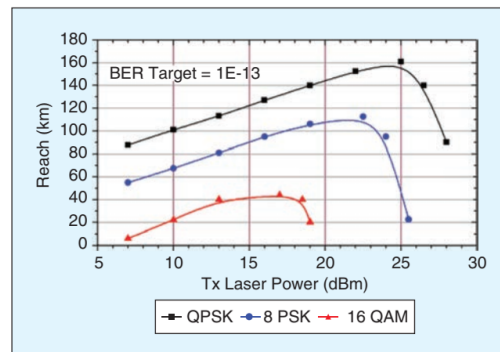


Figure 7. Maximum achievable reach of the coherent transceiver as a function of CW laser output power for different modulation formats and a uniform symbol rate of 25 Gb/s.

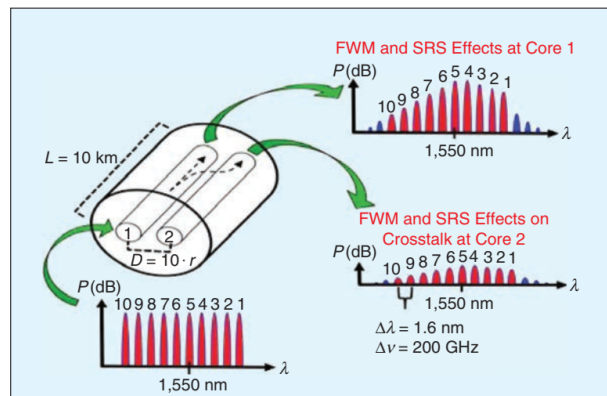


Figure 8. Schematic to numerically analyze the crosstalk of a 10-WDM two-core fiber system under FWM and SRS nonlinearities.

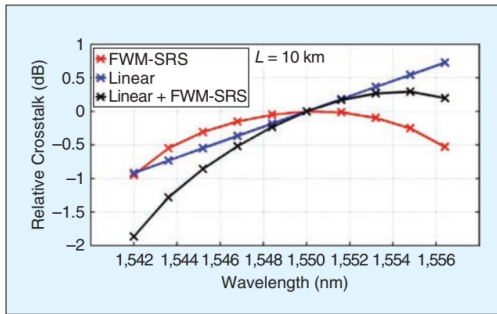


Figure 9. Relative average crosstalk for a 10-channel two-core fiber system as function of wavelength after 10-km propagation.

for data rates of 800, 1200 and 1600 Gb/s when QPSK, 8PSK and 16-QAM are set as modulation formats, respectively. The transceiver is thus found appropriate to operate in terabit elastic networks aimed for the metro space. Its flexibility is critical to adapt the network to changes in traffic demand or to support an increase in the link reach, while keeping the entire optical architecture unchanged.

Higher Data Rates

The currently observed exponential growth in bandwidth demand will not cease in the near future. New technology will hence be required to update network infrastructure at all levels, including the metro and access realms. A fascinating alternative to transport hundreds of Tb/s is the space division multiplexed (SDM) network, where the key element becomes the MCF. Based on these premises, our research work has also recently included the study of the nonlinear coupling that takes place in this revolutionary transmission medium. For this purpose, a novel theoretical formalism that includes stimulated Raman scattering (SRS) and FWM nonlinearities in the presence of random perturbations has been put forward [11]. Aided by this system of nonlinear coupled equations, a rigorous analysis of the impact of the aforementioned fiber nonlinearities on the transmission of multiple channels in MCFs was undertaken for the first time. Of particular interest is the analysis of the inter-core crosstalk (IC-XT) produced by the energy coupling that takes place between cores and that induces power degradation. A schematic of the model used in our numerical analysis is shown in Fig. 8 for a two-core fiber.

We have injected 10 channels, each running at 10 Gb/s and spaced 200 GHz apart into one of the fiber cores. A relatively wide channel plan was chosen to emphasize the underlying physics of the retarded Raman effect without greatly affecting the efficiency of the FWM process. A high value of the average power per channel was set at the fiber input to enhance its nonlinear response in a relatively short fiber length (up to 10 km). Also, random variations of the bending radius and twist rate were introduced along the fiber in order to obtain a relative average IC-XT among channels, which was calculated with respect to the central channel 5. The results are shown in Fig. 9 for each optical channel (i.e. wavelength). Two main contributions can be observed from the figure. One due to the wavelength-dependence of the linear coupling coefficient (blue curve, labeled “linear”), and another one produced by the power transfer among channels that is induced by FWM and SRS (red curve, labeled “FWM-SRS”). The combined action of both contributions is also shown with a black curve. It is evident that both components (linear and nonlinear) have a similar weight to define the combined outcome. This is important because it demonstrates that linear and nonlinear effects can be combined to compensate the relative average crosstalk among optical channels. Finally, it must be mentioned that the proposed formalism can also be employed to numerically analyze multi-channel MCF systems with homogenous and heterogeneous cores under strong coupling and employing a higher number of cores. It therefore represents a valuable tool in the design of advanced photonic devices for future high-speed SDM multi-wavelength networks.

Conclusion

We have sketched in a few paragraphs part of the research work currently carried out in our group in terms of short-reach optical telecommunication systems. Our advances have been driven by the exponential increase of bandwidth demand, which has moved our attention from NRZ to advanced modulation formats and SDM. Table 1 summarizes the discussed architectures. In a similar way to other groups in our IEEE region (Region 9), our investigations are mostly biased to the numerical, rather than to the experimental arena. This in part occurs because of the difficulties involved in following the amazing evolution speed of optical communications technology, which, for some research groups represents a stimulating invitation, while for some others becomes a reason to rather explore some other captivating photonic-related fields. We hope this modest work can be useful to foster the engagement of other researchers, especially the

| | Total capacity | | | | | | | |
|-----------------------------|---------------------|---------------------|---------------------|----------------------|---------------------|---------------------|---------------------|-----------|
| | 100 Gb/s | | 400 Gb/s | | 800 Gb/s | 1200 Gb/s | 1600 Gb/s | 100 Gb/s |
| Transmission technology | WDM | WDM | WDM | DD-OFDM | WDM | WDM | WDM | SDM + WDM |
| Modulation format | NRZ | NRZ | NRZ | 16 QAM | DP-QPSK | DP-8 PSK | DP-16 QAM | RZ |
| Maximum BER | 1×10^{-12} | 1×10^{-13} | 1×10^{-13} | 3.8×10^{-5} | 1×10^{-13} | 1×10^{-13} | 1×10^{-13} | N/A |
| Optical band | O | O | O | O C | C | C | C | C |
| Bit rate per channel [Gb/s] | 25 | 25 | 50 | 100 | 100 | 150 | 200 | 10 |
| Number of Channels | 4 | 16 | 8 | 4 | 8 | 8 | 8 | 10 |
| Channel spacing [GHz] | 400 | 400 | 400 | 800 100 | 100 | 100 | 100 | 200 |
| Maximum reach [km] | 40 | 40 | 40 | 10 | 114 | 81 | 40 | 10 |
| Amplification/FEC | SOA | SOA | SOA | FEC | No | No | No | No |

TABLE 1. SUMMARY OF DISCUSSED ARCHITECTURES.

young ones of less favored nations, in this challenging but rewarding field.

Acknowledgements

We thank Marcus Duellk (Exalos, Switzerland) and Ioannis Tomkos (Athens Information Technology, Greece) for their continuous academic support. We are grateful to Dir. Gral. Asuntos del Personal Académico, UNAM for financing part of our research endeavors.

References

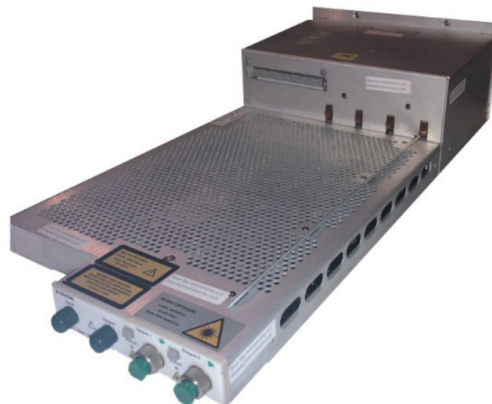
- [1] CISCO, "The Zettabyte Era: Trends and Analysis." White paper, 2017.
- [2] CISCO, "Global Cloud Index, 2015–2020." White paper, 2016.
- [3] M. Duellk, R. Gutiérrez-Castrejón, "4 × 25-Gb/s 40-km PHY at 1310 nm for 100 GbE using SOA-based preamplifier." *J. Lightwave Technol.*, 26, pp. 1681–1689, 2008.
- [4] R. Gutiérrez-Castrejón, L. Schares, M. Duellk, "SOA nonlinearities in 4x25-Gb/s WDM pre-amplified system for 100-Gb/s Ethernet." *Opt. Quantum Electron.* 40, pp. 1005–1019, 2008.
- [5] R. Gutiérrez-Castrejón, V. Dolores-Calzadilla, M. Duellk, "Gain-controlled semiconductor optical preamplifier for the 100 Gbit/s 40km Ethernet receiver." *Applied Opt.*, 48, pp. F82–F89, 2009.
- [6] R. Gutiérrez-Castrejón, P. Torres-Ferrera, "Design and technical feasibility of next 400 GbE 40-km PMD based on 16 × 25 Gbps architecture," *J. Lightwave Technol.*, 31, pp. 2386–2393, 2013.
- [7] P. Torres-Ferrera, R. Gutiérrez-Castrejón, "Impact of channel-spacing on next 400 Gb/s Ethernet 40-km PMD based on 16 × 25 Gb/s WDM architecture," *Opt. Fiber Technol.* 20, pp. 177–183, 2014.
- [8] E. Ramírez-Cruz, R. Gutiérrez-Castrejón, P. Torres-Ferrera, D. E. Ceballos-Herrera, "An alternative for the implementation of 40-km reach Ethernet at 400 Gb/s using an 8 × 50 Gb/s PHY at 1310 nm with SOA pre-amplification," *Opt. Switching and Networking*, 22, pp. 86–94, 2016.
- [9] P. Torres, L. Pacheco, R. Gutiérrez, "Next-generation 400 Gb/s Ethernet PMD over SMF at 1310 nm via DD-OFDM with electroabsorption modulator-based transmit-

ters," *IEEE Latin America Transactions*, 14, pp. 2681–2686, 2016.

- [10] P. Torres-Ferrera, R. Gutiérrez-Castrejón, I. Tomkos, "Multi-format 800–1600 Gb/s coherent transceiver for inter-data centre interconnects over SMF," in *ICTON 2017*, paper Tu.A3.5.
- [11] D. E. Ceballos-Herrera, R. Gutiérrez-Castrejón, J. Álvarez-Chávez, "Stimulated Raman scattering and four-wave mixing effects on crosstalk of multicore fibers" *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 30, No. 1, pp. 63–66, 2018.

Blue Sky Instruments, LLC

Agilent Tunable Laser Repair



Blue Sky Instruments, LLC info@blueskyinstruments.com
Visit us at ECOC 2018, Booth 117

Located in Massachusetts, Blue Sky Instruments repairs and sells Agilent tunable laser modules. We have been in business for 10 years and pride ourselves on building genuine relationships along with exceeding customer expectations.

Contact us for all your Agilent tunable laser repair needs.