



UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTÓNOMA DE
MÉXICO

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA

INSTITUTO DE INGENIERÍA

**Propuesta de un Módulo de Amplificación Óptica
basada en un Haz de Contención Modulada
utilizando Dispositivos de Semiconductor**

T E S I S

QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:

MAESTRO EN INGENIERÍA

INGENIERÍA ELÉCTRICA – TELECOMUNICACIONES

P R E S E N T A :

Jesús Alba Sánchez

TUTOR:
Dr. RAMÓN GUTIÉRREZ CASTREJÓN

Junio, 2014



JURADO ASIGNADO:

Presidente:	Dr. Sandoval Romero Gabriel Eduardo
Secretario:	Dr. Rodríguez Cuevas Jorge
Vocal:	Dr. Ramón Gutiérrez Castrejón
1 ^{er} . Suplente:	Dr. Moctezuma Flores Miguel
2 ^{do} . Suplente:	Dra. Moumtadi Fatima

Lugar donde se realizó la tesis:

INSTITUTO DE INGENIERÍA
UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

TUTOR DE TESIS:

Dr. Ramón Gutiérrez Castrejón

Agradecimientos

A mi madre la sra. Juana Elizabeth Sánchez Cortés.

Índice

Abstract.....	vi
Resumen.....	vii
1 FÍSICA DE LOS AMPLIFICADORES ÓPTICOS DE SEMICONDUCTOR.....	1
1.1 Semiconductores	2
1.1.1 Propiedades eléctricas de los semiconductores	2
1.1.2 Impurezas en los cristales semiconductores.....	4
1.1.3 Unión PN.....	5
1.1.4 Polarización directa Unión PN.....	5
1.1.5 Polarización inversa Unión PN.....	6
1.2 Emisión de luz.....	6
1.2.1 Absorción	7
1.2.2 Emisión Espontánea	7
1.2.3 Emisión Estimulada	8
1.3 Estructura y operación de los Amplificadores Ópticos de Semiconductor	8
1.3.1 Ganancia de un amplificador óptico.....	11
1.3.2 Saturación de Ganancia	11
1.4 Dinámica de los Amplificadores Ópticos de Semiconductor	13
1.4.1 Procesos Interbanda.....	14
1.4.2 Procesos Intrabanda.....	15
1.5 Efectos no lineales.....	17
1.5.1 Modulación por Cruzamiento de Ganancia	17
1.5.2 Modulación por Cruzamiento de Fase.....	18
1.5.3 Efecto de distorsión de secuencia de bits o “Patterning”	19
2 ESTADO DEL ARTE EN ARQUITECTURAS PARA LA MITIGACIÓN DEL EFECTO PATTERNING.....	20
2.1 Arquitecturas para un canal.....	20
2.1.1 Interferómetros.....	20
2.1.1.1 SOA-MZI no Simétrico	21
2.1.1.1 SOA-MZI	21
2.1.1.1 SOA-MZI con Distribución Desigual	23
2.1.1.2 DISC (Delayed Interference Signal Converter)	24
2.1.2 Distorsión en la forma de onda	25
2.1.2.1 Modulador de Electroabsorción	25
2.1.3 Filtrado de la señal	27
2.1.3.1 Tubo-Switch	27
2.2 Arquitecturas para “N” canales.....	28
2.2.1 Interferómetros	28
2.2.1.1 Modulador Mach-Zehnder.....	29
2.2.2 Distorsión en la forma de onda	30
2.2.2.1 Modulación RZ-DPSK.....	30
2.2.2.1 Canal de reserva	31
2.2.2.1 Birrefringencia Interna.....	32
2.2.2.1 Gestión de Dispersión	33

2.2.2.1	Haz de Contención en contra-propagación	34
2.2.2.1	Convertidor de Longitud de Onda Multi-Etapa	35
2.2.2.1	Convertidor de Longitud de Onda de Doble Estado	36
2.2.3	Filtrado de la señal	37
2.2.3.1	Tunable OBPF (Optical Band-Pass Filter).....	37
2.2.3.1	Filtro Lyot.....	38
2.2.3.1	Lazo de Fibra Birrefringente	40
2.2.3.1	Rejilla de Bragg	41
2.3	Resumen del análisis bibliográfico.....	42
3	VALIDACIÓN DEL SISTEMA DE SIMULACIÓN.....	44
3.1	Simulador del modelo del SOA.....	44
3.2	Ecuación dependiente del tiempo de la ganancia total del SOA.....	45
3.3	Validación de la simulación del sistema de Doble Etapa	46
3.4	Resultados a 25Gbps	53
4	NOVEDOSAS AQUITECTUTRAS PARA MITIGAR EL EFECTO <i>PATTERNING</i>	56
4.1	Esquema de Triple Etapa	56
4.2	Esquema Alba.....	59
4.3	Resultados y discusión	66
5	AMPLIFICACIÓN DE UNA SEÑAL WDM.....	68
5.1	Análisis para una potencia promedio de entrada total de 0dBm	69
5.2	Análisis para una potencia promedio de entrada total de 10 dBm	75
5.3	Discusión.....	81
	CONCLUSIONES	84
	Trabajo a futuro.....	86
	Bibliografía	87
	Apéndice A “Distribución de Fermi-Dirac”.....	90
	Apéndice B “Intervalos de operación de la CW”	91
	Apéndice C “Artículo derivado de la investigación”	94

Abstract

In this work two novel architectures, called Alba Scheme and Triple-Stage Scheme, are presented for the first time. They are employed for the mitigation of the data *patterning* effect in Semiconductor Optical Amplifiers (SOAs), which is caused by non-linear saturation effects such as self-gain modulation. The operation of these structures is based on the effect of Cross-Gain Modulation (XGM) in order to create a modulated holding beam.

Since the novel architectures were inspired by two schemes already reported in the literature (Typical and Double-Stage scheme), a comparison via simulations of their performance with respect to the proposed architectures are reported. The comparison is carried out by amplifying data signals running at 25 Gbps in RZ and NRZ (Return to Zero and Non Return to Zero) formats. The decision to choose the Alba scheme as the final architecture for the realization of this thesis was taken because it has a better performance in both amplification and mitigation of the *patterning* effect. Furthermore, it is simpler in its configuration.

Despite the better performance of Alba over Typical and Double and Triple schemes in the amplification of one RZ or NRZ channel, the performance becomes reduced when it is operated with multi-channel signals, formed by more than four 25 Gbps NRZ data signals (in this work simulations were conducted up to eight channels). This is a consequence of the non-linear effect known as Four-Wave Mixing (FWM), which takes place when two or more data signals are injected into the SOA simultaneously. However, these presented architectures can be useful for amplification of one channel and a Wavelength Division Multiplexing (WDM) signal.

Resumen

Esta tesis presenta dos arquitecturas novedosas, a las que se les dio el nombre de Esquema Alba y Estructura de Triple Etapa, para la mitigación del efecto *patterning* que se origina en los Amplificadores Ópticos de Semiconductor (SOAs) debido a los efectos no lineales de saturación como es automodulación de la ganancia. El principio en el que basan su funcionamiento las arquitecturas antes mencionadas es modulación cruzada de la ganancia (XGM) el cual se utiliza para crear un haz de contención modulado.

Puesto que las estructuras presentadas se idearon a partir de dos de las estructuras reportadas en la literatura (Esquema Típico y Esquema de Doble Etapa), en este trabajo se realizó la comparación de su desempeño a través de un análisis basado en simulaciones y analizando los resultados de amplificación para una señal con formato RZ y NRZ operando a 25 Gbps, se tomó la decisión de elegir el esquema Alba como la arquitectura final para la realización de esta tesis ya que presenta un mejor comportamiento tanto en amplificación como en mitigación del efecto *patterning*, además de que es más simple en cuanto a su configuración.

A pesar de que el desempeño del Esquema Alba es superior a los esquemas Típico y de Doble y Triple Etapa en la amplificación de un canal, ya sea RZ o NRZ, el desempeño se reduce drásticamente al trabajar con señales multi-canal, conformadas por más de cuatro canales NRZ a 25 Gbps (en este trabajo se realizaron simulaciones de hasta ocho canales) debido al efecto no lineal que se conoce como Mezcla de Cuarta Onda (FWM) y que se presenta cuando se inyectan dos o más señales simultáneamente al SOA. Sin embargo, las arquitecturas presentadas pueden ser útiles para la amplificación de un canal y una señal WDM.

1 FÍSICA DE LOS AMPLIFICADORES ÓPTICOS DE SEMICONDUCTOR

En general las comunicaciones pueden ser definidas como la transferencia de información de un punto a otro. En comunicaciones por fibra óptica, esta transferencia se logra usando la luz como portadora de la información. Se ha logrado un crecimiento exponencial en la evolución y capacidad de las tecnologías en las comunicaciones de fibra óptica en los últimos 20 años. Este crecimiento ha sido posible por el desarrollo de nuevas tecnologías optoelectrónicas que se han usado para explotar el enorme potencial del ancho de banda de una fibra óptica. Actualmente los sistemas operan a más de 100 Gbps, estas velocidades se alcanzan con sistemas de alta capacidad que explotan el ancho de banda empleando Multiplexaje por División de Longitud de Onda (WDM). WDM es una tecnología que puede explotar el gran ancho de banda que la fibra óptica ofrece; sin embargo, para que sea rentable, se deben poder amplificar simultáneamente todos los canales sin tener que llevar a cabo procesos de multiplexión, demultiplexión y regeneración optoelectrónica.

En general, los amplificadores ópticos se pueden dividir en 2 clases: amplificadores de fibra óptica y amplificadores de semiconductor. Los amplificadores de fibra óptica han dominado aplicaciones de sistemas convencionales como amplificación en línea usada para compensar las pérdidas por fibra. Debido a los avances en las técnicas de fabricación y en el diseño de los semiconductores, los Amplificadores Ópticos de Semiconductor (SOAs) prometen una evolución en las redes de comunicaciones ópticas.

En 1990 los Amplificadores Ópticos de Semiconductor (SOAs) surgieron como una alternativa compacta y de bajo costo a los Amplificadores de Fibra Óptica Dopada con Erblio o (EDFAs) (del inglés, Erbium Doped Fiber Amplifiers) [1]. La primera tecnología de amplificación óptica utilizó un dispositivo semiconductor en donde el medio de ganancia era una guía de onda con estructura similar a la de un láser y los extremos eran tratados con una película anti-reflexión. La guía de onda fue diseñada para tener bajas pérdidas de acoplamiento con la fibra óptica. El SOA opera cuando se le aplica una corriente directa, la combinación del uso de corriente directa y un empaque pequeño hacen del SOA la más diminuta de las tecnologías en cuanto a la amplificación. Además, el SOA puede ser integrado junto con otros dispositivos como un modulador o un láser dentro de un mismo chip [1].

Objetivo de la tesis

Aun cuando el amplificador óptico de semiconductor fue inicialmente concebido como un elemento para compensar las pérdidas que se presentan en un enlace de fibra óptica, en realidad se ha utilizado como elemento esencial para realizar funciones de procesamiento de información fotónico a tasas que superan los 160 Gbps. Sin embargo, características propias de estos diminutos dispositivos, como son bajo costo, capacidad de ser integrado en circuitos fotónicos y, principalmente, su gran ancho de banda, han motivado a los investigadores del ramo a seguir buscando la manera de utilizarlos como amplificadores de enlaces ópticos [2].

Para lograr esto, existen una serie de inconvenientes que deben ser resueltos, ya que representan efectos nocivos durante el proceso de amplificación. Entre ellos destacan la diafonía intercanal (efecto en el que la variación en la potencia de un canal produce variaciones en la potencia de los otros canales) y *patterning*. El objetivo de esta tesis es

realizar un análisis cabal de los efectos negativos mencionados y proponer una solución práctica a los mismos. Es por ello que este trabajo presenta dos arquitecturas novedosas, a las que se les dio el nombre de Esquema Alba y Estructura de Triple Etapa, para la mitigación del efecto *patterning*.

1.1 Semiconductores

El término semiconductor ha sido utilizado para denotar materiales con mucha más capacidad de conducción que los aislantes, pero mucha menor conductividad que los metales en temperatura ambiente [3].

1.1.1 Propiedades eléctricas de los semiconductores

Los materiales semiconductores más comunes son el Silicio (Si), el Galio (Ga), el Arsénico (As), el Indio (In) y el Germanio (Ge). La estructura cristalina del Silicio (figura 1.1) y del Germanio se puede representar como una repetición regular en el espacio (tridimensional) de un tetraedro con un átomo en cada esquina. La estructura atómica del Germanio (número atómico 32) y del Silicio (número atómico 14) es tal que ambos tienen 4 electrones libres en la última órbita, lo que hace que ambos sean tetravalentes. Estos elementos pertenecen al grupo IV de la tabla periódica de elementos.

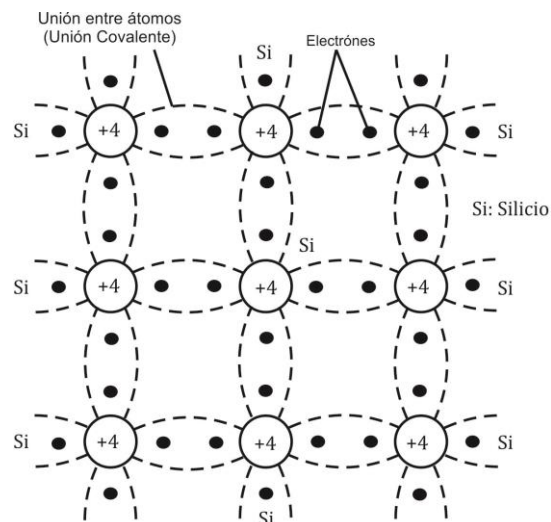


Figura 1.1 Cristal de silicio

Las propiedades eléctricas y químicas que un elemento posee dependen de los electrones que tenga en la última órbita. Además, si en el caso del Germanio y del Silicio, se busca que dichos átomos sean estables, se deberán completar 8 electrones en la última órbita. Esto se realiza naturalmente en la estructura cristalina del Silicio y del Germanio, ya que tanto uno como el otro al formar una estructura tetraédrica, comparten electrones de la última órbita con sus átomos vecinos. Si bien estas uniones covalentes le otorgan estabilidad a la estructura del cristal puro, restringen sustancialmente la conducción eléctrica. En forma ideal, a muy bajas temperaturas, la estructura del cristal contiene muy pocos electrones libres y se comporta como un aislante [4].

Los electrones, independientemente de la estructura cristalina que integren, poseen energía por el solo hecho de estar continuamente en movimiento. Mediante la física de estado sólido y de la mecánica cuántica, se puede afirmar que cada electrón exhibe un nivel de energía definido y discreto. Este nivel de energía dependerá de la órbita que el electrón ocupe y del sentido de giro o "spin" que el electrón posea respecto a su eje. Este concepto se aplica a la teoría de las bandas de energía en los sólidos, tal como se muestra en la figura 1.2.

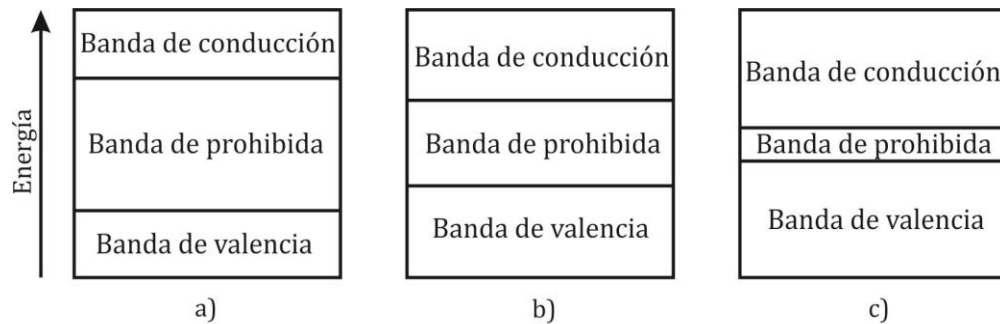


Figura 1.2 Esquemas de bandas de energía de tres sólidos diferentes. a) Aislante. b) Semiconductor. c) Conductor

En la figura 1.2 a) se observan de manera esquematizada las bandas de energía, las cuales están bastante separadas, ya que los electrones están fuertemente vinculados al núcleo del átomo, lo que no favorece en absoluto la conducción eléctrica del sólido. La zona o banda prohibida es extensa, ello significa que en ningún momento se encontrarán electrones en el cristal a esos niveles de energía. Por ello, el sólido posee la característica de material aislante, ya que sería necesaria mucha energía para poder provocar un salto energético en los electrones de la última órbita.

En la figura 1.2 b) se observan las bandas de energía de un material semiconductor, y en la figura 1.2 c) las de un material conductor. La diferencia entre un material aislante, un semiconductor y un conductor es el ancho de la banda prohibida.

En un material aislante, raramente a temperatura ambiente se puede aumentar la energía de los electrones de la última capa para elevarse a las bandas energéticas superiores. En los semiconductores, la banda prohibida es mucho más angosta, por lo que a temperatura ambiente, una gran cantidad de electrones alcanzarán los niveles energéticos de la banda de conducción. Si la temperatura se incrementa, se provocarán saltos en los niveles de energía. Ello se debe a la ruptura de uniones covalentes, como lo muestra la figura 1.3 en donde el electrón salta a una banda energética superior dejando un hueco en su lugar. Este fenómeno se denomina generación de hueco-electrón.

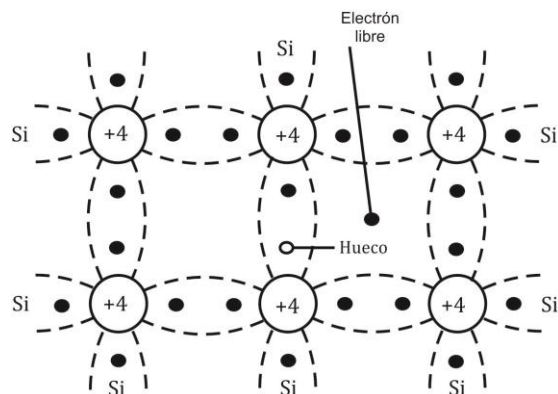


Figura 1.3 Ruptura de enlaces covalentes

Este efecto es responsable de que existan portadores de corriente en un semiconductor intrínseco. Cuando se rompe la unión covalente, el electrón salta a la banda de conducción y puede trasladarse libremente por el semiconductor. Se genera un movimiento de electrones y huecos, los cuales se desplazan en sentidos opuestos. Los electrones poseen carga negativa y los huecos se consideran con carga positiva. De ello se puede mencionar la existencia de una corriente de electrones y otra corriente opuesta de huecos. En un semiconductor puro, el número de electrones energéticamente excitados es igual al número de huecos [4].

En los materiales conductores, tales como los metales, las bandas de energía se superponen por lo que existe gran conductividad aún a bajas temperaturas. Cuando la temperatura se eleva, la generación de pares hueco-electrón se incrementa y consecuentemente la conductividad aumenta.

1.1.2 Impurezas en los cristales semiconductores

Los materiales semiconductores no poseen aplicaciones prácticas en su estado intrínseco. Para obtener dispositivos semiconductores de utilidad, se introducen impurezas en el cristal. El control preciso de estas impurezas es el principal requerimiento a tener en cuenta en el proceso de fabricación de materiales semiconductores. El proceso de adición de impurezas en el material semiconductor se denomina "dopaje". Este se puede lograr de diferentes maneras. Los métodos de aleación y de difusión son dos de los sistemas más comunes de dopaje usados actualmente [4].

Para el dopaje de un cristal semiconductor (Silicio o Germanio) se utilizan elementos del grupo III y grupo IV de la tabla periódica. El resultado obtenido por el dopaje sobre la conductividad eléctrica se denomina conducción extrínseca. Si se introducen en un semiconductor intrínseco impurezas provenientes de elementos pentavalentes (como el antimonio, fósforo o arsénico), algunos de los átomos de Silicio o Germanio serán desplazados por los átomos de la impureza empleada. La impureza pentavalente se denomina donadora ya que entrega electrones, y el material se considera tipo N porque posee electrones libres (cargas negativas).

Si se introducen impurezas provenientes de átomos trivalentes (tales como boro e indio), nuevamente se desplazarán átomos de Silicio o Germanio por los átomos de la impureza empleada. Estas impurezas tendrán en la cadena de uniones covalentes un faltante de un electrón (un hueco) por cada átomo de impureza que el cristal contenga. Este hueco aceptará

con facilidad cualquier electrón que este libre en su vecindad. Este tipo de impureza se denomina aceptadora ya que capta electrones, y el material se considera tipo P [4].

La generación de huecos-electrones durante la excitación térmica ocurre de la misma forma en materiales semiconductores intrínsecos (puros) o extrínsecos (con impurezas). En un material tipo N, decrece la cantidad disponible de huecos (portadores minoritarios) y los electrones son los portadores mayoritarios de corriente, mientras que en un material tipo P, lo que decrece es la cantidad de electrones libres (portadores minoritarios) y los portadores mayoritarios de corriente son los huecos [4].

1.1.3 Unión PN

Supongamos que se dispone de un monocristal de Silicio puro, dividido en dos zonas con una frontera nítida, definida por un plano (región de agotamiento). A una zona se le agregan impurezas de tipo P y la otra de tipo N (ver figura 1.4). La zona P tiene un exceso de huecos, y se obtiene introduciendo átomos del grupo III en la red cristalina, la zona N dispone de electrones en exceso, procedentes de átomos del grupo V. En ambos casos se tienen también portadores de signo contrario, aunque en una concentración varios órdenes de magnitud inferior (portadores minoritarios).

El efecto es que los electrones y los huecos cercanos a la unión de las dos zonas la cruzan y se instalan en la zona contraria, es decir, electrones de la zona N pasan a la zona P y huecos de la zona P pasan a la zona N. Como resultado de este flujo de carga quedan iones positivos inmóviles de donde saltaron los electrones. En el caso del flujo de huecos al material N, quedan iones negativos inmóviles en el material P.

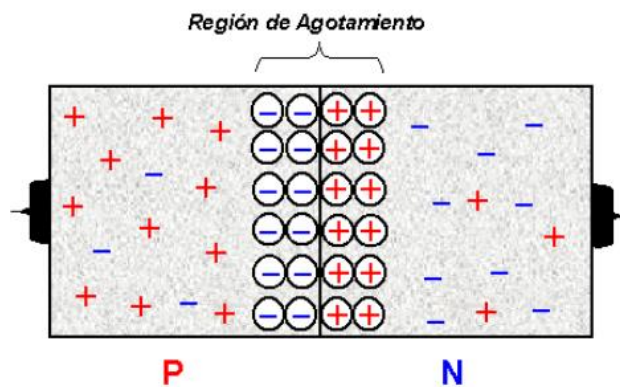


Figura 1.4 Unión PN

1.1.4 Polarización directa Unión PN

El bloque PN, en principio, no permite el establecimiento de una corriente eléctrica entre sus terminales puesto que la zona de agotamiento no es conductora. Sin embargo, si se aplica una tensión positiva a la zona P, como lo muestra la figura 1.5, se generará un campo eléctrico que "empujará" los huecos hacia la unión, provocando un estrechamiento de la zona de agotamiento. Sin embargo, mientras ésta exista no será posible la conducción. Si la tensión aplicada supera a la de barrera, desaparece la zona de agotamiento y el dispositivo conduce.

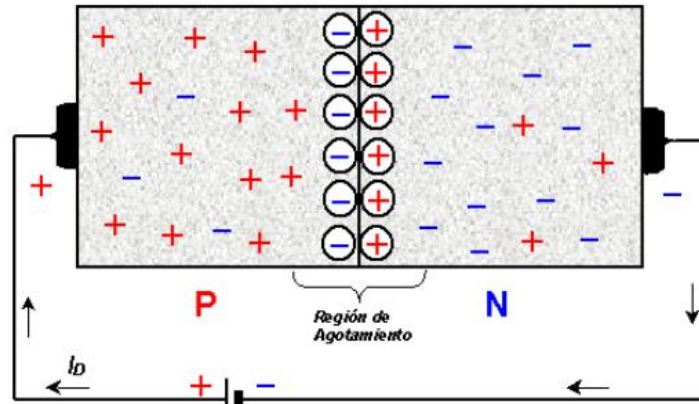


Figura 1.5 Polarización directa de la unión PN

1.1.5 Polarización inversa Unión PN

Si se aplica una tensión negativa a la zona P, como lo muestra la figura 1.6, el número de iones positivos descubiertos en la región de agotamiento del material tipo N aumentará debido al mayor número de electrones libres arrastrados hacia el potencial positivo del voltaje aplicado. El número de iones negativos descubiertos en el material tipo P también aumentará debido a los electrones inyectados por la terminal negativa, las cuales ocuparán los huecos. El fenómeno explicado anteriormente, en ambos tipos de material N y P, provocará que la región de agotamiento se ensanche o crezca y el dispositivo no conduce [5].

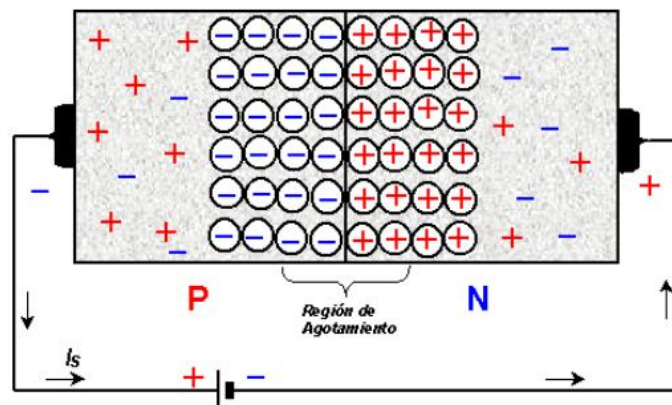


Figura 1.6 Polarización inversa de la unión PN

La unión PN se comporta dependiendo del sentido de la conexión, se comporta como un buen conductor (polarización directa) o como un aislante (polarización inversa). En los amplificadores ópticos de semiconductor la polarización directa es útil para lograr el confinamiento de los portadores en la zona activa.

1.2 Emisión de luz

Un átomo se puede considerar como un núcleo alrededor del cual se mueven electrones con energías bien definidas. Los electrones no pueden poseer cualquier valor de la energía, sino solamente unos valores definidos que se identifican como niveles. Ahora bien, un electrón puede pasar de un nivel de energía a otro emitiendo o absorbiendo una unidad de luz, llamada fotón, con una energía igual a la diferencia entre los dos niveles de la transición.

Los tres procesos de la interacción entre electrones y fotones son: absorción, emisión espontánea y emisión estimulada [6].

1.2.1 Absorción

Considérese un sistema de 2 niveles de energía E_1 y E_2 . Donde E_1 es el nivel más bajo de energía y E_2 el nivel más alto de energía. El nivel más bajo es el llamado estado fundamental mientras que el nivel más alto de energía es considerado como estado de excitación. N_1 y N_2 corresponden a la densidad de poblaciones en los estados antes mencionados. Los electrones que están en el estado de energía fundamental (E_1) absorben el fotón incidente y pasan al estado de excitación (E_2), este proceso es conocido como absorción que se muestra en la figura 1.7. El proceso de llevar un átomo de un nivel bajo de energía a un nivel con mayor energía debido al proceso de absorción se conoce como excitación de los átomos o bombeo óptico.

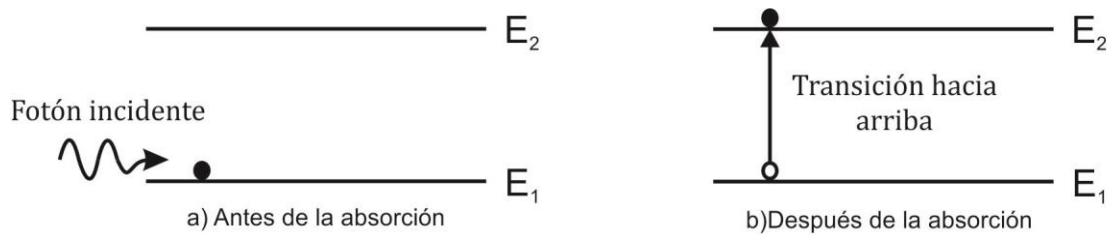


Figura 1.7 Absorción

1.2.2 Emisión Espontánea

Los electrones en el estado de excitación (E_2) sólo existen en este estado por un corto período de tiempo. El promedio de tiempo que esta en este estado se conoce como tiempo de vida. El tiempo de vida de un electrón en el estado de excitación es del orden de 10^{-8} s. En algunos niveles de energía este tiempo puede llegar hasta los 10^{-3} s. Después de pasar un corto periodo de tiempo en el estado de excitación, automáticamente regresa al nivel de energía fundamental, emitiendo el exceso de energía en forma de un fotón como se muestra en la figura 1.8.

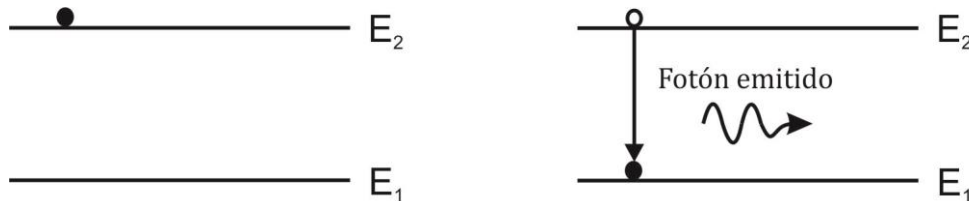


Figura 1.8 Emisión espontánea

1.2.3 Emisión Estimulada

Si un electrón se encuentra en el estado de excitación y una fuente externa de radiación como lo es un fotón incide sobre el sistema, entonces el electrón es estimulado para emitir radiación de energía y regresar al estado fundamental. Este fenómeno se conoce como emisión estimulada, en donde por cada fotón incidente se producen dos fotones idénticos (misma frecuencia, fase y dirección) (ver figura 1.9) [7]. Este tipo de emisión es la responsable de que la luz generada sea coherente, es decir, que las ondas electromagnéticas que forman el haz mantengan entre ellas una diferencia de fase constante [6].

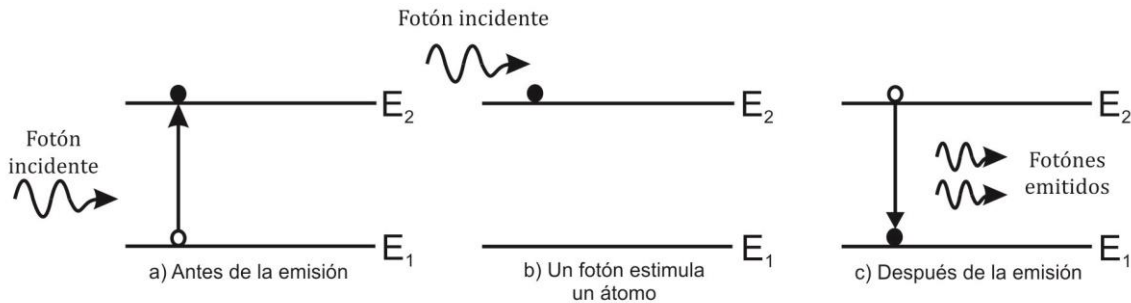


Figura 1.9 Emisión estimulada

Para la región visible o del infrarrojo cercano, la emisión espontánea siempre domina sobre la emisión estimulada a temperatura ambiente, para lograr que el proceso de emisión estimulada predomine sobre la emisión espontánea se emplea un sistema con una fuente de energía externa para que la densidad de portadores en E_2 sea mayor a la de E_1 , es decir:

$$N_2 > N_1$$

La ecuación anterior se refiere a la condición de inversión de población; para llevarse a cabo se necesita realizar un bombeo que puede ser de más de dos niveles, logrando que la fuente de excitación externa lleve a los electrones a un estado de excitación que puede ser mayor al nivel de energía E_2 . Como ya se mencionó, los electrones sólo están en el estado de excitación por un corto período de tiempo, por lo que los electrones descenderán hacia niveles más bajos de energía y cuando lleguen al nivel E_2 , entonces se podrá llevar a cabo el proceso de emisión estimulada [8]. En un material semiconductor, el proceso de bombeo antes mencionado, que permite lograr inversión de población, se realiza mediante la polarización directa de la unión PN, tal y como se explicó en la sección 1.1.4.

1.3 Estructura y operación de los Amplificadores Ópticos de Semiconductor

Un SOA es muy similar a un láser semiconductor, sin embargo, una característica que lo vuelve operacionalmente diferente a un láser semiconductor es la implantación de películas antirreflejantes en la parte de entrada y salida, esto con el fin de evitar retroalimentaciones no deseadas. Así, una señal incidente en el SOA idealmente se propagará a lo largo de su guía de onda óptica y será amplificada por la emisión estimulada.

Recordemos que un semiconductor se define tipo-N o tipo-P al doparlo con impurezas, cuyos átomos tienen un electrón de valencia en exceso o un electrón menos en comparación con los

átomos del semiconductor. En el caso de semiconductores tipo-N, los electrones en exceso ocupan los estados de la banda de conducción que está normalmente vacía en los semiconductores sin dopar (intrínsecos).

El nivel de Fermi situado en el centro de la banda prohibida de los semiconductores intrínsecos, se mueve hacia la banda de conducción conforme la concentración de dopantes aumenta. En un semiconductor tipo-N fuertemente dopado, el nivel de Fermi E_{fc} se encuentra dentro de la banda de conducción, tales semiconductores se dice que son degenerados. Del mismo modo, el nivel de Fermi E_{fv} se mueve hacia la banda de valencia para los semiconductores tipo-P. En equilibrio térmico el nivel de Fermi debe ser continuo a través de la unión PN, esto se logra a través de la difusión de electrones y huecos a través de la unión. Las impurezas cargadas dejan establecido un campo eléctrico lo suficientemente fuerte como para evitar una mayor difusión de electrones y huecos mismo que se mantiene en condiciones de equilibrio. Este campo se denomina el campo eléctrico incorporado. La figura 1.10 (a) muestra el diagrama de banda-energía de la unión PN en equilibrio térmico y bajo polarización directa.

Cuando la unión se polariza directamente mediante la aplicación de una tensión externa, se reduce el campo eléctrico incorporado. Esta reducción resulta en la difusión de los electrones y los huecos a través de la unión. Una corriente eléctrica comienza a fluir como resultado de la difusión de portadores. La corriente I_s aumenta exponencialmente con el voltaje aplicado V de acuerdo con la relación:

$$I = I_s e^{\frac{qV}{k_b T} - 1} \quad (1.1)$$

donde I_s es la corriente de saturación y depende de los coeficientes de difusión asociados con los electrones y huecos. Como se ve en la figura 1.10 (a) en una región que rodea a la unión, los electrones y los huecos están presentes simultáneamente cuando la unión PN está polarizada. Estos electrones y huecos pueden recombinarse a través de la emisión espontánea o estimulada y generar luz en una fuente óptica de semiconductor.

La unión PN mostrada en la figura 1.10 es llamada homounión ya que se utiliza el mismo material en ambos lados de la unión. Un problema con esta configuración es que la recombinación entre electrones y huecos se produce a través de una región extensa ($\sim 1 - 10 \mu m$). Así, los portadores no son confinados en las inmediaciones de la unión, por lo que es difícil obtener densidades altas de portadores. Este problema con el confinamiento puede ser resuelto intercalando una delgada capa entre las capas de tipo P y de tipo N, de tal manera que la banda prohibida de la capa intercalada sea más pequeña ($\sim 0.1 \mu m$) que las capas que la rodean, teniendo como objetivo el confinamiento de los portadores. Dicha estructura se conoce como heterounión. El confinamiento de portadores ocurre como resultado de la discontinuidad de la banda prohibida en la unión entre los dos semiconductores que tienen la misma estructura cristalina pero diferentes bandas prohibidas. El diagrama de bandas resultante se ilustra en la figura 1.10 (b).

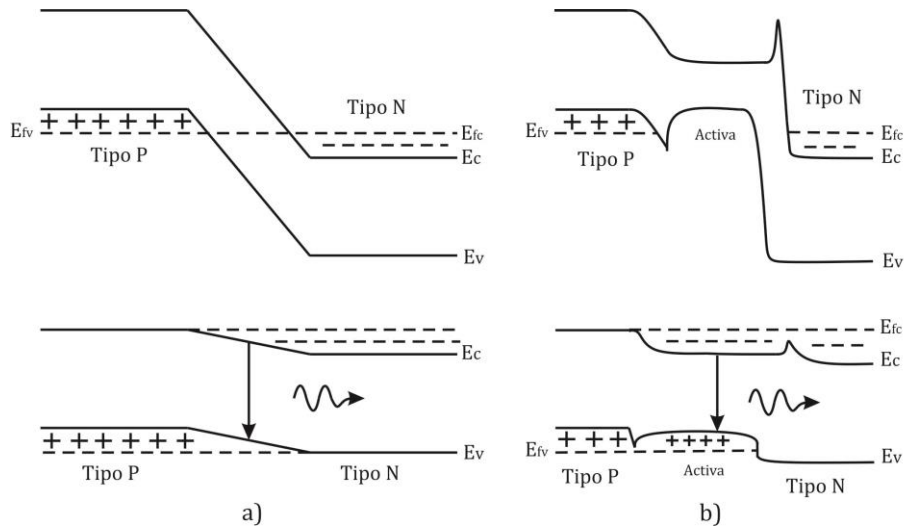


Figura 1.10 Diagrama de las bandas de energía: a) homounión y b) doble heterounión, en equilibrio térmico (arriba) y bajo corriente de polarización (abajo)

El uso de la heterounión en los SOAs es doblemente benéfico. Por un lado la diferencia entre las bandas prohibidas entre los dos semiconductores ayuda al confinamiento de electrones y huecos en la capa intermedia, también conocida como capa activa, ya que aquí es donde se genera la luz como resultado de la recombinación electrón-hueco. Por otro lado la capa activa tiene un índice de refracción ligeramente mayor que las capas de tipo P y de tipo N por el hecho de que la banda prohibida es más angosta (ver figura 1.11). Como resultado de esta diferencia la capa activa actúa como una guía de ondas dieléctrica. El punto principal es que la heterounión confina la luz generada en la capa activa [8].

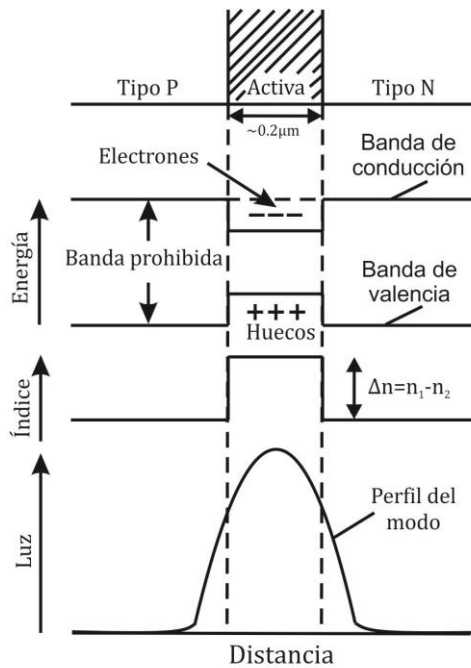


Figura 1.11 Confinamiento simultáneo de la carga de portadores y campo óptico en una heterounión. La capa activa tiene una banda prohibida menor y un índice de refracción mayor que las capas del tipo P y de tipo N que la rodean

Cuando un fotón incide en la región activa del SOA, el fotón interactúa con un electrón de la banda de conducción y consigue que decaiga a la banda de valencia, mediante el proceso de emisión estimulada, ya discutido. Dos fotones idénticos continúan viajando en la misma dirección por el SOA. Así, a través de la emisión estimulada se incrementa el número de fotones, aumentando la amplitud del campo óptico incidente y llevándose a cabo, por tanto, el proceso de amplificación de la luz en el SOA, tal y como se ilustra en la figura 1.12 [9].

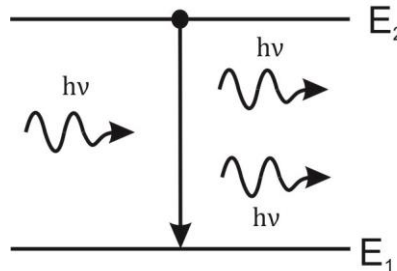


Figura 1.12 Proceso de amplificación

1.3.1 Ganancia de un amplificador óptico

El factor de amplificación G se define como:

$$G = P_{out}/P_{in} \quad (1.2)$$

donde P_{in} y P_{out} son las potencias de entrada y salida de una señal de onda continua que es amplificada [8].

Podemos obtener una expresión para G , usando la siguiente ecuación:

$$\frac{dP}{dz} = gP \quad (1.3)$$

donde:

$P(z)$: Potencia óptica a una distancia z desde el extremo de entrada.

g : Coeficiente de ganancia.

Una integración directa con la condición inicial $P(0) = P_{in}$ muestra que la potencia de la señal crece exponencialmente como:

$$P(z) = P_{in} \exp(gz) \quad (1.4)$$

donde se asume que g es independiente de z .

Si $P(L) = P_{out}$, el factor de amplificación para un amplificador de longitud L está dado por:

$$G(\omega) = \exp[g(\omega)L] \quad (1.5)$$

1.3.2 Saturación de Ganancia

Si se incrementa excesivamente la potencia de la señal de entrada en el amplificador, causará un agotamiento de los portadores en la región activa y consecuentemente la ganancia del

amplificador disminuirá. Este hecho se conoce como saturación de ganancia y es un fenómeno común entre amplificadores y láseres que conduce a una distorsión de la señal. La gráfica típica de la ganancia de un SOA contra la potencia de salida se muestra en la figura 1.13, donde a los -3dB de la ganancia, la potencia de salida se define comúnmente como la potencia de salida de saturación [10].

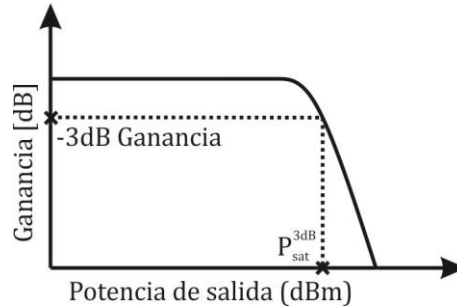


Figura 1.13 Ganancia de un SOA contra Potencia de Salida

En general, la ganancia óptica depende no sólo de la frecuencia de la señal incidente, sino también de la intensidad del haz local en cualquier punto dentro del amplificador. El coeficiente de ganancia se define como:

$$g(\omega) = \frac{g_0}{1 + (\omega - \omega_0)^2 T_2^2 + P/P_s} \quad (1.6)$$

donde g_0 es el valor pico de la ganancia, ω es la frecuencia óptica de la señal incidente, ω_0 es la frecuencia atómica de transición, P es la potencia óptica de la señal que está siendo amplificada, P_s es la potencia de saturación y T_2 es un parámetro conocido como tiempo de relajación del dipolo, típicamente muy pequeño ($< 1ps$).

Considérese el caso en el que la frecuencia de la señal que incide es sintonizada a la ganancia pico ($\omega = \omega_0$) por lo que la potencia de un amplificador estaría dada por:

$$\frac{dP}{dz} = \frac{g_0 P}{1 + P/P_s} \quad (1.7)$$

si se utiliza la condición inicial de $P(0) = P_{in}$ junto con $P(L) = P_{out} = GP_{in}$, se obtiene la siguiente relación para la ganancia ante una señal potente:

$$G = G_0 \exp\left(-\frac{G - 1}{G} \frac{P_{out}}{P_s}\right) \quad (1.8)$$

La ecuación anterior muestra que el factor de amplificación G decrece a partir de su valor no saturado (o de señal pequeña) G_0 cuando P_{out} es comparable con P_s . La figura 1.14 muestra las características de saturación, graficando G como una función de P_{out}/P_s para varios valores de G_0 [8].

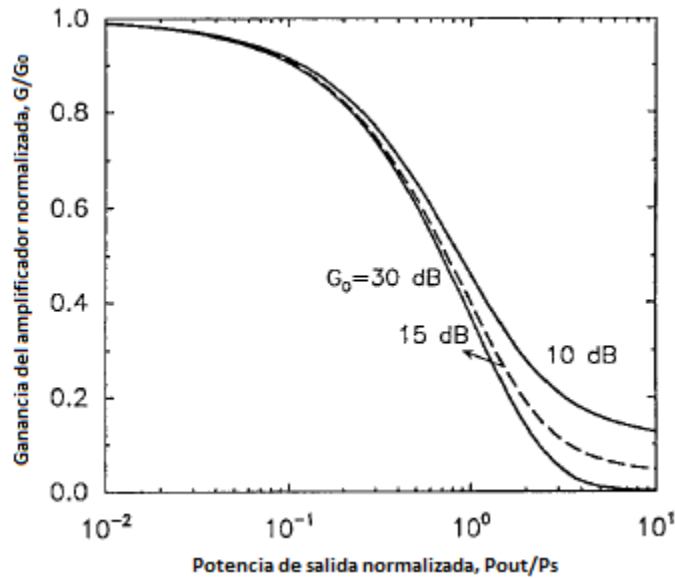


Figura 1.14 Ganancia del amplificador saturado G como función de la potencia de salida normalizada, para varios valores de la ganancia no saturada G_0 del amplificador

1.4 Dinámica de los Amplificadores Ópticos de Semiconductor

Los Amplificadores Ópticos de Semiconductor (SOAs) son componentes clave en un sistema de comunicaciones ópticas de alta velocidad, debido a la interacción rápida y eficiente entre los pulsos ópticos de entrada y el medio de ganancia. La dinámica de los portadores se apoya en cualquiera de los procesos interbanda e intrabanda. Los procesos interbanda comprenden recombinación espontánea, recombinación estimulada de radiación y transporte de portadores, mientras que los procesos intrabanda incluyen calentamiento y enfriamiento de portadores, hoyo espectral y absorción de 2 fotones. Estos procesos dinámicos afectan la ganancia y el índice de refracción de un SOA.

Cuando un haz óptico se inyecta en el amplificador, los electrones en estado de excitación (banda de conducción) se van agotando debido al proceso de emisión estimulada, que es lo que produce la amplificación del haz de entrada. La reducción de la densidad de los electrones excitados tiene dos consecuencias. Primero, la ganancia del amplificador se reduce y como consecuencia de la variación inducida en la densidad de portadores en la región activa, el índice de refracción de la guía de ondas cambia. En la aplicación de los SOAs como amplificadores en línea, esto puede llevar a efectos de *patterning* (mismo que se explicará más adelante) y producir *una variación temporal de la fase*. En pocos picosegundos, una distribución en cuasi-equilibrio (Fermi-Dirac) a la temperatura del enrejado se establece. El estado del amplificador puede ser caracterizado por la densidad total (electrón/hueco). Esta densidad decae debido a los procesos de recombinación radiativos y no radiativos en una escala de tiempo de cientos de picosegundos. Antes de que se establezca la distribución de Fermi-Dirac, la distribución de los portadores en estado de no equilibrio es gobernada principalmente por los procesos Spectral Hole Burning (reducción en el número de portadores) y por Carrier Heating (transición de temperaturas de los electrones y huecos). Las características temporales de los procesos pueden caracterizarse a través de bombeo que emplea pulsos ópticos en el orden de los femtosegundos. Para las tasas con pulsos más cortos que 10ps, la dinámica ultra rápida de la ganancia proporciona la contribución dominante a la saturación de ganancia [11].

1.4.1 Procesos Interbanda

La dinámica interbanda puede describirse con una ecuación cuya aproximación es válida en una escala de tiempo de ps. Suponga que se inyecta una corriente uniforme, la densidad de portadores N está dada por [12]:

$$\frac{\partial N}{\partial t} = \frac{\mu I}{qV_{act}} - R(N) - g \frac{\Gamma P}{\hbar\omega_0\sigma} \quad (1.9)$$

donde $\frac{\mu I}{qV_{act}}$ es la tasa de inyección de portadores ($V_{act} = \sigma L =$ volumen activo de la guía de onda, $L =$ Longitud del amplificador, $\mu =$ eficiencia de la corriente, $\sigma =$ sección transversal activa, $q =$ carga del electrón), P es la potencia óptica del modo y $g = g(N, P)$ se define el coeficiente de ganancia. El factor de confinamiento Γ se calcula por la superposición del modo con la región de ganancia (sección activa).

El tiempo que toma el amplificador para recuperar su densidad de portadores original será determinado principalmente por su tiempo de vida efectivo (τ_{eff}), que se rige por dos términos: la tasa de emisión espontánea, $R(N)$, y la tasa de la emisión estimulada. La tasa de emisión espontánea es caracterizada por un tiempo de vida diferencial de los portadores, $\tau_{diff} = (\partial R(N)/\partial N)^{-1}$, que usualmente es aproximada por un valor constante, τ , en el orden de unos cientos de picosegundos. Una descripción más exacta de la tasa de la emisión espontánea, especialmente cuando el SOA se opera en un amplio intervalo de niveles de saturación, se basa en la expansión de polinomio:

$$R(N) = AN + BN^2 + CN^3 \quad (1.10)$$

donde A es el coeficiente de recombinación unimolecular, B denota el coeficiente de la recombinación radiativa espontánea o bimolecular y C es el coeficiente de recombinación de Auger. De acuerdo con este enfoque, el tiempo de vida diferencial de los portadores se calcula como:

$$\tau_{diff} = \frac{1}{AN + 2BN + 3CN^2} \quad (1.11)$$

Cuando un SOA se opera lejos de la región de saturación, la tasa de la emisión espontánea excede la tasa de emisión estimulada. En la región de saturación, la emisión estimulada predomina y una descripción de la respuesta del amplificador a través del tiempo de vida diferencial ya no es suficiente. El tiempo de vida efectivo que incluye contribuciones de la emisión espontánea y estimulada se puede definir como:

$$\tau_{eff}^{-1} = \frac{\partial}{\partial N} \left(\frac{N}{\tau} + \frac{g(N)P}{P_{sat}a_0\tau} \right) = \frac{1}{\tau} + \frac{\partial g(N)}{\partial N} \frac{P}{P_{sat}a_0\tau} \quad (1.12)$$

Donde el tiempo de vida diferencial ha sido considerado (τ). a_0 es la ganancia diferencial. Dado que $a_0 = \frac{\partial g(N)}{\partial N}$, la ecuación puede ser reescrita como:

$$\tau_{eff}^{-1} = \frac{1 + P/P_{sat}}{\tau} \quad (1.13)$$

De acuerdo a la ecuación anterior, cuando un haz débil se inyecta en el amplificador ($P/P_{sat} \approx 0$) el tiempo de vida diferencial de los portadores y efectivo es el mismo. Por otro lado, cuando un haz potente se inyecta en el amplificador ($P/P_{sat} > 1$), el tiempo de vida efectivo puede reducirse de manera significativa, lo que puede acelerar la respuesta del dispositivo. El tiempo de vida efectivo de los portadores está estrechamente relacionado al tiempo de recuperación del SOA, que es una medida que proporciona una buena indicación de que tan rápido se opera un SOA. Para muchas aplicaciones, ambos parámetros son equivalentes. El tiempo de recuperación puede ser calculado con la respuesta del amplificador a un pulso óptico. Idealmente debe ser medido de la ganancia y se define como el tiempo necesario para que la ganancia se recupere (10% a 90%) al estado estable antes de la compresión causada por el pulso óptico.

La figura 1.15 muestra la respuesta de un SOA a una fuerte perturbación óptica. Un haz de prueba continuo CW (Continuous Wave) es acoplado con un pulso de bombeo para leer la variación experimentada por la ganancia del amplificador. El haz de bombeo y el de prueba deben tener diferente frecuencia para poder diferenciar el haz de prueba a la salida del amplificador. En la figura 1.15 se muestra la evolución del haz de prueba cuando el SOA es afectado por un pulso corto con alta energía óptica. Puede observarse un agotamiento rápido en la ganancia que es seguido por un tiempo de recuperación lento en la densidad de portadores para lograr su estado estable original. El tiempo de recuperación en este caso es de aproximadamente 80 ps. El tiempo de recuperación puede reducirse incrementando la corriente inyectada al SOA y usando un SOA de mayor longitud [12] [13].

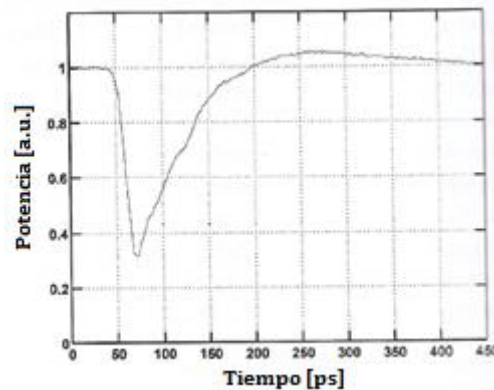


Figura 1.15 Respuesta de un SOA a una fuerte perturbación óptica. Se asume que la potencia del haz de prueba es proporcional al nivel de densidad de portadores

1.4.2 Procesos Intrabanda

En una escala de sub-ps la dinámica relevante de los portadores es dominada por procesos intrabanda. Recientes estudios sobre el bombeo en amplificadores laser de semiconductor han demostrado que la dinámica de la ganancia en escalas de ps es principalmente gobernada por los siguientes efectos no lineales:

- Carrier Heating (CH)
- Two-Photon Absorption (TPA)
- Spectral Hole Burning (SHB)

Cuando un pulso óptico corto (aproximadamente menor a 10 ps) se inyecta al SOA, estimula a un estrecho número de portadores correspondientes a la energía de los fotones del pulso. La probabilidad de ocupación de los electrones en la banda de valencia y en la banda de conducción está dada por la distribución de Fermi-Dirac (ver apéndice A). Este proceso creará un hoyo espectral, esto es, una desviación en la función de distribución de Fermi-Dirac, tal y como se muestra en la figura 1.16 b). Este proceso se conoce como Spectral Hole Burning (SHB). Debido a la emisión estimulada, la densidad total de portadores (y la ganancia correspondiente) se reduce. El tiempo para regresar a la distribución de Fermi en cuasi-equilibrio es de aproximadamente 50 a 100 fs para amplificadores de InGaAsP (Fosforo de Indio-Galio-Arsénico).

En este punto de la interacción luz-materia, la temperatura de los portadores es más alta que la temperatura del enrejado, este fenómeno se conoce como Carrier Heating (CH). El proceso de absorción también puede contribuir al fenómeno de CH, en donde un portador libre absorbe a un fotón y es promovido a un nivel más alto de energía. Similarmente, debido a la alta densidad de fotones en la región activa, la absorción de dos fotones (TPA) también tiene lugar. Aquí 2 fotones son absorbidos y un electrón es transferido de la banda de valencia a un nivel de energía más alto en la banda de conducción. La emisión estimulada remueve portadores con niveles bajos de energía dentro de la banda de conducción, llevando a un incremento en la energía térmica total. El resultado de CH es representado esquemáticamente en la figura 1.16 c). La distribución de Fermi-Dirac se obtiene nuevamente, pero con una temperatura promedio mayor a la que se observa en la figura 1.16 a) (estado original). Después de unos 700fs aproximadamente, la disminución en la temperatura toma lugar debido a la emisión de fotones. Esto se ilustra en la figura 1.16 d). Finalmente, cuando los electrones son suministrados nuevamente a la región activa del SOA vía el mecanismo de bombeo, el estado original de la densidad, mostrado en la figura 1.16 a) se alcanza nuevamente [12] [13].

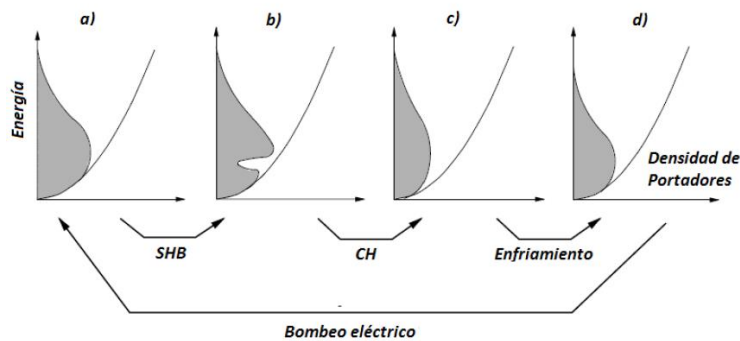


Figura 1.16 Evolución temporal de la densidad de distribución de portadores libres en la banda de conducción de un SOA inducido por un pulso óptico corto

La figura 1.17 representa una respuesta típica del semiconductor a un pulso ultra-corto, la cual muestra los procesos inter e intrabanda en la dinámica de los portadores [12]. Se observa que cuando un pulso potente es inyectado a un SOA ocurren cambios en la distribución de los portadores principalmente debido a los procesos intrabanda CH y SHB. La compresión de la ganancia está representada por los coeficientes de compresión de la ganancia ϵ_{CH} y ϵ_{SHB} . Esta compresión de la ganancia se recupera rápidamente en el orden de femtosegundos [fs], debido a que son procesos ultra rápidos. Después de los procesos intrabanda la recuperación de la ganancia es más lenta en el orden de unos pocos cientos de picosegundos debido al bombeo eléctrico. Este tiempo de recuperación es el que corresponde al tiempo de recuperación de la ganancia del SOA [9].

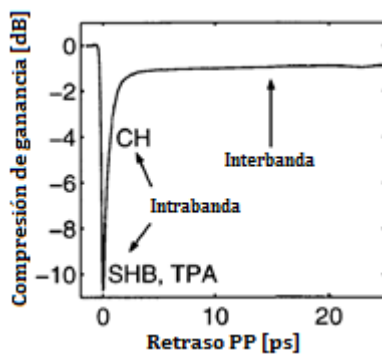


Figura 1.17 Procesos Inter e Intrabanda

1.5 Efectos no lineales

Cuando la información se propaga a manera de pulsos de luz a través de la fibra óptica estos presentan atenuación, ensanchamiento temporal e incluso interactúan unos con otros debido a los efectos no lineales en la fibra. Estos efectos llevan a la distorsión de la señal, resultando en la pérdida de información o diafonía entre diferentes canales.

1.5.1 Modulación por Cruzamiento de Ganancia

La Modulación por Cruzamiento de Ganancia (XGM) es resultado de la saturación de ganancia del SOA. Esto ocurre cuando dos haces de diferente longitud de onda, por ejemplo, uno de datos y otro de prueba CW (Continuous Wave), son inyectados dentro del amplificador óptico de semiconductor. Cuando el SOA se opera en condiciones de saturación, la ganancia óptica disponible se distribuye entre los dos haces dependiendo de sus intensidades.

Al incidir simultáneamente los dos haces en la región activa del SOA, la señal de datos que generalmente es más potente, agota a los portadores, por lo que modula la ganancia del SOA. La energía del haz de prueba CW es modificada conforme a la distribución de energía que ha producido el pulso de la señal de datos aunque con la inversión de los mismos. Si la señal de datos no es lo suficientemente potente, no sucede el proceso de saturación ni el efecto de XGM.

La figura 1.18 muestra que si la intensidad de potencia de la señal de datos es alta, la densidad de portadores disminuye, en consecuencia, la señal de prueba adquiere la modulación de la señal de datos. El resultado es entonces el haz modulado cuya longitud de onda es λ_{cw} y que ahora transporta la información que originalmente transmitía el haz de información, la modulación resultante es la inversa de la original [9]. En un sistema multicanal basado, por ejemplo, en la tecnología WDM (Wavelegth División Multiplexing), si la potencia de los bits asociados a cada canal óptico es lo suficientemente alta, ocurre el mismo proceso entre los diferentes canales de datos, causando una diafonía no lineal que es muy difícil de revertir.

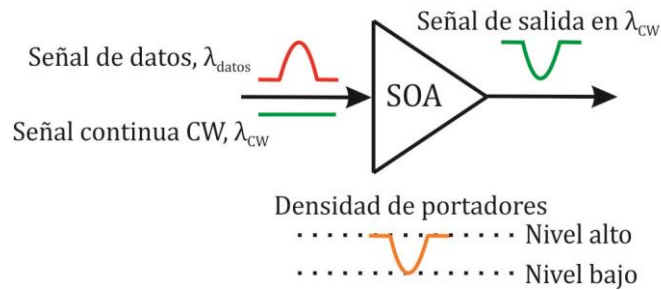


Figura 1.18 Proceso de modulación por cruzamiento de ganancia

1.5.2 Modulación por Cruzamiento de Fase

La Modulación por Cruzamiento de Fase (XPM) no es ajena a XGM, ya que al disminuir la densidad de portadores se genera un aumento en el índice de refracción en la zona activa. La figura 1.19 muestra que al incrementar la potencia de entrada se tiene una rápida reducción de la ganancia, esto genera un aumento en el índice de refracción en la zona activa del SOA, teniendo como consecuencia un cambio en la fase de las señales incidentes. Si se inyecta más de una señal en el SOA, entonces se producirá XPM entre ellas [9]. El proceso es similar al de XGM, pero en esta ocasión se da el cruzamiento de la fase de la onda electromagnética que se propaga a lo largo del SOA. En sistemas WDM el efecto de XPM puede ser dañino si existe un elemento dispersivo que permita la conversión de una modulación en fase a una modulación en amplitud.

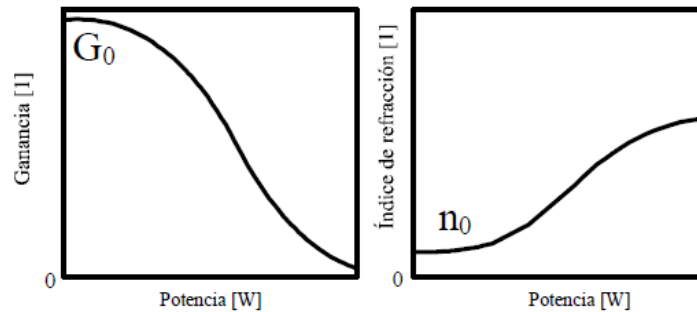


Figura 1.19 Cambio en el índice de refracción de la zona activa del SOA debido a la potencia de entrada

1.5.3 Efecto de distorsión de secuencia de bits o “Patterning”

La amplificación de una señal óptica consume portadores, saturando la ganancia. Si el amplificador no proporciona aproximadamente la misma ganancia para todos los bits de entrada, la calidad de la señal óptica de salida se distorsiona, a este efecto se le conoce como distorsión de secuencia de bits o “*patterning*” (figura 1.20). Cuando se trabaja con altas tasas de bits y con una secuencia de bits pseudoaleatoria (PRBS), la dinámica de los portadores ocasiona una respuesta dependiente del patrón de datos; esto es, la amplitud de los unos y ceros a la salida dependen de la secuencia de datos que los precedió.

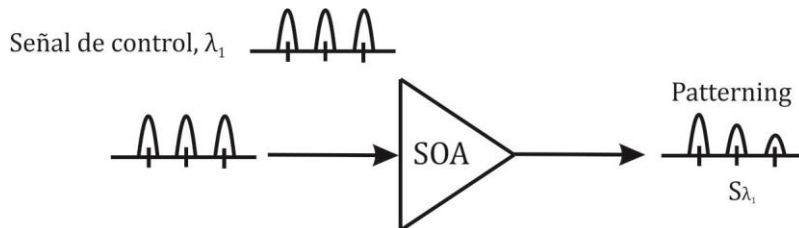


Figura 1.20 Patterning

El efecto de *patterning* se debe principalmente a los procesos interbanda ya que después de la compresión inducida por el pulso óptico, la ganancia presenta una recuperación rápida debido a los procesos intrabanda (SHB y CH) ya que son del orden de fs, después de la recuperación rápida se presenta la recuperación debida a los procesos interbanda (emisión estimulada, emisión espontánea y absorción), aquí el valor de la ganancia anterior a la saturación es restaurado por bombeo óptico en un lapso menor a unos cuantos nanosegundos, pero mucho mayor comparado con el tiempo de recuperación que requieren los procesos intrabanda. Esta recuperación es conocida como recuperación lenta, del orden de los ps, y si se pretende que un SOA opere a tasas por encima de los 10 Gbps se debe buscar que esta recuperación sea acelerada para así poder disminuir el efecto de *patterning* [14].

2 ESTADO DEL ARTE EN ARQUITECTURAS PARA LA MITIGACIÓN DEL EFECTO *PATTERNING*

Los Amplificadores Ópticos de Semiconductor (SOAs) tienen un número importante de características atractivas para aplicaciones en sistemas de comunicaciones ópticas, los SOAs son simples, compactos, eficientes, seguros y a diferencia de su contraparte, los EDFAs, pueden operar virtualmente en cualquier región del infrarrojo cercano del espectro [15]. Una restricción seria para la operación lineal de los SOAs es causada por el efecto de saturación de la ganancia. En potencias ópticas altas se presenta agotamiento de los portadores y así la reducción de la ganancia. En redes ópticas esto puede llevar a distorsiones en la forma de onda, conocido como efecto *patterning*, es decir, la ganancia se vuelve dependiente del patrón de bits [2]. Debido a la limitación del tiempo de recuperación del SOA (cuyo tiempo de vida es ≈ 100 ps), el efecto de *patterning* se presenta cuando la tasa de bits excede los 10 Gbps [16]. Para prevenir este efecto, cuya naturaleza se explicó en el capítulo 1, se necesita una respuesta más rápida del SOA.

La mitigación del efecto *patterning* se ha estudiado siguiendo dos caminos [13]:

- 1.- Desarrollando estructuras nanométricas internas más sofisticadas para alcanzar efectos de relajación más rápidos, dichas estructuras se conocen como Quantum Dots y exhiben recuperación de ganancia de manera ultrarrápida.
- 2.- El uso de filtros lineales y no lineales y el uso de ingeniosas arquitecturas integradas combinando dos o más amplificadores de semiconductor.

Esta tesis tiene como objetivo reducir el efecto *patterning* cuando el SOA sea utilizado como amplificador en línea para un sistema WDM (Multicanalización por Longitud de Onda). Para diseñar una arquitectura que pueda resolver este problema se realizó un análisis exhaustivo en cuanto a arquitecturas existentes que tienen como propósito la reducción de este efecto. Se tienen arquitecturas que sólo pueden ser utilizadas para un canal y algunas otras que pueden ser utilizadas para dos o más canales.

A través de este capítulo de la tesis, se presentarán y clasificarán las arquitecturas que pueden ser utilizadas para un solo canal y para "N" número de canales, además de una subclasificación en cuanto a los principios de funcionamiento en que se basan las arquitecturas, como lo son: interferómetros, en un ajuste en la distorsión en la forma de onda y en el filtrado de la señal.

2.1 Arquitecturas para un canal

2.1.1 Interferómetros

Los interferómetros son dispositivos que basan su operación en los fenómenos de interferencias entre ondas. En un interferómetro Mach-Zehnder (MZI) la señal de entrada se divide en dos partes iguales, a cada una de las cuales se les hace recorrer un camino óptico distinto –brazos del interferómetro-, para después volverlas a combinar. Si la diferencia de fases entre los caminos ópticos recorridos es nula (por ejemplo, si ambos caminos son iguales), a la salida se produce una interferencia constructiva entre las señales, recuperándose

la misma señal de entrada. Por el contrario, cuando la diferencia de fases es igual a π , las señales interfieren de forma destructiva y a la salida no se obtiene señal [17].

2.1.1.1 SOA-MZI no Simétrico

Cuando el SOA alcanza el estado de saturación se tiene un decremento en la densidad de portadores que resulta en variación de la ganancia y en el índice de refracción. Un camino para compensar la variación de la ganancia, que es la principal razón del efecto *patterning*, es usar la variación de fase de la señal a la salida del SOA. Esto se puede lograr con un Interferómetro Mach-Zehnder no Simétrico.

La estructura del SOA-MZI no simétrico se muestra en la figura 2.1. El brazo superior proporciona desfase del haz y cierta ganancia y el brazo inferior no proporciona desfase para una posterior compensación. Ajustando apropiadamente los dos brazos del MZI se puede asegurar que los dos haces experimentarán interferencia destructiva cuando la ganancia del SOA sea alta e interferencia constructiva cuando exista saturación de ganancia. La variación de la ganancia del SOA estará limitada a la salida del dispositivo [18].

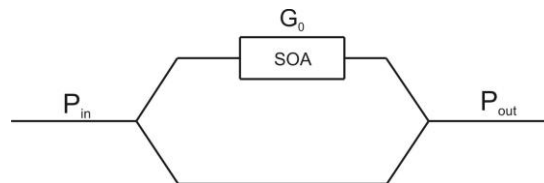


Figura 2.1 Estructura SOA-MZI no Simétrico [18]

La desventaja de esta arquitectura radica en la implementación, además de que se necesita una alta sincronización entre las señales que viajan en los brazos del interferómetro para que a la salida experimenten interferencia entre ellas.

2.1.1.1 SOA-MZI

En la figura 2.2 se muestran dos esquemas para llevar a cabo el proceso de conversión de longitud de onda de señales con una alta tasa de transmisión. Dichos esquemas se caracterizan por la utilización de un haz de contención (o holding beam o HB) para acelerar la dinámica de los portadores dentro del SOA y de esta manera reducir los efectos nocivos de la respuesta no lineal del amplificador, como es *patterning*. Aunque el esquema de la figura 2.2 fue diseñado para la conversión de longitud de onda, también se utiliza para la mitigación del efecto *patterning* en un esquema de amplificación. En la figura 2.2 a) la señal que se introduce ya sea directamente en un amplificador de semiconductor o en un arreglo interferométrico IWC, (del inglés, Interferometric Wavelength Converter) tipo Mach-Zehnder, como se explica más adelante, consiste en la combinación de la señal de datos y un HB continuo (CW). A este esquema, por su simplicidad y porque se conoce desde hace muchos años [19] lo hemos denominado esquema Típico. Si lo que se busca es llevar a cabo el proceso de amplificación, a la salida del SOA debe colocarse un filtro que bloquee la señal que originalmente es continua. La función del HB es entonces reducir la potencia promedio del valor de la densidad de portadores en el interior del SOA, con lo que se espera reducir las fluctuaciones de la misma ocasionadas por la señal de datos al saturar al amplificador. El resultado del proceso es entonces una señal a la salida del amplificador que, aunque amplificada, presenta un menor

nivel de *patterning*. La desventaja de utilizar este esquema es que también reduce la razón de extinción de la señal a la salida del amplificador, comparada con la original.

El esquema presentado en la figura 2.2 b) es similar, con la diferencia de que ahora el haz de contención que se introduce en él, ya sea SOA o estructura interferométrica, es una réplica invertida de la señal de datos. Para generarla se recurre al proceso de XGM en un SOA entre la señal de datos y un haz de contención continuo. Si se filtra la señal de datos original por medio de un filtro óptico, se obtiene la señal correspondiente a la señal de datos convertida en λ , pero invertida (por el mismo proceso de XGM, ver capítulo 1). Como se mostrará en la sección 2.2.2.7, si dicha señal, junto con la señal de datos se introduce en un SOA se tendrá lo que hemos denominado convertidor de longitud de onda de Doble Etapa, mismo que se explicará más adelante. Básicamente su función es utilizar la señal de datos invertida, resultante del proceso de XGM, para compensar la poca uniformidad de la densidad de portadores que generaría la señal original al ser introducida en el segundo SOA. El principio es similar al usado en la configuración de la figura 2.2 a), pero utilizando un HB modulado de manera opuesta a la señal de datos. La finalidad nuevamente, es reducir el efecto de *patterning* en la señal a la salida o amplificada.

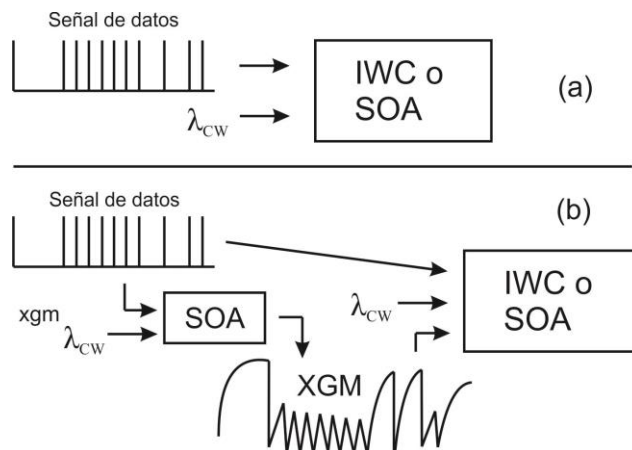


Figura 2.2 Diagrama esquemático para la conversión de longitud de onda utilizando un esquema Típico con un haz de contención continuo o un haz de contención con la señal modulada mediante un proceso de XGM. Las señales pueden ser inyectadas ya sea a un SOA o a una estructura interferométrica [19]

Si en lugar de un SOA se utiliza un arreglo interferométrico tipo Mach-Zehnder, se obtiene la configuración mostrada en la figura 2.3 b), conocida como interferómetro Mach-Zehnder diferencial [19]. El interferómetro Mach-Zehnder lleva a cabo un proceso de conversión de longitud de onda mediante XPM, que en este caso es asistido por el haz de contención invertido. La función de este último es, una vez más, reducir el nivel de fluctuaciones en la densidad de portadores de los SOAs, disminuyendo el nivel de *patterning*, en este caso de la fase de las señales de datos que se introducen. El resultado es entonces, una vez que se realizan los procesos de interferencia conducentes, una señal modulada en amplitud con menor nivel de *patterning*.

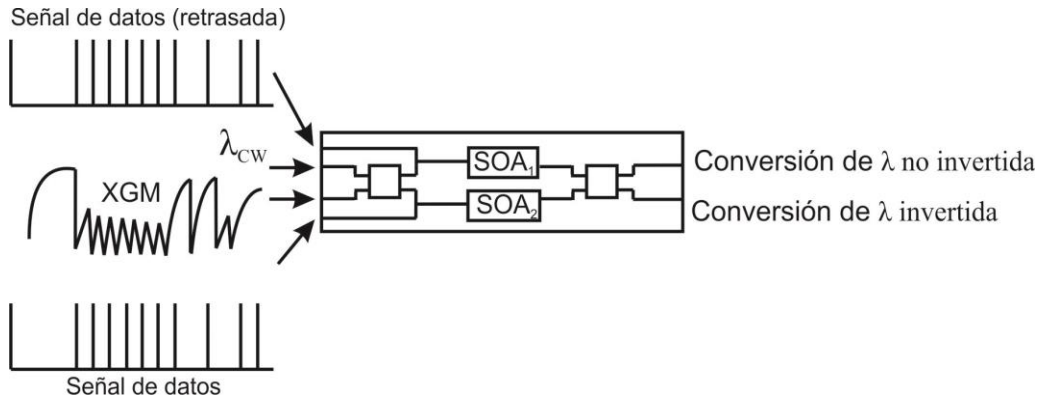


Figura 2.3 Diagrama esquemático para la conversión de longitud de onda en un MZI utilizando una haz de contención modulada. La señal modulada se inyecta simultáneamente a los dos SOAs del MZI. Los diagramas de ojo para la conversión invertida y no invertida se muestran al lado derecho [19]

La implementación de esta arquitectura es complicada debido a que utiliza 4 señales (datos, datos con retraso, CW y la señal modulada) para mitigar del efecto *patterning*, además de que requiere un tercer SOA para generar la señal modulada lo que traería como consecuencia un aumento en el costo del dispositivo.

2.1.1.1 SOA-MZI con Distribución Desigual

En esta arquitectura los brazos del interferómetro son iguales, pero la potencia óptica se distribuye de manera desigual sobre los brazos. La ventaja de este enfoque es que el interferómetro puede ser operado más cerca del balance, haciéndolo más estable. La figura 2.4 muestra la configuración de este dispositivo.

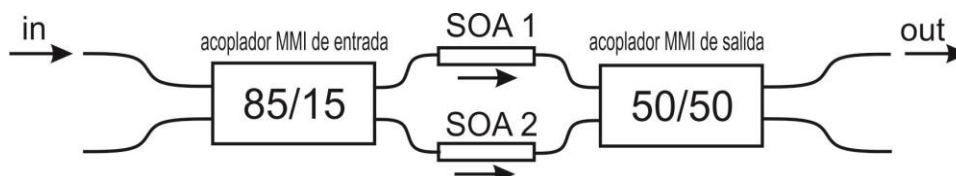


Figura 2.4 Compensador MZI del efecto *patterning* con distribución desigual de la señal óptica de entrada [2]

La distribución desigual de la señal de entrada se logra usando un acoplador de interferencia multimodo (MMI) 2x2 con una proporción 85/15. El acoplador utilizado a la salida es un MMI 2x2 50/50. En la configuración mostrada en la figura 2.4 la señal óptica que se inyecta al puerto de entrada es distribuida de manera desigual sobre los brazos del interferómetro. Además, una diferencia de fase de $\pi/2$ es inducida entre las dos señales debido al acoplador MMI de entrada. Idealmente el SOA 2 trabaja en un régimen no saturado y no induce algún corrimiento no lineal de fase. Similarmente, la parte inicial del pulso óptico inyectado en el SOA 1 es amplificada con ganancia no saturada. Así, la diferencia de fase total en la salida equivale a π en la parte inicial del pulso debido a que el acoplador MMI a la salida también induce una diferencia de fase adicional de $\pi/2$. Como resultado se obtiene interferencia destructiva en la señal de salida.

Después de amplificar la parte inicial del pulso, el SOA 1 entra en régimen de saturación por lo que la distorsión y un corrimiento de fase no lineal debido al cambio en el índice de refracción toma lugar. Si el corrimiento de fase no lineal es igual a π , las señales a la salida experimentan interferencia constructiva en el acoplador MMI.

El efecto neto es que la parte inicial del pulso distorsionado experimenta baja transmitancia (sin desplazamiento de fase no lineal y una interferencia destructiva incompleta debido a los niveles de potencia desiguales), mientras la parte final del pulso experimenta alta transmitancia (se presenta corrimiento de fase no lineal debido al agotamiento de portadores, produciendo interferencia constructiva). De este modo la distorsión del pulso es compensada [2].

La desventaja de esta arquitectura es que además de su complicada implementación, el corrimiento de fase de la señal en el SOA 1 no siempre es el mismo, ya que depende del cambio en el índice de refracción del amplificador. Por lo tanto, los pulsos experimentarán diferente transmitancia lo que daría lugar a distorsiones en la señal de salida, aunque dicha distorsión estaría limitada por los corrimientos de fase.

2.1.1.2 DISC (Delayed Interference Signal Converter)

Los switches completamente ópticos tienen la ventaja de que la característica de switcheo de un interferómetro es gobernada exclusivamente por la diferencia de fase entre los dos brazos. El primer switch explotando el desplazamiento de fase diferencial fue propuesto por Tajima y se basa en un interferómetro Mach-Zehnder (MZI) con un SOA en cada brazo. Excitando ambos SOAs con la misma señal RZ de control, con una ligeramente retrasada con respecto a la otra, la diferencia de fase entre los brazos del MZI efectivamente anula la lenta recuperación de la densidad de portadores. El resultado es una ventana de switcheo, con una duración limitada únicamente por el ancho de los pulsos de control y no por el tiempo de vida de los portadores.

Cuando la transmisión del switch es controlada por una señal de datos aleatorios, como la necesaria para la conversión de longitud de onda y regeneración, la dinámica de la densidad de portadores puede ser crítica, a menos que la densidad se recupere completamente entre cada bit. Así la densidad de portadores, y de ese modo la transmitancia, puede ser dependiente de la secuencia de datos que precede el bit a ser switcheado. Aunque los MZI-SOA pueden ser usados para implementar demultiplexores ópticos, conversión de longitud de onda, y como regeneradores 3R (*reamplification, reshaping, retiming*), un dispositivo simple de modo diferencial llamado convertidor de señal de interferencia retrasada (DISC) puede ser usado para la conversión de longitud de onda. La configuración del DISC consiste de un SOA, seguido de un MZI pasivo no simétrico, el cual determina el retraso diferencial.

El principio de operación del DISC se describe con ayuda de la figura 2.5. La señal de datos y la señal de prueba CW son inyectadas al SOA, donde la amplitud y fase de la señal de prueba se modulan de acuerdo al patrón de bits de la señal de datos. En el MZI no simétrico, las señales se dividen en dos, la señal que viaja en el brazo de arriba adquiere un retraso τ relativo a la señal del brazo de abajo. Consecuentemente la señal de prueba llega primero a la salida, en este caso la señal del brazo de abajo, conmuta la transmisión del MZI de bajo a alto. Cuando la señal de prueba del brazo con retraso (brazo superior) llega a la salida, la diferencia de fase es restablecida al nivel original y así se cancela la larga recuperación que tiene como efecto que

el *patterning* sea compensado, ya que la larga recuperación de la densidad de portadores se anula [20].

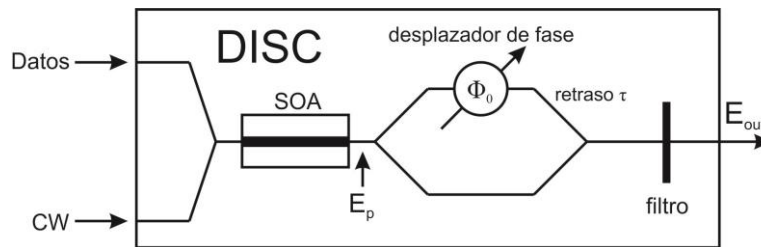


Figura 2.5 Diagrama esquemático del DISC, que consiste de un SOA, un MZI no simétrico y un filtro a la salida para suprimir la señal de datos [20]

A pesar de que el DISC disminuye el efecto *patterning* tiene mayor aplicación como switch que como amplificador, esto y las desventajas ya antes mencionadas de los interferómetros no hacen práctico la utilización de este dispositivo.

2.1.2 Distorsión en la forma de onda

El desempeño de un SOA se limita debido al efecto de *patterning* causado por la saturación de la ganancia, resultando en la distorsión en la forma del pulso y diafonía entre símbolos y canales. Diferentes métodos se han presentado para suprimir el *patterning*, incluyendo retroalimentación electrónica, compensación con un dispositivo absorbente, reducción en tiempo de vida inyectando un haz CW y limitando la ganancia en el dispositivo [18].

2.1.2.1 Modulador de Electroabsorción

Debido a sus características no lineales y su potencial para ser integrados en subsistemas compactos, los dispositivos de semiconductor atraen la atención para su uso en el procesamiento óptico de señales. Los SOAs y los Moduladores de Electroabsorción (EAMs) han sido ampliamente investigados en las últimas décadas. Los SOAs con características no lineales y ganancia neta y los EAMs con absorción neta pero respuesta ultrarrápida, pueden integrarse fácilmente a bajo costo. Debido a que el SOA y el EAM tienen características opuestas de modulación, se pueden combinar para mitigar la distorsión en la forma de onda cuando se conectan en cascada y así mejorar el desempeño de un sistema de transmisión.

La figura 2.6 muestra la conexión entre un SOA y un EAM. Los pulsos ultracortos de bombeo son emitidos de un láser MML (*Mode-Locked Laser*). Después de una amplificación por el EDFA, los pulsos se dividen en 2 haces. Un haz es atenuado y lanzado dentro del SOA junto con el haz de prueba CW. El haz de bombeo es bloqueado por el filtro óptico pasa-banda que está entre el SOA y el EAM. El otro haz de impulsos es atenuado y retrasado por unos picosegundos y lanzado a la cara trasera del EAM por medio de un circulador óptico. Como resultado se obtiene un esquema de contra-propagación en el EAM entre el haz de bombeo y el de prueba. El haz de salida del SOA y del EAM se detecta por medio de un analizador de espectro óptico (OSA) y un analizador de espectro de comunicación (CSA).

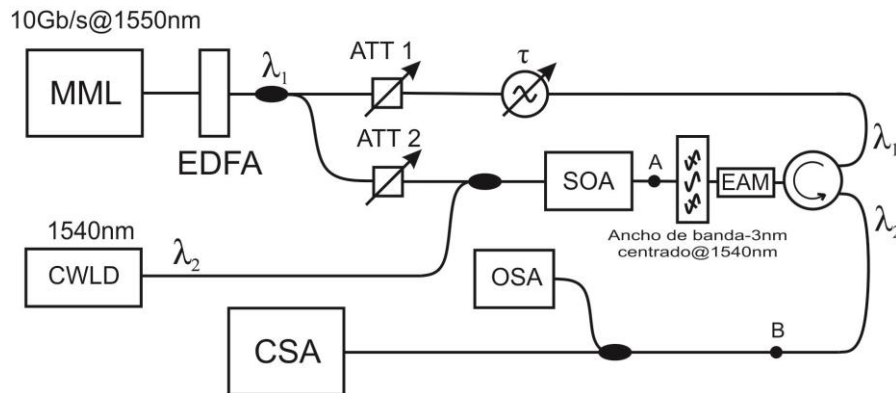


Figura 2.6 Configuración para la conversión de longitud de onda usando un SOA concatenado con un EAM [21], ATTi: atenuadores variables

La forma de onda invertida a la salida del EAM incluye una parte de recuperación ultrarrápida debido a los procesos SHB y CH, y una parte de recuperación lenta debido a la relajación de la densidad de portadores, con tiempos de respuesta de unos pocos picosegundos y algunos cientos de picosegundos, respectivamente.

El pulso incidente en la cara posterior del EAM se retrasa para coincidir con la parte de recuperación ultrarrápida de la forma de onda del haz de prueba incidente de la cara frontal del EAM. Al regular el tiempo de retraso, el pulso de bombeo incidente puede introducir una reducción en la absorción, debido al efecto de saturación en el EAM, que al igual que el SOA tiene un periodo lento de relajación pero de ganancia opuesta y aquí se compensa la parte de la recuperación lenta en la forma de onda de prueba. Este efecto se ilustra esquemáticamente en las figuras 2.7 (a, b y c), que muestran la ganancia del haz de prueba en el SOA, en el EAM y la superposición de los dos.

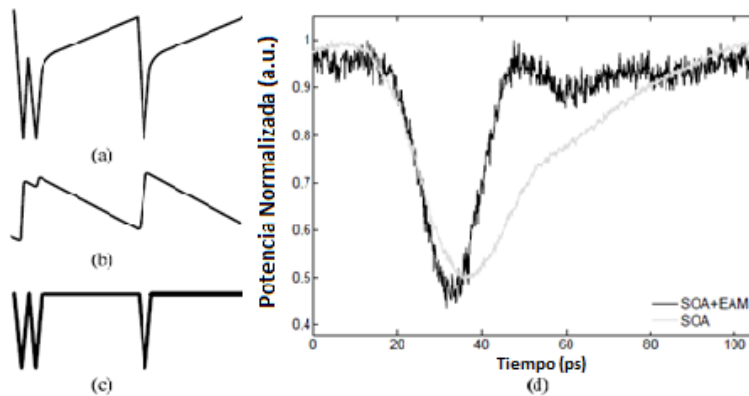


Figura 2.7 a) La ganancia del haz de prueba en el SOA, b) absorción en el EAM y c) superposición de la salida combinada, d) potencia de salida normalizada para un sólo SOA (línea gris) y para la configuración del SOA+EAM (línea negra) [21]

Comparando las potencias de salidas en la figura 2.7 d), es claro que el EAM compensa la lenta recuperación de la densidad de portadores en el SOA y potencialmente reduce el efecto *patterning* [21].

Una ventaja de esta arquitectura es que debido a que utiliza la contra propagación se evita la interacción no lineal entre señales. Cuando se utilizan esquemas en contra-propagación existe la posibilidad de montar las configuraciones sin la necesidad de un filtro a la salida para separar las señales de prueba y de datos. Sin embargo, la señal convertida presenta mayores niveles de ruido en el modo de contra-propagación que en el modo de co-propagación debido a la ausencia del filtro a la salida [22].

2.1.3 Filtrado de la señal

Cuando una secuencia de datos aleatoria se inyecta al SOA, las variaciones en el contenido binario a la salida amplificada no uniforme lleva a la degradación del desempeño. Una solución que ha sido propuesta para permitir amplificación directa de pulsos codificados consiste en el hecho de que la saturación de ganancia responsable de este problema también causa modulación de auto-fase (SPM) y consecuentemente ensanchamiento del espectro de los datos hacia mayores longitudes de onda (corrimiento al rojo). Esto significa que una buena técnica para reducir la distorsión del efecto *patterning* es la de suprimir los componentes espectrales no deseados por medio de filtrado óptico [23].

2.1.3.1 Turbo-Switch

El filtrado no lineal de la señal convertida en longitud de onda puede ser alcanzado con el uso del turbo-switch, el cual incrementa la respuesta de los SOAs. El turbo-switch es usado para disminuir el efecto *patterning* que resulta de los procesos de modulación por cruzamiento de ganancia (XGM). Esto se logra colocando un SOA en cascada a la estructura común para la conversión de longitud de onda, como se observa en la figura 2.8. Un filtro óptico se coloca entre los dos SOAs, su único propósito es bloquear la señal de datos mientras que permite pasar todo el espectro modulado del haz CW (Continuous Wave). El filtro pasa-banda junto con el segundo SOA operan como un filtro no lineal [13].

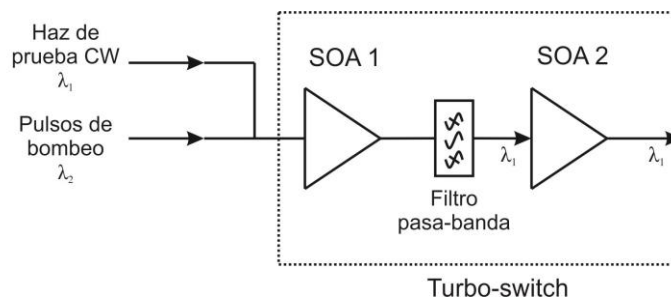


Figura 2.8 Esquema del Turbo-Switch. El filtro pasa-banda bloquea el haz de datos (pump) y permite pasar por completo el espectro CW modulado [24]

La acción del segundo SOA es algo compleja y se explica en términos de la dinámica propia de ganancia del segundo SOA, que actúa en oposición a la lenta recuperación de la modulación en amplitud y fase del haz CW del primer SOA. El tiempo de respuesta combinado de los SOAs disminuye considerablemente con este esquema, como lo muestra la figura 2.9 [24].

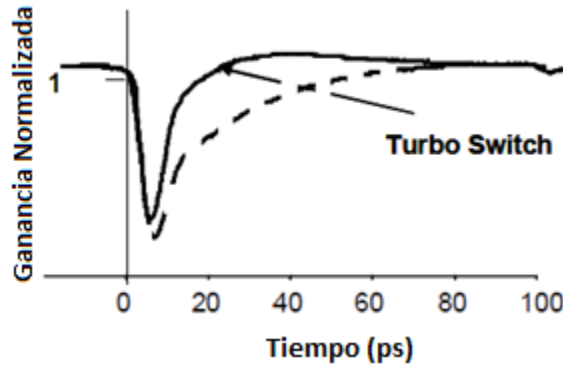


Figura 2.9 Respuesta del Turbo-Switch a un pulso de 3ps de ancho. La respuesta lenta (línea discontinua) aparece cuando se utiliza un solo SOA [24]

Aunque la recuperación de la ganancia en el segundo SOA del turbo-switch es similar a la recuperación del primer SOA, la recuperación ocurre en el sentido opuesto porque es producida por el haz CW ya modulado y filtrado. El efecto global es la cancelación de la respuesta lenta del primer SOA, tal y como se aprecia en la figura 2.20 (línea sólida).

Para un sistema WDM se necesitarían un gran número de filtros, por lo que el costo y complejidad de la arquitectura se incrementaría de manera considerable. De esta manera el tubo-switch tiene gran desempeño para un solo canal, pero no es práctico en un sistema WDM.

2.2 Arquitecturas para “N” canales

Debido al relativamente corto periodo de vida de los portadores, los amplificadores ópticos de semiconductor (SOAs) son comúnmente usados como dispositivos para el procesamiento completamente óptico de señales. Por la misma razón su uso como amplificadores ópticos en sistemas de Multicanalización por Longitud de Onda (WDM) se ha obstaculizado debido a severas penalizaciones derivadas de los efectos de patrón de bits (*patterning*) y de modulación por cruzamiento de ganancia (XGM). Sin embargo, los SOAs se caracterizan por un mayor y más flexible ancho de banda de amplificación que los EDFAs, además ofrecen capacidades de alta integración y bajo costo potencial en altos volúmenes de producción; así, sus aplicaciones prácticas pueden ser atractivas en redes metro y de acceso operando sobre tramos cortos y con un número limitado de canales WDM [25].

La técnica WDM ofrece un uso efectivo del ancho de banda de la fibra y permite un incremento constante en la demanda de altas tasas de bits [22].

Algunas de las arquitecturas que se mencionan a continuación fueron diseñadas para la amplificación de un canal, sin embargo, debido a sus características pueden aplicarse en un sistema WDM.

2.2.1 Interferómetros

Las arquitecturas que tienen arreglos interferométricos basan su operación en los fenómenos de interferencia, tal y como se mencionó en la sección 2.1.1

2.2.1.1 Modulador Mach-Zehnder

Este esquema utiliza una señal modulada en longitud de onda (WM) que se implementa a través de un modulador Mach-Zehnder $LiNbO_3$ (Niobato de Litio) de doble-entrada una-salida, además de 8 canales WDM como señales principales. Para la WM se utilizan 8 señales falsas cada una con longitudes de onda que son desplazadas, en nm, con respecto a las señales principales.

Las señales principales y las señales falsas se inyectan a cada uno de los brazos del modulador Mach-Zehnder, como se muestra en la figura 2.10. El modulador varía la fase de cada una de las señales de tal manera que a la salida de este, los dos tipos de señales estén exactamente fuera de fase (figura 2.11a y 2.11b). Si las longitudes de onda de las señales en los dos puertos de entrada son diferentes, entonces la señal de salida del modulador estará modulada en longitud de onda WM con intensidad constante (figura 2.11c). Con esta señal modulada, el efecto de XGM en el SOA puede ser removido [26].

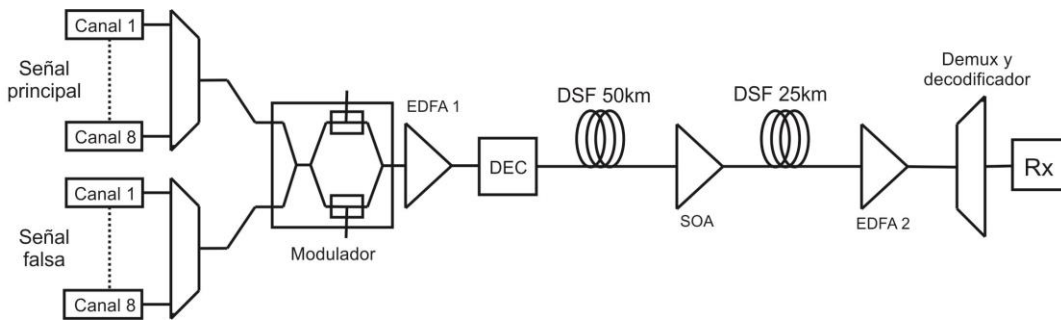


Figura 2.10 Diagrama esquemático para el sistema WDM [26], DEC: Decorrelador

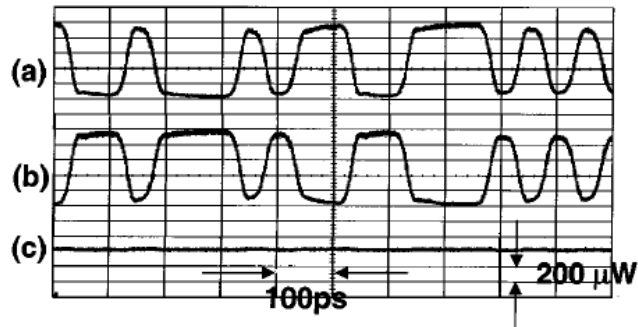


Figura 2.11 Patrón a la salida del modulador de doble entrada con el puerto de entrada a) de la señal principal, b) puerto de la señal falsa y c) ambos [26]

Para la modulación en longitud de onda (WM) se tienen 8 señales falsas, cada una de ellas teniendo longitudes de onda que están desplazadas 0.3nm con respecto a la señal principal [26].

Una desventaja en la implementación de la arquitectura es que se necesitan generar las señales falsas además de las señales de datos. Otra desventaja es la sincronización que deben tener las señales al entrar al modulador MZ y si se utiliza el modulador incrementará el costo del dispositivo. Por estas razones la arquitectura con modulador Mach-Zehnder queda descartada.

2.2.2 Distorsión en la forma de onda

2.2.2.1 Modulación RZ-DPSK

En el formato de modulación convencional on-off keying (OOK) como el NRZ o RZ, el efecto de la modulación por cruzamiento de ganancia en el SOA introduce diafonía entre los canales WDM limitando el desempeño del sistema de transmisión.

El interés en el formato de modulación *soliton RZ differential phase-shift keying* (DPSK) ha tenido un auge debido a que la potencia de la señal es constante en este formato. Por lo tanto, si este formato se aplica a los enlaces de transmisión WDM con SOAs, el efecto de XGM se reduce.

La figura 2.12 muestra la configuración esquemática para un sistema WDM 10x80 Gbps. Diez fuentes láser son moduladas con diferentes formatos por cada modulador de fase $LiNbO_3$. El análisis de los diferentes formatos de transmisión se muestra en la figura 2.13, la cual indica que el formato rectangular NRZ muestra mejor desempeño. Si se utiliza el formato *soliton RZ*, la gráfica muestra que se obtiene el factor Q más alto [27].

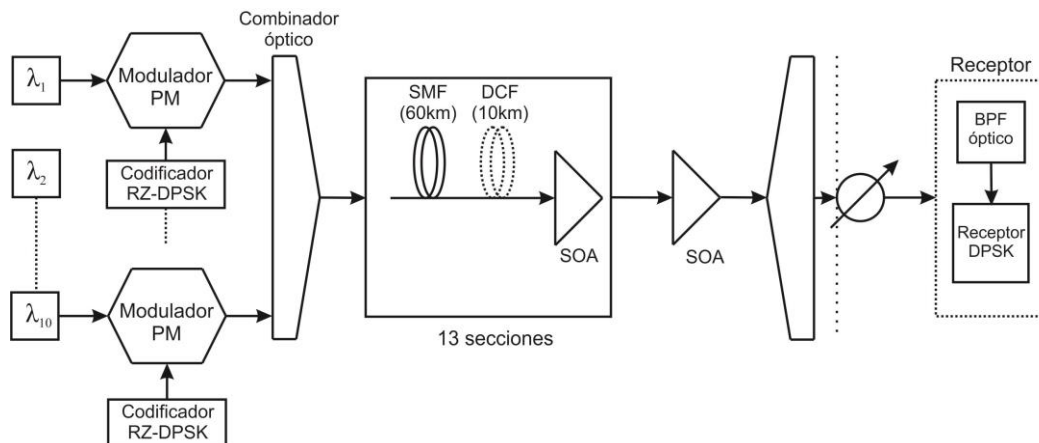


Figura 2.12 Sistema de transmisión WDM 10x80 Gbps [27], PM: Modulación de fase

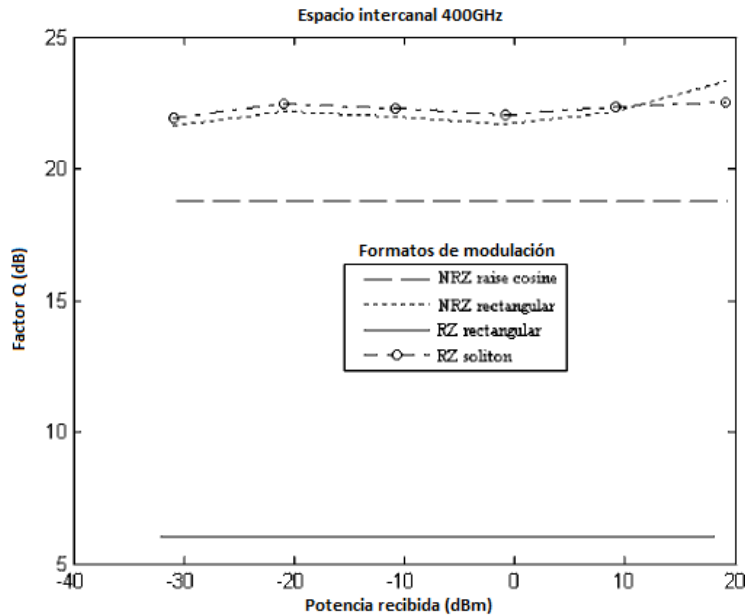


Figura 2.13 El factor Q varía con la potencia de la señal recibida para diferentes formatos de modulación [27]

La ventaja de la modulación RZ-DPSK es que debido a que la potencia de la señal es constante todo el tiempo, la potencia que se inyecta al SOA es de igual manera constante, evitando así las fluctuaciones en la onda de salida. Sin embargo, la desventaja es que para cada canal de un sistema WDM se necesita un codificador RZ-DPSK lo que desmerece en cuanto al costo y el consumo de corriente eléctrica.

2.2.2.1 Canal de reserva

La ventaja por lo que los EDFAs son ampliamente usados es que presentan una dinámica de ganancia muy lenta. Un EDFA sólo reacciona a la potencia promedio de entrada y proporciona ganancia constante a todas las señales de los canales. La dinámica de ganancia de un SOA es mucho más rápida que la de un EDFA. Cuando la ganancia de un SOA opera bajo saturación causa distorsión y XGM, para reducir estos efectos, los SOAs pueden ser operados en la región de señal pequeña (small-signal). No obstante, para aplicaciones prácticas, los amplificadores ópticos necesitan operar en la región de saturación para alcanzar altas potencias de salida y una alta eficiencia. Además es importante buscar esquemas de control de ganancia económicos que tengan el menor impacto en la figura de ruido y en la potencia de salida.

Con el esquema de la figura 2.14 se han alcanzado transmisiones de 32x2.5 Gbps canales DWDM (Dense WDM), sobre 125 km. Para lograr la transmisión se colocan tres SOAs en cascada operando en saturación y sin control de ganancia local. En el esquema un canal externo llamado *reservoir channel* es usado para proporcionar un medio eficaz para suprimir aún más las fluctuaciones de potencia en el SOA. Con el uso del *reservoir channel* se logra alcanzar una alta calidad en redes ópticas.

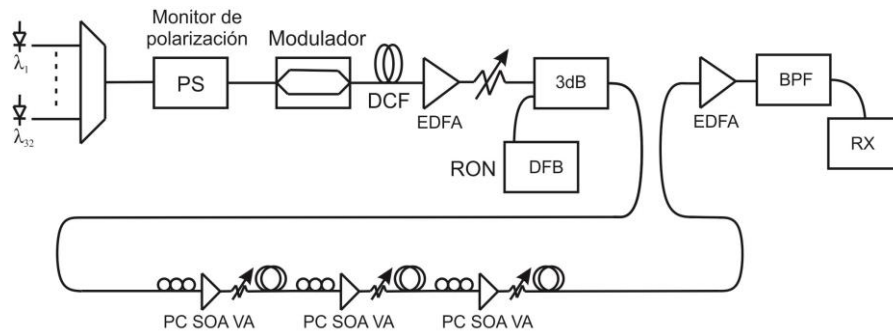


Figura 2.14 Diagrama esquemático para una transmisión DWDM 32x2.5 Gbps [28], DCF: Fibra Compensadora de Dispersión

Cuando la potencia total de entrada es baja, el *reservoir channel* aporta más potencia que cuando la potencia de entrada está en un nivel medio, así se reduce el incremento de potencia en las señales de canales que tienen el bit “1”. Por otro lado, cuando la potencia de entrada total es alta, el *reservoir channel* aporta menos potencia y disminuye la reducción de potencia para los bits “1”. Por tanto el esquema suprime las fluctuaciones de ganancia en los SOAs [28].

Lo complejo del *reservoir channel* es que se necesita de un dispositivo externo que controle la potencia que va a aportar, lo que conlleva a un diseño de un dispositivo electrónico y por lo tanto un mayor consumo de corriente, eliminando así una de la ventaja de los SOAs, la cual es que por ser dispositivos de semiconductor operan con bajas corrientes.

2.2.2.1 Birrefringencia Interna

Cuando un pulso rectangular intenso se inyecta al SOA, la parte principal del pulso se amplifica con ganancia en régimen de señal pequeña, la cual es más grande que la ganancia obtenida en la última parte del pulso.

La birrefringencia interna inherente de un SOA puede ser usada para equalizar las ganancias de los códigos ‘1’ y de los códigos ‘0’ de la señal de entrada. También se utiliza un filtro para reformar la señal de salida. De este modo la distorsión de la forma de onda de la señal puede suprimirse exitosamente. La configuración de esta arquitectura se muestra en la figura 2.15.

Los componentes TE y TM de la señal de entrada dentro del SOA experimentan diferentes ganancias debido a la asimetría TE/TM. Esta birrefringencia interna inherente se correlaciona con la potencia del haz a través del SOA. Así, cuando la luz linealmente polarizada viaja a través del SOA su estado de polarización (SOP) rotará hacia el eje principal de la estructura del SOA, ya que presenta una mayor ganancia. El SOP de los códigos de baja potencia, que experimentan ganancia no saturada, rotará hacia un ángulo más pequeño que los códigos de alta potencia. El SOP de salida es ajustado a un ángulo apropiado para que la ganancia no saturada y saturada sean equalizadas, de esta manera la distorsión de las señales de salida se reduce [29].

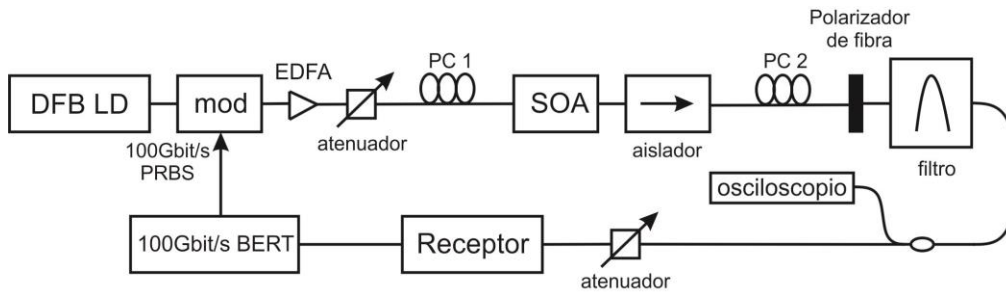


Figura 2.15 Diagrama esquemático para suprimir la distorsión en la forma de onda [29], PC: Controlador de polarización

La desventaja de este dispositivo es que se necesita tener un ajuste apropiado en el estado de polarización de las señales (SOP), ya que si este ajuste no es adecuado los códigos rotarán con diferentes ángulos llevando a una mayor distorsión de la señal de salida.

2.2.2.1 Gestión de Dispersión

Si se analiza un canal en particular en un sistema WDM, referido como “canal muestra”, siempre hay una probabilidad que un bit “1” en el canal muestra coincida con un gran número de bits “1” de los canales restantes. Este bit experimenta poca ganancia, emergiendo con baja potencia. Similarmente, siempre hay la probabilidad de que un bit “0” en el canal muestra coincida con un gran número de bits “0” de los otros canales. Este bit, al contrario, experimentará una ganancia más alta.

Conforme el número de SOAs se incrementa, como en el caso de largas transmisiones de enlaces WDM que emplean SOAs en cascada como amplificadores en línea, los efectos de XGM se acumulan. Esto viene del hecho de que con el esquema de gestión de dispersión normal, la dispersión cromática y su pendiente se compensan en cada etapa, típicamente con el uso de la DCF (*Dispersion-Compensating Fiber*). Cada bit en el canal muestra encuentra el mismo patrón de bits en el SOA en cada etapa. Por ejemplo, si un bit encuentra poca ganancia en la primera etapa de amplificación, continua experimentando poca ganancia a través de la transmisión completa.

Una de las razones principales del pobre desempeño de un enlace que emplea SOAs en línea es la repetición en los patrones de bits. Para prevenir que esto suceda, en el esquema de gestión de dispersión los SOAs se colocan donde la dispersión sea parcialmente compensada a diferentes grados. La dispersión residual rompe la repetición de los patrones de bits haciendo que las señales en los diferentes canales sean relativamente desplazadas. Por consiguiente, la probabilidad de que un bit dado continúe encontrando ganancia muy alta o muy baja en cada etapa disminuye de manera considerable.

El enlace de la figura 2.16 a) utiliza el esquema de gestión de dispersión normal, esto es, los SOAs se colocan precisamente donde la dispersión se compensa por completo. El enlace de la figura 2.16 b) también tiene 6 etapas con SOAs. Aquí solamente el último de los SOAs se coloca en el punto donde la dispersión se compensa por completo. Los otros 5 SOAs se colocan en lugares donde la dispersión es compensada, respectivamente, 5/6, 2/3, 1/2, 1/3 y 1/6 por la DCF [30].

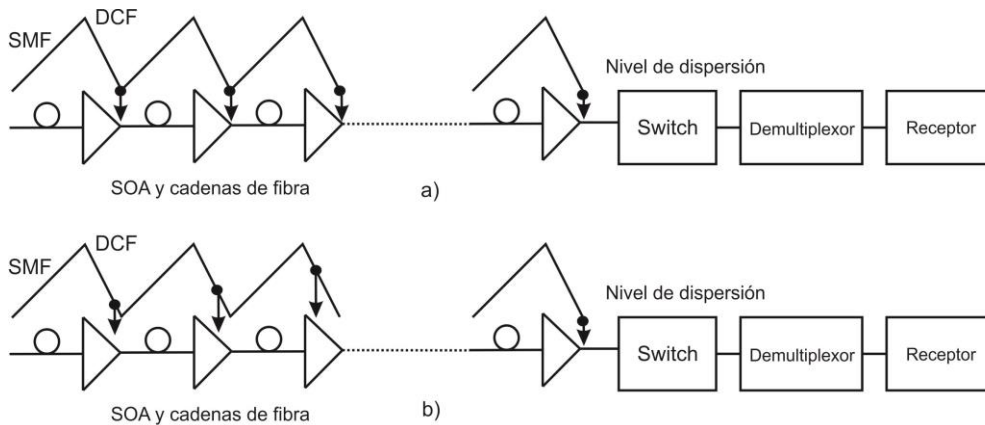


Figura 2.16 Diagrama de bloques de un enlace WDM que utiliza SOAs como amplificadores en línea. a) Esquema convencional de gestión de dispersión, b) Esquema novedoso de gestión de dispersión [30], SMF: Fibra monomodo, DCF: Fibra Compensadora de Dispersión

Una ventaja de esta configuración es la aparentemente fácil implementación, sin embargo las DCF presentan altas pérdidas de inserción además de que tienen un límite en la potencia de entrada, ya que son más susceptibles a las no linealidades.

2.2.2.1 Haz de Contención en contra-propagación

El IPDR (*Input Power Dynamic Range*) es el intervalo de potencias de entrada en el cual el SOA está libre de errores, este intervalo puede ser incrementado no sólo en intervalos de alta potencia debido a la reducción de diafonía no lineal, sino que también puede ser incrementado en el intervalo de potencias bajas debido a la disminución del ruido provocado por la emisión estimulada espontánea, por sus siglas en inglés ASE (*Amplified Spontaneous Emission*). La técnica se aplica a la amplificación de canales WDM usando un haz continuo (CW) de contención (*holding beam*). El haz de contención es útil para la amplificación de un largo número de canales gracias a la supresión del efecto de interacción entre canales WDM.

En el caso de múltiples canales, las entradas sufren aún más degradaciones en la señal debido al efecto *patterning* cuando la diafonía no lineal causada por XGM y *four-wave mixing* (FWM) se hacen presentes, especialmente cuando el número de canales o dispositivos aumenta. Por lo tanto, la reducción de los efectos no lineales y una mejora en el IPDR para los sistemas basados en SOAs son objetivos favorables para hacer del SOA un dispositivo factible para la amplificación y el procesamiento óptico en sistemas y redes WDM.

Para mejorar el IPDR de sistemas con SOAs, se debe acelerar el proceso de recuperación de los portadores y así mantener la ganancia estable, incluso con grandes fluctuaciones de potencia de las señales de entrada.

La técnica de usar un haz de contención (HB), también llamado luz auxiliar externa, ha tenido gran interés como un enfoque versátil en las características de saturación para la reducción del efecto *patterning* acortando el tiempo de recuperación del SOA. La ganancia es fácilmente sintonizable cambiando la potencia del HB o simplemente controlando la corriente del amplificador. El HB puede ser una onda continua (CW) o los datos invertidos de la señal de

entrada. En el caso de CW, el HB trabaja relativamente como luz de bombeo en el proceso de emisión estimulada en el SOA. Esto ayuda al amplificador a alcanzar un nivel estable en la ganancia, reduciendo el tiempo de recuperación. En el caso de los datos invertidos, el HB hace que se produzca una ecualización temporal en la potencia de entrada al SOA. Si el nivel de potencia del HB es exactamente el mismo que el de la señal de entrada, el efecto de *patterning* no afectará más la señal de salida ya que la potencia total inyectada al SOA es constante todo el tiempo.

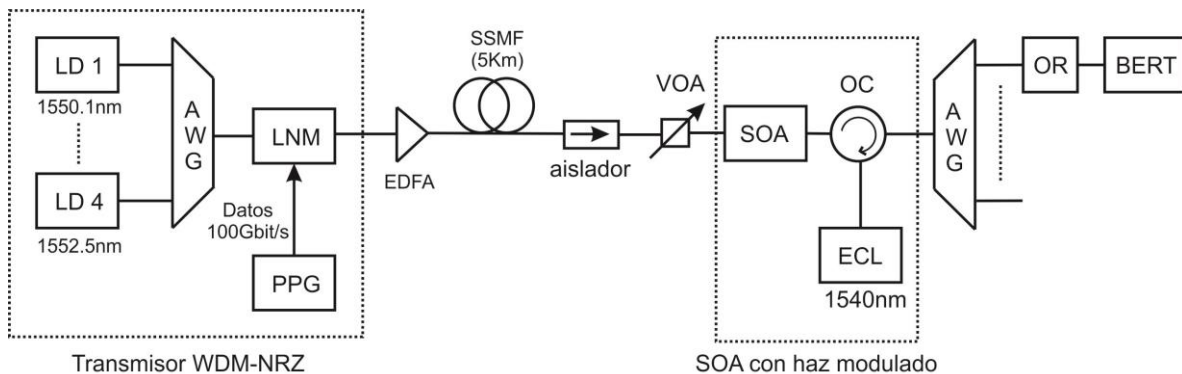


Figura 2.17 Esquema de configuración para la amplificación WDM en un SOA utilizando un CW en contra-propagación como HB [31], LD: Diodo Láser, AWG: Rejilla de guía de onda dispuestas, LNM: Modulador $LiNbO_3$, PPG: Generador de Patrones de Pulso, SSMF: Fibra Monomodo Estándar, VOA: Atenuador Óptico Variable, OC: Circulador Óptico, ECL: Laser de Cavidad Externa, OR: Receptor Óptico, BERT: Probador de Tasa de Bit Erróneo

El esquema de la figura 2.17 utiliza una onda continua (CW) como HB. El uso de la contra-propagación en lugar de la co-propagación, evita interacciones no lineales entre las señales y el haz de contención. La longitud de onda del HB se selecciona cercana a la de la ganancia pico del SOA con el objetivo de causar un mayor efecto en las señales de datos. El modulador (LNM) utiliza el formato NRZ, para observar claramente el efecto del HB, la razón de ello es que las señales NRZ crean más diafonía inter-canal, mientras las señales RZ son más tolerantes a no linealidades ópticas en sistemas de transmisión WDM [31].

La ventaja del haz de contención es que se propaga en contra propagación, aunque la desventaja es el uso de dispositivos ópticos adicionales como el modulador $LiNbO_3$ y el circulador óptico (OC).

2.2.2.1 Convertidor de Longitud de Onda Multi-Etapa

El principio de operación consiste en inyectar el haz de bombeo (datos) simultáneamente en todos los amplificadores, mientras el haz de prueba CW cruza en serie a los amplificadores, de esta manera la razón de extinción de la señal convertida es multiplicada. Después del primer SOA la potencia del haz de prueba se ajusta por medio del atenuador variable A2. Los atenuadores A_i se ajustan para tener la misma potencia inyectada a todos los SOAs. Como es de esperarse, el tiempo de recuperación de la ganancia del SOA es acotado cuando se incrementa la potencia del haz de prueba CW. Esto se debe al hecho de que el tiempo efectivo de vida depende también de la emisión estimulada inducida por la potencia del haz de prueba CW.

El tiempo de recuperación puede ser acortado significativamente con la configuración multi-etapa. Por ejemplo, el tiempo de recuperación podría llegar a pocos pico segundos cuando se utilizan tres SOAs para inyectar una potencia alta con el haz de prueba, como se ilustra en la figura 2.18. Este esquema es adecuado para procesamiento de señales completamente óptico a alta velocidad [32].

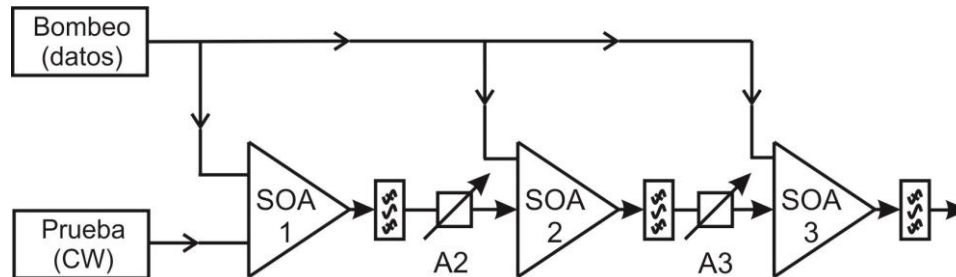


Figura 2.18 Convertidor de longitud de onda multi-etapa [32]

Este esquema reduce el efecto *patterning* debido a que el tiempo de recuperación de la ganancia se acorta, sin embargo entre más etapas o número de SOAs tenga la estructura, el nivel de amplificación será cada vez menor. Por esta razón, dicha estructura es más conveniente para el procesamiento completamente óptico de señales y no con fines de amplificación.

2.2.2.1 Convertidor de Longitud de Onda de Doble Estado

Esta estructura está compuesta de dos amplificadores ópticos de semiconductor, utiliza un haz de contención (HB) modulado por cruzamiento de ganancia para reducir el efecto *patterning* que es comúnmente observado en amplificadores de sólo un dispositivo.

El principio de operación se basa en el proceso de XGM entre la señal de datos y el HB modulado. La configuración se muestra en la figura 2.19 con sus respectivas pérdidas de inserción.

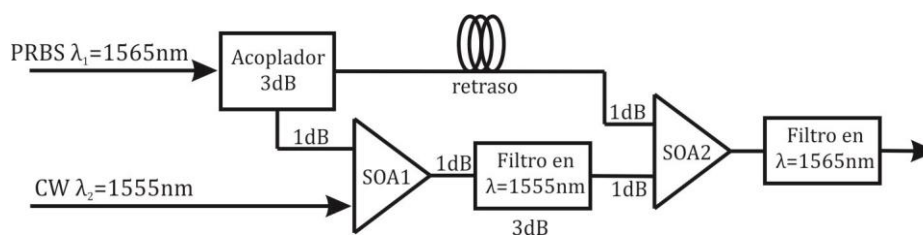


Figura 2.19 Esquema de doble estado [33]

El enfoque de la estructura mostrada en la figura 2.19 se basa en el proceso XGM que se da en el SOA1, entre la señal de datos y una señal CW centradas en diferentes longitudes de onda, dando como resultado el HB modulado. Después de la modulación y de un filtrado apropiado, el haz de contención modulado se convierte en una réplica invertida y distorsionada de la señal de datos. Este haz se inyecta al SOA2 junto con la señal de datos original que se deriva del acoplador 50:50. La línea de retraso compensa el trayecto más largo que recorre el haz modulado HB. En el SOA2 un nuevo proceso de XGM ocurre, esta vez entre la señal original y la señal invertida. Finalmente un segundo filtro centrado en la longitud de onda de la señal de

datos aísla la señal que lleva la información no invertida. El objetivo de la señal HB modulada es ecualizar el nivel de potencia promedio que se inyecta al segundo SOA y así reducir el efecto de *patterning* [33].

La ventaja de esta arquitectura es la fácil implementación ya que no se necesita de una alta sincronización entre dispositivos, solo se debe tomar en cuenta la línea de retraso, la cual debe proporcionar el retraso necesario de la señal para que coincida junto con la HB modulada en el SOA2 y así inyectar un nivel de potencia constante. Esta arquitectura fue diseñada para amplificar un solo canal, sin embargo, se prevé que puede utilizarse en un sistema WDM, multiplexando los canales de entrada e inyectarlos como señal de datos. Una desventaja de este dispositivo es que utiliza 2 SOAs lo que lleva a un mayor consumo de energía.

2.2.3 Filtrado de la señal

La solución que proponen estas arquitecturas es la supresión de componentes espectrales, tal y como se mencionó en la sección 2.1.3

2.2.3.1 Tunable OBPF (Optical Band-Pass Filter)

En esta arquitectura, un OBPF sintonizable se coloca a la salida del SOA para seleccionar la porción de la señal de salida que contiene *chirp*, como lo muestra la figura 2.20

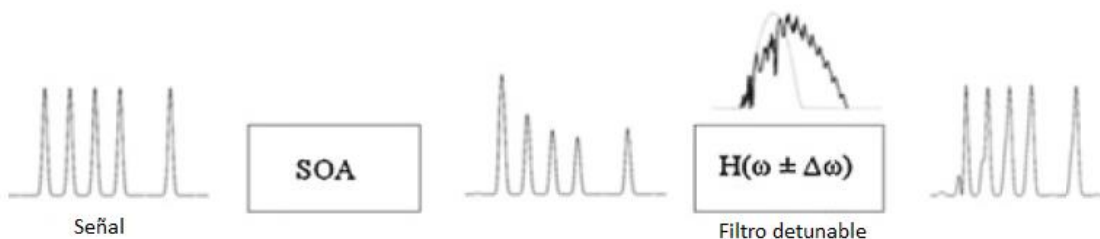


Figura 2.20 Diagrama de configuración para la mitigación del efecto *patterning* utilizando un OBPF [34]

Como se puede observar en la figura 2.20 un tren de pulsos entra al SOA y no sólo es amplificado, sino que también experimenta una variación en la potencia pico debido a la saturación de ganancia. Además de esto se tiene ensanchamiento en el espectro de la señal amplificada debido a self-phase modulation (SPM), el cual es corrido al rojo (mayor longitud de onda) debido al *chirp* negativo, esto se puede observar en la figura 2.21 b).

El filtro pasa-banda se coloca a la salida del SOA, así cuando la frecuencia central del filtro se corre al azul con respecto a la frecuencia óptica de la señal, la desintonización se considera negativa y cuando es corrida al rojo se considera desintonización positiva. El corrido al azul del OBPF con respecto a la longitud de onda de la señal restaura el centro del espectro de la señal de entrada tal como se puede observar en la figura 2.21 a).

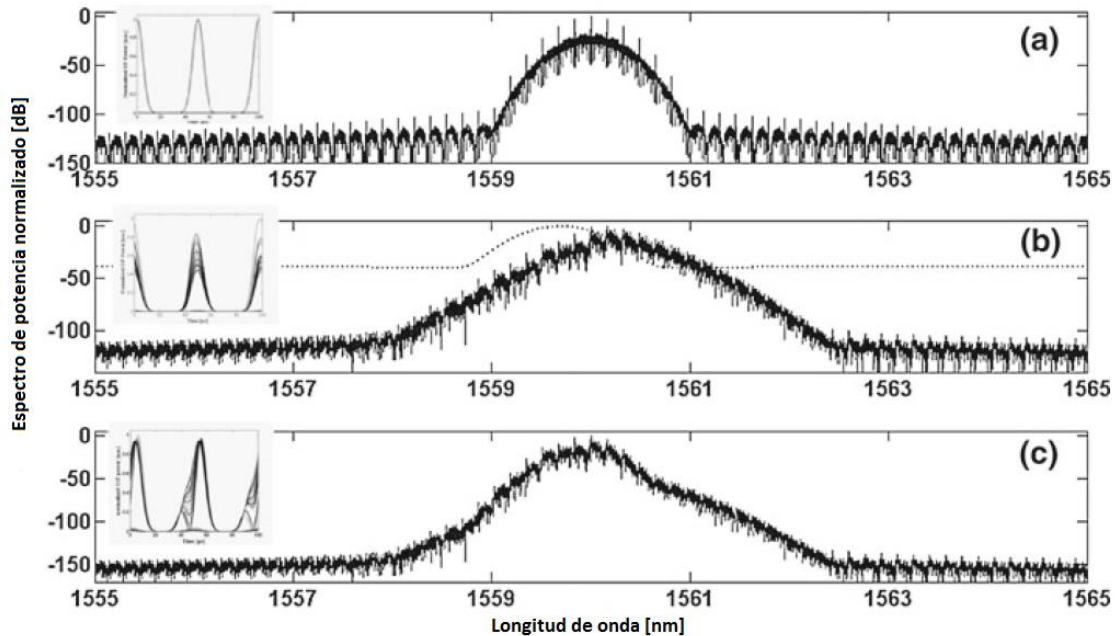


Figura 2.21 a) Espectro de potencia normalizado de la señal de entrada, b) espectro de potencia normalizado de la señal de salida del SOA. La línea punteada muestra la función de transferencia Gaussiana del filtro corrida al azul y c) el espectro de la señal filtrada que muestra la efectividad del filtro colocando de nuevo el pico del espectro a 1560nm. El recuadro muestra el diagrama de ojo que tiene mejor apertura en la señal filtrada [34].

La equalización del pico del pulso es efectiva cuando el pico del espectro se regresa a su posición original usando un filtro corrido al azul. Esto se debe a que el filtro nulifica el corrido al rojo del espectro debido a SPM. Si el corrimiento del filtro al azul es exagerado, la porción del espectro que selecciona no regresa a su posición original [34].

Esta arquitectura no sería rentable en un sistema WDM ya que se necesitaría un filtro con una función de transferencia específica para cada canal del sistema, además de que al utilizarse varios filtros la atenuación sería demasiada. Sin embargo, es una alternativa interesante.

2.2.3.1 Filtro Lyot

El mecanismo de operación se basa en el control de la función de transferencia en forma de peine del filtro Lyot mediante el ajuste adecuado de la separación en longitud de onda y la desintonización para suprimir las componentes espectrales ampliadas debido a la saturación de ganancia del SOA.

La solución que propone este esquema (ver figura 2.22) para resolver la degradación de los pulsos se basa en el hecho de que la saturación de ganancia induce automodulación de fase (SPM), resultando en ensanchamiento en el espectro del pulso. Si los componentes en frecuencia desplazados se suprimen, entonces la distorsión dependiente del patrón de bits en los datos amplificados se cancela.

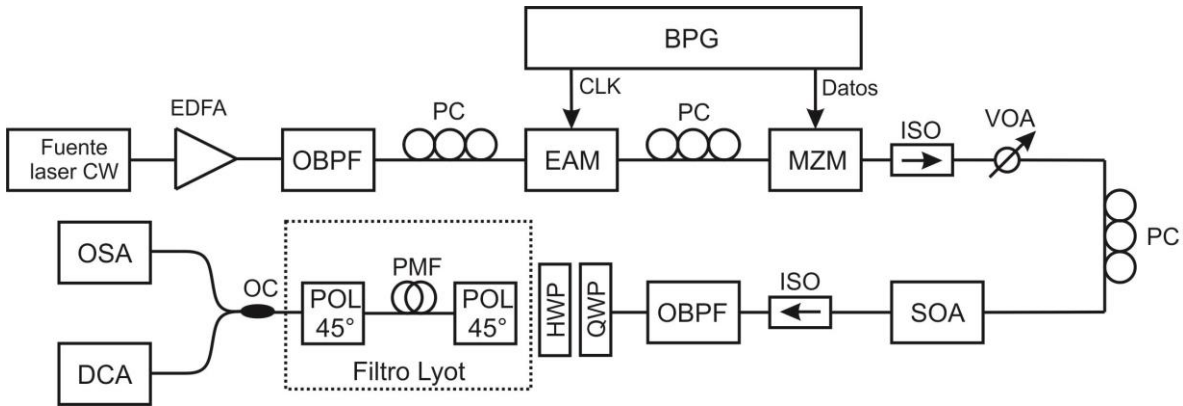


Figura 2.22 Configuración para la reducción del efecto *patterning* [35], OBPF: Filtro Óptico Pasa-Banda, PC: Controlador de Polarización, EAM: Modulador de Electroabsorción, CLK: Reloj, BPG: Generador de Patrón de Bits, MZM: Modulador Mach-Zehnder, ISO: Aislador, VOA: Atenuador Óptico Variable, QWP: Placa de Cuarto de Onda, HWP: Placa de Media Onda, POL: Polarizador, PMF: Fibra Mantenedora de Polarización, OSA: Analizador de Espectros Ópticos, DCA: Analizador de Comunicaciones Digitales.

La salida del SOA se conecta al filtro Lyot que consta de una sección de fibra que mantiene la polarización (*Polarisation Maintaining Fibre*) entre dos polarizadores (POL) alineados 45° con respecto a los ejes birrefringentes. Antes del primer polarizador se insertan placas de un cuarto y media onda (QWP, HWP) para asegurar una alineación favorable en el estado de polarización de la luz modulada.

Los componentes espectrales de los pulsos amplificados que han sido corridos a mayores longitudes de onda debido a SPM, son alineados con las muescas afiladas de la respuesta del filtro Lyot, siendo así atenuados en analogía directa con el grado de corrimiento. De esta manera el filtro Lyot suprime los componentes corridos al rojo, como lo muestra la figura 2.23 d), y consecuentemente la distorsión en la señal amplificada se elimina mientras que el intervalo dinámico de entrada del SOA crece [35]. El principio de funcionamiento de este esquema es muy similar al del OBPF ya que ambos se enfocan en los componentes que son corridos debido al efecto de SPM.

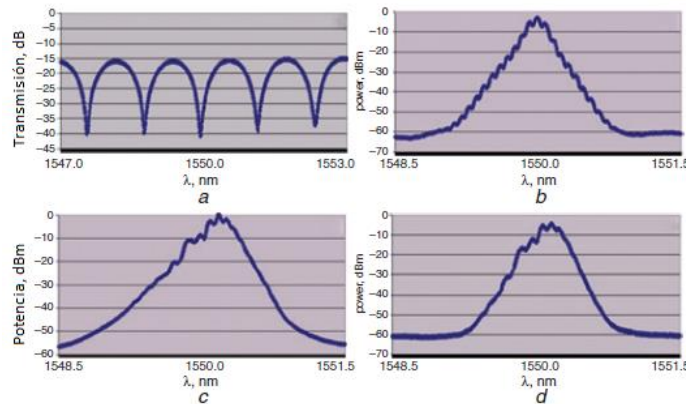


Figura 2.23 Espectros ópticos. a) Respuesta del filtro Lyot, b) Entrada del SOA, c) Salida del SOA y d) Después del filtro [35].

El filtro Lyot tiene la ventaja de que es muy estable en cuanto a su operación, así como una sintonización flexible. Sin embargo el uso de la fibra especial (PMF), los polarizadores y las placas de un cuarto y media onda hacen que esta arquitectura tenga una implementación compleja.

Esta arquitectura es similar a la descrita en la arquitectura del OBPF ya que ambas se concentran en los componentes espectrales que han sido corridos en longitud de onda debido a SPM y por lo mismo para trasladarla a un sistema WDM se necesitaría una función de transferencia específica para cada canal del sistema lo cual se traduciría en una alta atenuación.

2.2.3.1 Lazo de Fibra Birrefringente

Esta arquitectura reduce el efecto *patterning* por medio de un lazo de fibra birrefringente (BFL) que elimina los componentes espectrales no deseados. La configuración del BFL se muestra en la figura 2.24.

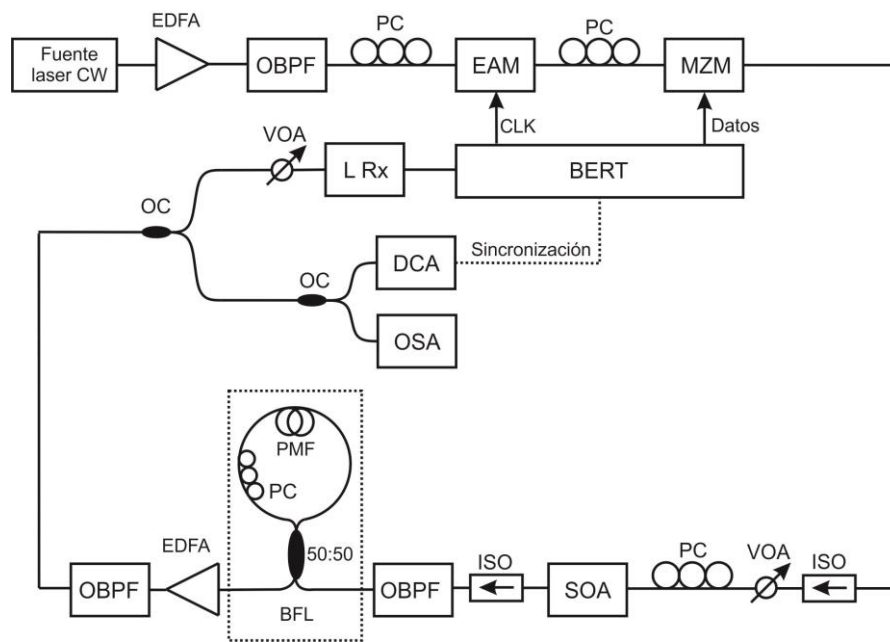


Figura 2.24 Configuración del BFL [23], OBPF: Filtro Óptico Pasa-Banda, PC: Controlador de Polarización, EAM: Modulador de Electroabsorción, MZM: Modulador Mach-Zehnder, CLK: Reloj, BERT: Probador de Tasa de Bit Erróneo, L Rx: Receptor de Ondas de Luz, VOA: Atenuador Óptico Variable, DCA: Analizador de Comunicaciones Digitales, OSA: Analizador de Espectros Ópticos, OC: PMF: Fibra Mantenedora de Polarización, ISO: Aislador

La salida del SOA alimenta al BFL que está compuesto de un acoplador 50/50, un controlador de polarización (PC), y un segmento de fibra para mantener la polarización (PMF). El haz de salida del SOA se divide en dos haces que se propagan en sentido contrario y ajustando el PC para generar una rotación de 90° a la luz proveniente de ambos sentidos en sus estados de polarización ortogonal, en los cuales son descompuestos, son alineados y viajan a lo largo de diferentes ejes de la PMF. Los componentes debido al retardo de propagación adquieren una diferencia de fase directamente proporcional a la birrefringencia y por lo tanto son dependientes de la longitud de onda. Así, cuando se recombinan en el acoplador se genera

interferencia constructiva o destructiva, resultando en la función de transferencia de la figura 2.25, convirtiendo al BFL en un elemento de eliminación espectral para cancelar la distorsión en la onda de salida del SOA. Con el uso del BFL el impacto del efecto *patterning* puede ser mitigado y la calidad de la señal restaurada [23].

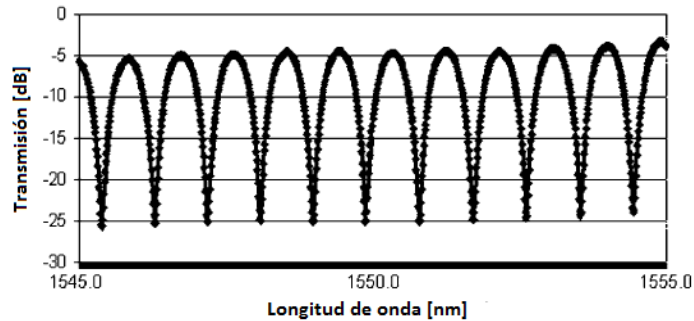


Figura 2.25 Respuesta espectral del BFL [23]

Una ventaja de esta arquitectura es la respuesta periódica del BFL, la cual permite sintonizar de manera rápida, precisa y flexible diferentes longitudes de onda como por ejemplo un sistema DWDM [23], aunque la desventaja es que necesita de dispositivos ópticos adicionales para controlar la polarización de la luz, además de usar el tipo de fibra especial PMF.

2.2.3.1 Rejilla de Bragg

Este esquema propone la supresión de la dependencia del patrón de bits convirtiendo la modulación de fase de los datos en modulación en amplitud utilizando un filtro de fibra con rejilla. El filtro convierte la modulación de fase en los extremos del pulso en una modulación en amplitud.

La configuración del dispositivo se muestra en la figura 2.26, esta configuración es similar al esquema convencional para la conversión de longitud de onda utilizando XGM, excepto por la rejilla de Bragg que se coloca en el trayecto de la señal convertida después del SOA. El principio de operación es el siguiente: Los datos con formato NRZ y la señal de prueba CW coinciden en el amplificador. Los datos de entrada modulan la ganancia del amplificador, grabando la versión invertida de los datos en la señal de prueba CW. Un concepto importante en la operación del SOA es que el índice de refracción tiene un cambio asociado con el cambio de la ganancia, la fase de la señal de salida es modulada en una proporción aproximada a la de la ganancia.

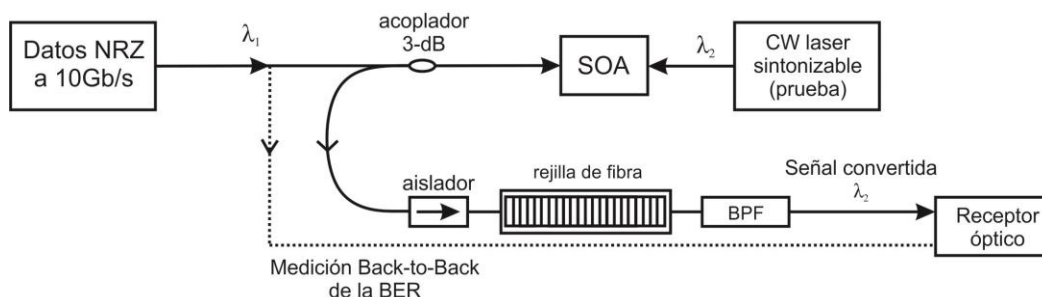


Figura 2.26 Esquema para la conversión de longitud de onda con SOA y fibra con rejilla [36], BPF: Filtro Pasa-Banda

La señal de prueba CW se genera con un láser de semiconductor sintonizable, el cual se inyecta al SOA en contra-propagación con respecto al haz de bombeo (datos). Después del SOA, la señal CW pasa a través del aislador y la fibra con rejilla de Bragg. La técnica para la supresión de la dependencia del patrón de bits depende de hacer coincidir cercanamente la rejilla de la fibra con la longitud de onda de los datos convertidos [36].

Una ventaja de esta arquitectura es que utiliza la contra propagación. La desventaja es que el proceso para la fabricación de la rejilla dentro de la fibra es muy costoso anulando así una de las características de los SOAs, que son relativamente económicos.

2.3 Resumen del análisis bibliográfico

La figura 2.27 muestra en resumen la clasificación que se realizó durante este capítulo, basándose en las arquitecturas que pueden ser usadas para 1 canal y para “N” número de canales, el número de dispositivos utilizados (SOAs) y el efecto en el que se basa la arquitectura, ya sea XGM o XPM.

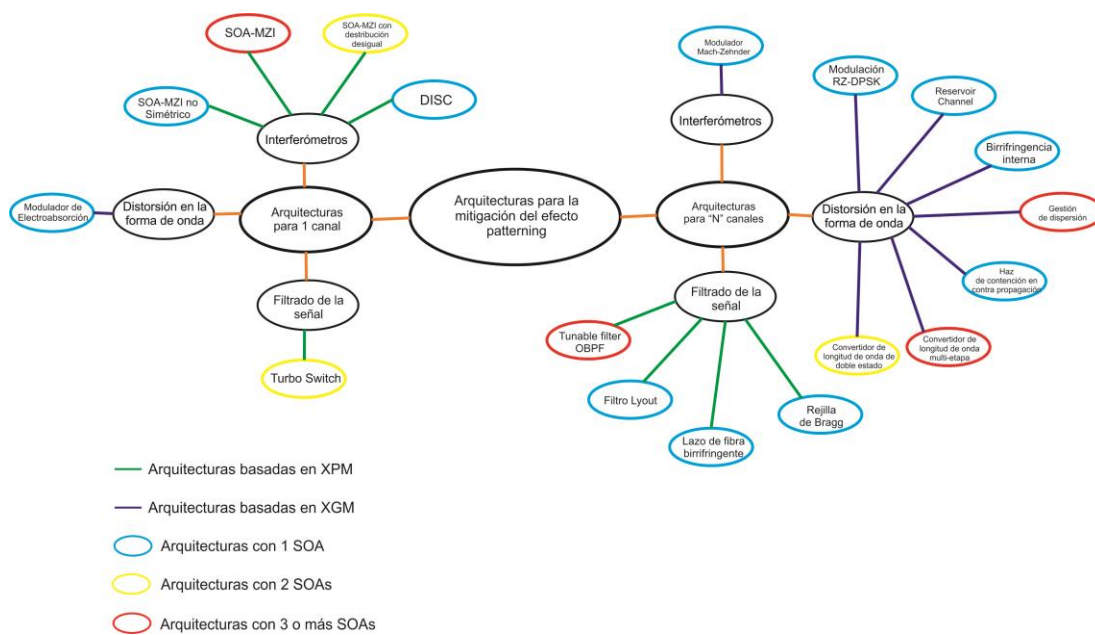


Figura 2.27 Clasificación de arquitecturas para la mitigación del efecto *patterning*.

En el diagrama se observa que las arquitecturas que utilizan un interferómetro Mach-Zehnder para la supresión del efecto *patterning* sólo pueden ser aplicadas para la amplificación de un canal, esto se debe a que el efecto no lineal en el que se basan es en la modulación por cruzamiento de fase y esto en sistemas WDM puede ser dañino si es que esta modulación en fase se convierte en una modulación en amplitud, distorsionando así los datos de entrada. Por esta razón las arquitecturas con interferómetros quedan descartadas para los propósitos de esta tesis, el cual es la mitigación del efecto *patterning* en un sistema WDM.

Aunque las arquitecturas que utilizan la contra-propagación tienen la ventaja de que disminuye la interacción no lineal entre las señales, también quedan descartadas ya que al no utilizar un filtro a la salida la emisión espontánea amplificada puede sumarse a la señal convertida, presentando mayores niveles de ruido comparadas con las arquitecturas que utilizan la co-propagación.

A pesar de que las arquitecturas para “N” canales con filtrado de la señal se presentaron para la amplificación de un solo canal, estas se consideran que pueden ser utilizadas en un sistema WDM. Para esto, se debe colocar un banco de filtros después de la señal amplificada para así separar los canales. Sin embargo, al utilizar una gran cantidad de filtros se tiene demasiada atenuación. Por estas razones las arquitecturas con filtrado de la señal también quedan descartadas.

Para la elección de una arquitectura que pueda servir como base para el propósito de esta tesis se tomaron en cuenta las ventajas y desventajas de los efectos no lineales principalmente. Las arquitecturas en las que se presenta el efecto no lineal de modulación por cruzamiento de fase, tienen la ventaja de que con ellas se obtienen mejores resultados en la mitigación del efecto *patterning* en la amplificación de un canal. Por otra parte, las arquitecturas en las que se presenta el efecto no lineal de modulación por cruzamiento de ganancia, tienen mayores ventajas con respecto a las anteriores debido a que son más sencillas en cuanto a la implementación y son más directas en el proceso de amplificación, por lo mismo más simples.

En las arquitecturas para la distorsión en la forma de onda se observan varios principios de funcionamiento, como lo son: la retroalimentación electrónica, compensación con un dispositivo absorbente, reducción en el tiempo de vida inyectando un haz CW y limitando la ganancia en el dispositivo, tal y como se mencionó en la sección 2.1.2. Dentro de estos principios el más sencillo y que presenta mejores resultados es el de la reducción en el tiempo de vida inyectando un CW, ya que inyecta una potencia constante al SOA y de esta manera las fluctuaciones en la forma de onda de la señal se mitigan.

Dentro de las arquitecturas que tienen por objetivo atacar la distorsión en la forma de onda, existe una en la que es relativamente sencillo trasladarla de un canal a “N” número de canales. Esta arquitectura es la que se utiliza para la conversión de longitud de onda de doble estado y aunque fue diseñada para un solo canal se puede aplicar para la amplificación de varios canales, es decir, en un sistema WDM. El convertidor de longitud de onda de doble estado utiliza dos SOAs (como se observa en la clasificación de la figura 2.27) y la potencia que se inyecta al SOA2 es relativamente constante, debido a que en él se inyecta la señal de datos y la complementaria de los mismos (ver figura 2.19), mitigando el efecto de *patterning*. Por estas razones se tomó la decisión de trabajar con esta arquitectura como base para el desarrollo de esta tesis. Sin embargo, como se verá más adelante, esta arquitectura presenta algunas desventajas cuando se compara con un sistema basado en el uso de un haz de contención CW, por lo que fue necesario desarrollar una arquitectura novedosa basada en la de Doble Etapa y su principio de funcionamiento (XGM) con el fin de lograr un mejor desempeño. Dicha arquitectura novedosa se presentará en el capítulo cuatro.

3 VALIDACIÓN DEL SISTEMA DE SIMULACIÓN

Para contrarrestar el efecto no lineal *patterning*, expuesto en el capítulo 1, se propone como tema de desarrollo en esta tesis, una arquitectura para tecnología WDM que basa su principio de funcionamiento en el efecto no lineal de modulación por cruzamiento de ganancia (XGM) para mitigar las no linealidades del SOA que deforman la señal amplificada, razón por la cual los SOAs no son utilizados comúnmente como amplificadores en línea. La justificación por la cual se optó por una arquitectura basada en el efecto no lineal XGM y no en el efecto XPM es debido a que es más sencilla en cuanto a la implementación.

3.1 Simulador del modelo del SOA

Es muy importante realizar un análisis de las no linealidades ópticas en los SOAs con el objetivo de encontrar los límites del intervalo en el que operan linealmente, es por eso que los simuladores computacionales son muy útiles para la optimización de las condiciones de operación del amplificador óptico así como también para la evaluación del desempeño de un sistema completo de comunicaciones ópticas.

Para obtener los resultados que se presentan a continuación se utilizó un simulador de un modelo del SOA que fue programado anteriormente dentro del grupo de investigación del Dr. Ramón Gutiérrez Castrejón en LabView. El modelo del SOA en el dominio del tiempo está basado en el trabajo de Dajana Cassioli y Antonio Mecozzi presentado en [37]. Este modelo, a diferencia de otros, es menos detallado pero más eficiente y adecuado para investigar y predecir el desempeño de los SOAs utilizados como amplificadores en línea para un solo canal y para transmisiones WDM [37].

La respuesta no lineal entrada-salida de un SOA se caracteriza en términos de su ganancia total. El modelo considera la ganancia de saturación inducida por la recombinación estimulada y por las perturbaciones de la distribución de los portadores dentro de las bandas. La descripción dinámica del amplificador en este caso se reduce a una solución de un conjunto de ecuaciones diferenciales ordinarias que describen la ganancia total. Si las pérdidas internas de la guía de onda son despreciables, la precisión de este modelo es la misma que modelos basados en la solución directa del conjunto de ecuaciones diferenciales que describen la interacción entre el campo óptico y la guía de onda activa del semiconductor, sin embargo el modelo computacional es mucho más simple [37].

El modelo reducido del SOA se basa en la teoría reportada en [38] la cual incluye los procesos físicos que caracterizan la aproximación al cuasi-equilibrio de la distribución de los portadores que se altera (principalmente) por la recombinación estimulada, Spectral Hole Burning (SHB) y Carrier Heating (CH), así como también por los procesos interbanda. La característica de este simulador es que el análisis se realiza mediante la resolución de ecuaciones diferenciales en el dominio del tiempo sin la necesidad de recurrir al algoritmo de la transformada rápida de Fourier (FFT) para la solución de las ecuaciones de la dinámica del SOA. De esta manera, la forma de onda a la salida solo depende de la forma de onda a la entrada en tiempos previos.

En conclusión, el modelo es más general y puede ser utilizado para simular SOAs usados en experimentos de transmisión lineal y como convertidores de XGM y XPM [37].

3.2 Ecuación dependiente del tiempo de la ganancia total del SOA

El modelo propuesto en [38], se caracteriza por que se basa en una integración analítica exacta de las variables dinámicas a lo largo de la coordenada longitudinal (z) del dispositivo. Esto permite reducir el problema de dos dimensiones (tiempo y coordenada longitudinal) a un conjunto de ecuaciones diferenciales ordinarias en las cuales sólo el tiempo es la variable independiente, evitando la necesidad de calcular explícitamente el campo o la densidad de portadores en el interior del dispositivo. Las variables dinámicas integradas son las tres variables h_j , definidas como la contribución de emisión estimulada, CH y SHB al coeficiente de ganancia (g_m) del dispositivo, $h_j(t) = \Gamma \int_0^L dz' g_j(t, z)$ con $j = N, CH, SHB$, donde Γ es el factor de confinamiento,

Usando la definición de h_j , el coeficiente de ganancia del amplificador puede ser entonces escrito como:

$$g_m(t) = \Gamma \int_0^L dz' g(t, z') \equiv h_N(t) + h_{CH}(t) + h_{SHB}(t) \quad (3.1)$$

Por lo tanto la ganancia total del dispositivo está dada por la expresión:

$$(t) = \exp[g_m(t)] = \exp[h_N + h_{CH} + h_{SHB}] \quad (3.2)$$

Tras un riguroso análisis de los mecanismos que caracterizan la dinámica del material semiconductor, las contribuciones al coeficiente de ganancia queda descrito mediante las siguientes ecuaciones diferenciales ordinarias con las nuevas variables h_j :

$$\frac{dh_N}{dt} = -\frac{h_N}{\tau_S} - \frac{1}{P_S \tau_S} [G(t) - 1] P_{in}(t) + \frac{g_0}{\tau_S} \quad (3.3)$$

$$\frac{dh_{SHB}}{dt} = -\frac{h_{SHB}}{\tau_1} - \frac{\varepsilon_{SHB}}{\tau_1} [G(t) - 1] P_{in}(t) - \frac{dh_{CH}}{dt} - \frac{dh_N}{dt} \quad (3.4)$$

$$\frac{dh_{CH}}{dt} = -\frac{h_{CH}}{\tau_h} - \frac{\varepsilon_{CH}}{\tau_h} [G(t) - 1] P_{in}(t) \quad (3.5)$$

donde g_0 es el coeficiente de ganancia de señal pequeña del dispositivo, τ_1 es el tiempo de dispersión portador-portador asociado a SHB, τ_h es el tiempo de relajación de temperatura asociado a CH, τ_S es el tiempo de vida de portador, y P_{in} es la potencia óptica a la entrada del SOA. Los otros parámetros son los factores de la supresión de ganancia debido a CH y SHB (ε_{CH} y ε_{SHB}) y la potencia de saturación P_S [37].

Dado que en un semiconductor cualquier cambio en la ganancia óptica afecta el índice de refracción de la guía de onda, la fase $\phi(t)$ del campo óptico a la salida, que depende del índice, puede ser expresada como una función lineal con las mismas variables que describen la ganancia óptica como:

$$\phi(t) = -\frac{1}{2} \alpha_N [h_N - g_0] - \frac{1}{2} \alpha_T h_{CH} \quad (3.6)$$

Donde α_N y α_T se conocen como lo *linewidth enhancement factors* y están relacionados a la densidad de portadores y carrier heating respectivamente. Mediante estos factores es posible relacionar de una manera sencilla la relación que existe entre índice de refracción y ganancia en el material semiconductor.

Con base en la solución de las ecuaciones anteriores y conociendo la potencia del campo a la entrada $P_{in}(t)$, la cual puede interpretarse como una función de excitación al sistema, el campo eléctrico de la onda a la salida puede calcularse como:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cdot \exp \left[\left(\frac{1}{2} \right) g_m(P_{in}(t)) + i\phi(P_{in}(t)) \right] \quad (3.7)$$

donde $\phi(t)$ proporcionará la variación de fase que el campo de entrada experimentará a lo largo de la guía de onda.

La modelación del amplificador mediante una relación entrada-salida del campo eléctrico hace que el simulador basado en el modelo sea particularmente adecuado como herramienta para describir la respuesta de un amplificador que se encuentra inmerso en sistema óptico más complicado a una forma de onda de entrada arbitraria.

3.3 Validación de la simulación del sistema de Doble Etapa

En el capítulo 2 de esta tesis se presentaron los resultados de una investigación en cuanto a las arquitecturas existentes en el campo de la amplificación óptica para mitigar el efecto *patterning* que producen los SOAs. Con base en ello se realizó una clasificación de todas las arquitecturas estudiadas tomando en cuenta distintos parámetros, además de analizar si es factible su implementación para un sistema WDM, que es el objetivo de esta tesis, para aquellas arquitecturas que están diseñadas para la amplificación de un solo canal.

Con base en la investigación, y como se mencionó al final del capítulo 2, se eligió para el desarrollo de esta tesis la arquitectura que tiene por nombre “Convertidor de longitud de onda de doble estado”, presentada en la sección 2.2.2.7 y que se vuelve a mostrar en la figura 3.1 a), la cual tiene por objetivo atacar la distorsión en la forma de onda, y aunque en un principio fue diseñada para la amplificación de un canal, se espera poder trasladarla para la amplificación de N número de canales.

Para validar la estructura que se tomará como base para la realización de esta tesis se implementó la arquitectura de doble estado en el software LabVIEW con el fin de reproducir los resultados presentados en [33] y en particular la gráfica de “FMPL versus Amplificación PRBS”, donde PRBS es una secuencia de bits pseudoaleatoria. Sin embargo, cabe aclarar que el trabajo presentado en [33] se realizó con un modelo de SOA más enfocado a la simulación de dispositivos y por lo tanto es más detallado con respecto al que se utilizó en esta tesis. Aquí se optó por un modelo de amplificador más simple porque el objetivo de la tesis no es analizar a detalle el comportamiento físico del amplificador, sino incorporarlo como parte de un sistema de telecomunicaciones, donde la eficiencia computacional de cada uno de los modelos que componen el sistema es fundamental para poder realizar las simulaciones en tiempos relativamente cortos. La consecuencia de esto es que la precisión de las simulaciones en dispositivos tan sofisticados como el amplificador óptico se tiene que reducir, dando por resultado diferencias con respecto a los modelos más precisos pero computacionalmente más

caros que están dedicados únicamente a la descripción de estos dispositivos, y que incluye la caracterización de la estructura del dispositivo y otras características.

El principio de funcionamiento de la estructura que aquí se simulará se basa en el proceso XGM que se da en el SOA 1, entre la señal de datos y una señal CW (previamente multiplexadas) y que dan como resultado un HB modulado el cual es inyectado al SOA 2 junto con una porción de la señal de datos original derivada del acoplador MMI (*Multimode Interference*) 50:50, esto con el fin de equalizar el nivel de potencia promedio que se inyecta al SOA 2 y por ende reducir el efecto de las no linealidades del dispositivo. La línea de retraso solamente compensa el camino óptico más largo experimentado por el HB.

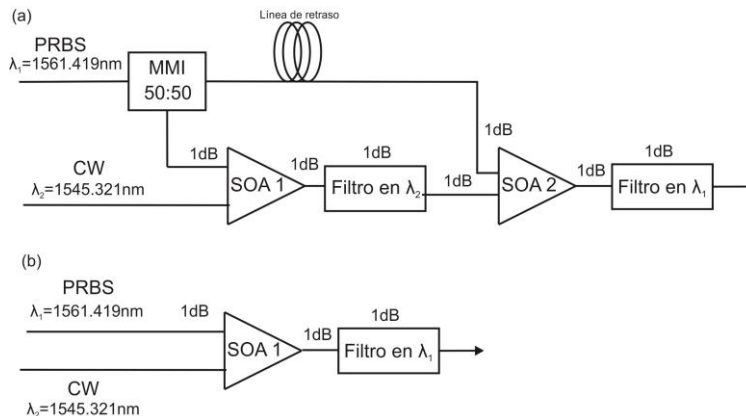


Figura 3.1 Configuración de amplificación para reducir *patterning*, (a) Esquema de Doble Etapa y (b) Esquema Típico

Para la evaluación del nivel de dicho efecto se utiliza el parámetro llamado fluctuaciones en el nivel de potencia de la señal, por sus siglas en inglés FMPL (*Fluctuations in the Mark Power Level*). El FMPL se mide en la señal de salida de la arquitectura e indica el porcentaje del efecto *patterning*, por lo que un valor bajo de FMPL corresponde a un *patterning* bajo de la señal a la salida de SOA. En los resultados se esperaría obtener un FMPL bajo para altos niveles de amplificación, en otras palabras, se espera que mientras mayor sea el nivel de amplificación se tenga el menor FMPL posible. El FMPL está definido por la siguiente fórmula:

$$FMPL = \frac{\text{Nivel máximo de la señal} - \text{Nivel mínimo de la señal}}{\text{Nivel mínimo de la señal}} \times 100 \text{ [\%]} \quad (3.8)$$

Para ejemplificar el cálculo del FMPL se muestra la figura 3.2, que es un diagrama de ojo a la respuesta en amplificación de un SOA. El diagrama de ojo es una herramienta que se utiliza para el análisis del desempeño en los enlaces de transmisión de comunicaciones digitales y permite analizar las formas de onda de los pulsos que se propagan en los enlaces, con ello se puede observar las formas de onda, desfase temporal y potencia de las señales, entre otros parámetros.

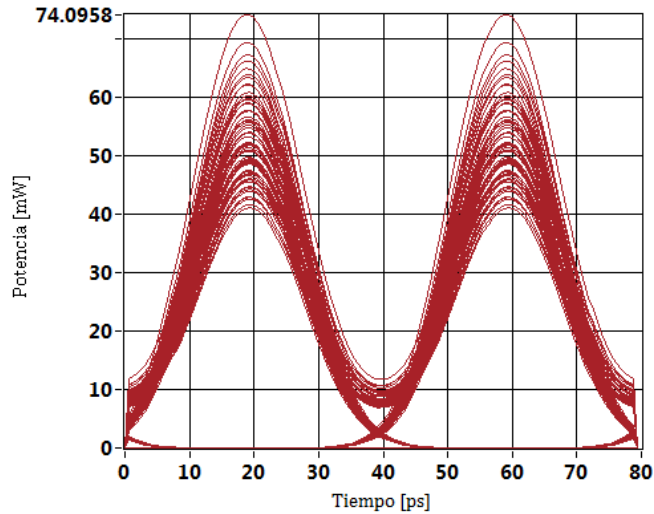


Figura 3.2 Secuencia PRBS a 25 Gbps amplificada por un SOA

Como se observa en el diagrama de ojo de la figura 3.2 los niveles de amplificación no son los mismos para todos los bits, algunos son amplificados en mayor proporción que otros. En este caso el nivel máximo de la señal tiene un valor de cerca de 74 mW y el nivel mínimo de la señal tiene un aproximado de 41 mW, sustituyendo estos valores en la ecuación 3.8 se tiene:

$$FMPL = \frac{74.0958mW - 41mW}{41mW} \times 100$$

$$FMPL = 80.7214\%$$

Un FMPL de 80.72% indica un fuerte nivel *patterning* en la PRBS amplificada, mientras más pequeño sea este parámetro los niveles de amplificación de los bits serán cada vez más similares.

Para obtener los resultados se simuló la estructura típica de amplificación para reducir el *patterning* en un SOA y la estructura de Doble Etapa, esto con el objetivo de comparar si es que la estructura de Doble Etapa tiene mejor desempeño que la estructura típica de amplificación en la que se utiliza un simple amplificador o quizá auxiliado con el uso de un HB que disminuye el nivel de ganancia del SOA mediante el proceso de saturación, pero que a su vez reduce las fluctuaciones de ganancia que generan el *patterning*. La figura 3.1 a) muestra la configuración de Doble Etapa para reducir el efecto de *patterning* en la señal de datos amplificada y la figura 3.3 representa la configuración simplificada de dicho esquema programado en LabView. El enfoque se basa en el proceso de XGM que toma lugar en el SOA 1 entre una secuencia de bits pseudoaleatoria (PRBS), correspondiente a la señal de datos, y una señal continua (CW) centradas a diferentes longitudes de onda, lo que permite filtrar la señal correspondiente al CW a la salida del subsistema.

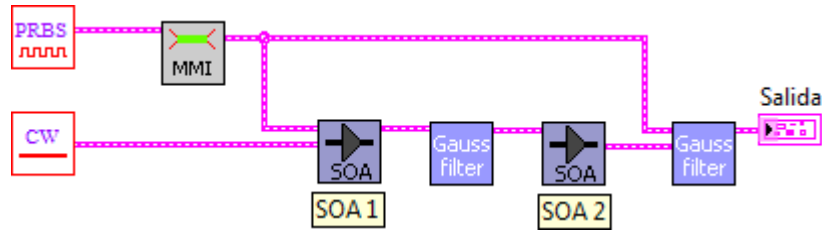


Figura 3.3 Esquema simplificado en LabView de la figura 3.1 a)

En las simulaciones la señal de la PRBS, de longitud 2^7 bits, está centrada a $\lambda = 1561.419nm$ ($192THz$) modulada inicialmente a $100Gbps$ con formato *Return-to-Zero* y con un ciclo de trabajo de 45%, mientras que la CW está centrada a una $\lambda = 1545.321nm$ ($194THz$). La figura 3.4 muestra los espectros de la PRBS y de la CW a la salida del multiplexor que es utilizado para combinar ambas ondas (no mostrado en la figura 3.1 ni en la figura 3.3) y antes de entrar al SOA; cabe mencionar que el origen en la gráfica corresponde a una frecuencia central de $193THz$. Los filtros ópticos pasabanda Gaussianos que se utilizaron en las simulaciones tienen un ancho de banda de $850GHz$ con pérdidas de inserción de $1dB$, también se tomaron en cuenta las pérdidas por acoplamiento de $1dB$ (entrada y salida) para el SOA. Otros parámetros relevantes en las simulaciones son el periodo de muestreo para poder llevar a cabo la simulación con una computadora digital (PC), que se asignó de $0.15625ps$ (*Tamaño de bit / 2^6 muestras por bit*), lo que se traduce en un espectro de simulación de $6.4THz$ ($1/0.15625ps$), tal como también puede apreciarse en la Fig. 3.4

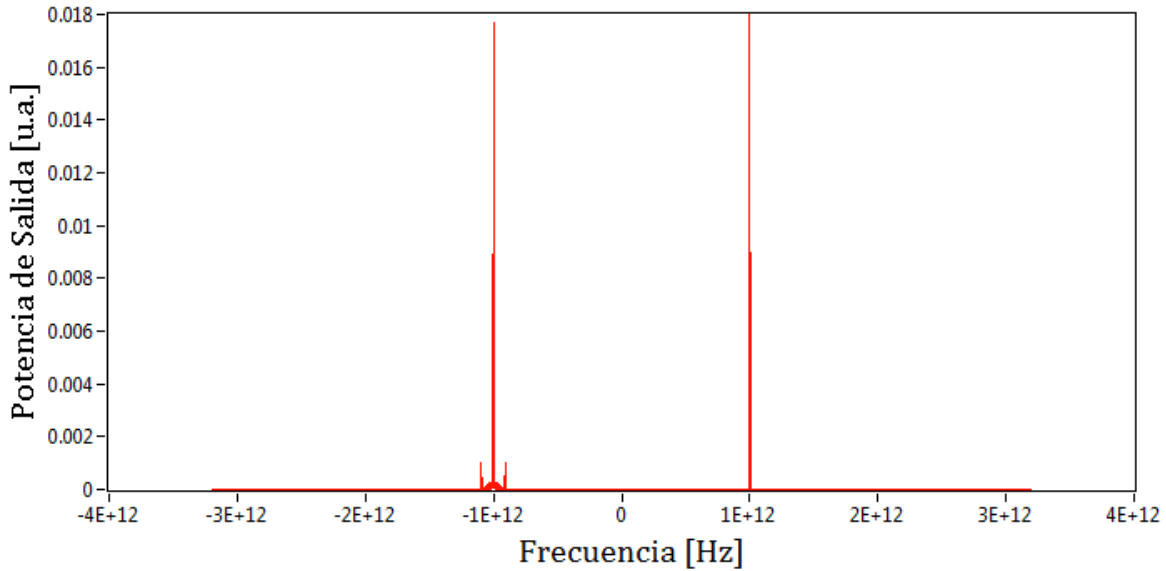


Figura 3.4 Espectros de las señales PRBS y CW multiplexadas

Una vez implementadas ambas estructuras en LabView se varió la potencia de la CW para obtener la gráfica "FMPL versus Amplificación PRBS", donde la amplificación de la PRBS se define como $P_{out}^{Avg} - P_{in}^{Avg}$ [dB], y P_{out}^{Avg} (P_{in}^{Avg}) es la potencia promedio de salida (entrada) medida en las configuraciones.

Los parámetros de todos los SOAs utilizados en las simulaciones son los que indica la tabla 3.1 y fueron tomados de [34].

Tabla 3.1 Parámetros del SOA

Parámetro del SOA	Valor	Unidad
P_{sat}	13	dBm
Ganancia de Señal Pequeña	32	dB
Pendiente P_{sat}	0.02	dBm/nm
Longitud de Onda en Ganancia Pico	1553	nm
Ancho de Banda de la Ganancia	60	nm
Coefficiente de fase-amplitud relacionado a la Pulsación de Densidad de Portadores (α_N)	6	-
Tiempo de Vida de los Portadores	200	ps
Tiempo de relajación por Carrier Heating (τ_{CH})	530	fs
Tiempo de relajación por Spectral Hole Burning (τ_{SHB})	60	fs
Factor de Compresión de ganancia por Carrier Heating (ϵ_{CH})	2×10^{-3}	1/mW
Factor de Compresión de ganancia por Spectral Hole Burning (ϵ_{SHB})	0	1/mW
Coefficiente de fase-amplitud relacionado a Carrier Heating (α_T)	4.4	-

Los resultados obtenidos en las simulaciones para el esquema Típico y el esquema de Doble Etapa se muestran en la figura 3.5.

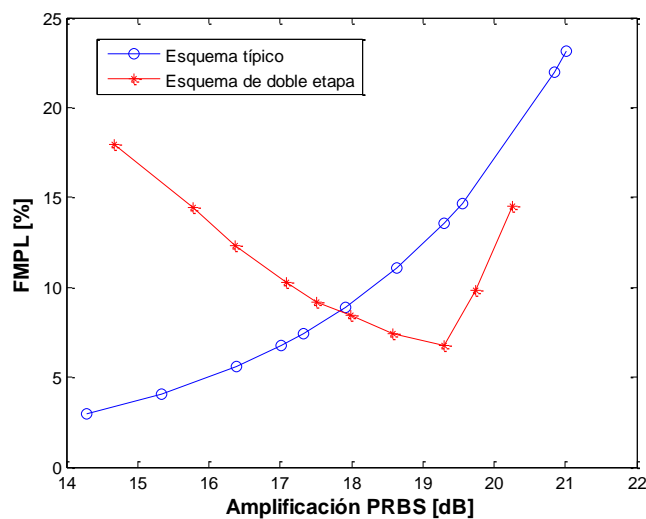


Figura 3.5 FMPL como función de la amplificación PRBS de la forma de onda de salida

El FMPL fue medido exactamente a la salida de las configuraciones. La figura 3.5 muestra las mediciones para una potencia promedio de entrada de la PRBS de -10 dBm. Para producir los resultados del esquema de Doble Etapa, la potencia de entrada de la CW se varió de -28.23 a -40 dBm, esto a su vez generó una amplificación de la PRBS de 14.67 a 20.25 dB, como se muestra en la figura. Es claro que cuando la potencia del haz CW es baja, existe más ganancia disponible para ser aprovechada por la secuencia de datos, permitiendo que la amplificación de la secuencia aumente.

La figura 3.1 b) muestra la configuración típica de amplificación para reducir el *patterning* donde un haz no modulado (CW) HB, posiblemente con potencia de entrada igual a cero, se inyecta simultáneamente al SOA. Similarmente al esquema 3.1 a), el propósito del haz CW es controlar el nivel de amplificación (y *patterning*) de la PRBS. Para reproducir los resultados del esquema Típico mostrados en la figura 3.5, la potencia de entrada de la CW se varió de 1.4 a 0.09 mW, esto a su vez generó una amplificación de la PRBS de 14.28 a 21.01 dB. Debido a que el HB determina el nivel de la PRBS, el intervalo de potencia del HB fue seleccionado para producir un intervalo de amplificación PRBS similar al obtenido en la configuración de Doble Etapa lo que conduce a una comparación directa del desempeño de ambas configuraciones.

Las curvas de la figura 3.5 indican que para ciertos niveles altos de amplificación (18 a 20.5 dB), la configuración de Doble Etapa supera a la configuración 3.1 b) en términos de reducción de *patterning*. Además, cuando la configuración 3.1 a) se opera en el punto óptimo (FMPL=6.74% y Amplificación PRBS =19.3 dB), la configuración 3.1 b) presenta una penalidad en amplificación de 2.3 dB con respecto a la configuración a) para el mismo nivel de FMPL. La figura 3.6 muestra el diagrama de ojo para el punto óptimo de operación de la estructura de Doble Etapa, mientras que la figura 3.7 muestra el diagrama de ojo de la estructura típica para el mismo nivel de amplificación. Los diagramas de ojo no dejan duda de lo anteriormente explicado y confirman que el FMPL es una buena medida de la distorsión producida por el efecto de *patterning* en el SOA.

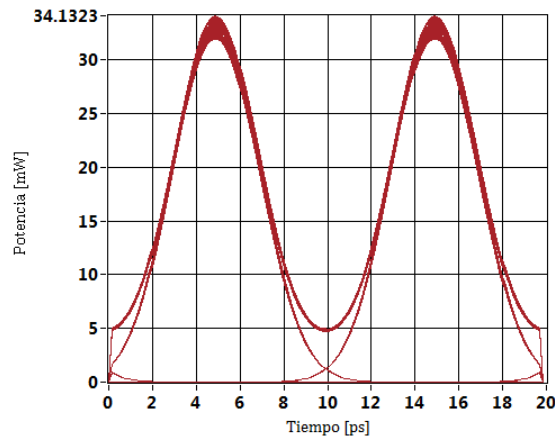


Figura 3.6 Diagrama de ojo en el punto óptimo de operación de la estructura de Doble Etapa

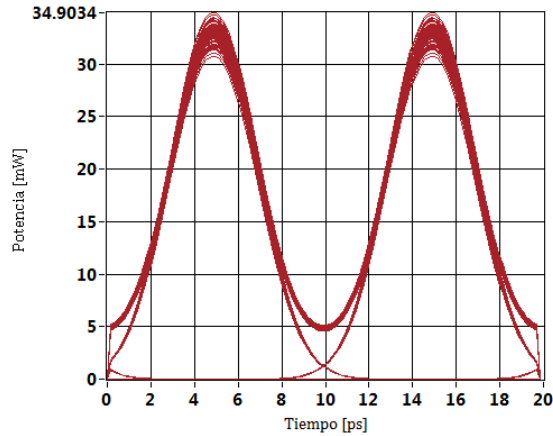


Figura 3.7 Diagrama de ojo de la estructura típica para el mismo nivel de amplificación que el de la figura 3.5

Para validar la estructura simulada se compara la gráfica de la figura 3.5, con la gráfica reportada en [33] (figura 3.8), se observa que las curvas son similares, aunque difieren en los valores de amplificación y de FMPL para su punto óptimo de operación, siendo que para la curva en la figura 3.5 el punto óptimo de operación se encuentra a los 19.3 dB de amplificación con un FMPL de 6.74% mientras que para la gráfica de la figura 3.8 el punto óptimo de operación se encuentra a los 23 dB con un FMPL de 12.7%. Estas diferencias se pueden deber a, como ya se explicó, que los simuladores utilizados para obtener las curvas no son los mismos. Las principales diferencias entre simuladores son:

- La ecuación de propagación para el campo eléctrico en el modelo de [33] está dada en 2 dimensiones (tiempo y coordenada longitudinal), mientras que el modelo utilizado en esta tesis está reducido a una dimensión (tiempo). Mientras que el modelo original toma en cuenta la estructura longitudinal del amplificador, el modelo aquí utilizado busca modelar la dinámica del dispositivo de una manera muy eficiente computacionalmente hablando.
- La corriente en el modelo [33] determina la ganancia del amplificador, mientras que para el modelo utilizado en esta tesis, la ganancia no depende de la corriente, sino que se fija un valor de la ganancia de señal pequeña. Por tanto, el modelo de la variación de la ganancia como función de la densidad de portadores es implícito.
- La evolución de la densidad total de portadores en la región activa del modelo [33] está asociada, entre otros parámetros, a los coeficientes A, B y C (presentados en el capítulo 1), mientras que en el modelo de esta tesis no son tomados en cuenta y solamente se asigna un valor fijo al tiempo de vida de los portadores..

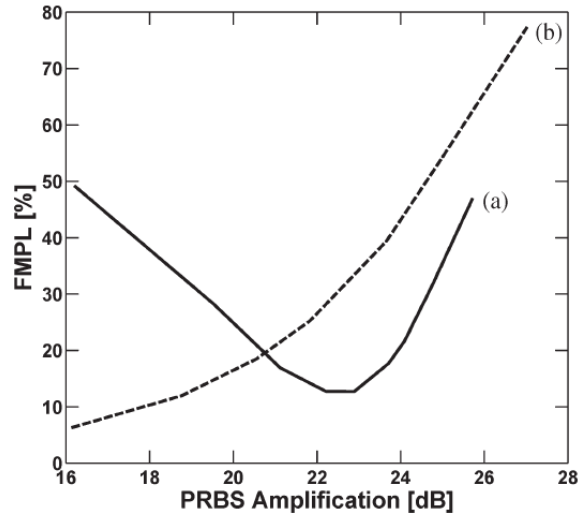


Figura 3.8 FMPL versus Amplificación PRBS de la forma de onda de salida reportada en [33]. La potencia promedio de la PRBS de entrada es de -10.9dBm. (a) Esquema de Doble Etapa y (b) Esquema Típico

3.4 Resultados a 25Gbps

Los esfuerzos para realizar el siguiente nivel de velocidad en la tecnología Ethernet empezaron en marzo del 2013 con la aprobación del grupo de estudio de 400 Gigabit Ethernet dentro de la IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) [39]. Es por esta razón que el principal objetivo de esta tesis es trabajar a una tasa de 25 Gbps debido a que se espera que el sistema 400 Gigabit Ethernet adopte rápidamente un enfoque de 16x25-Gbps, es decir, 16 canales operando cada uno a 25 Gbps, tal y como actualmente está definida la interfaz de alcance extendido del estándar a 100 Gbps.

Para obtener los resultados a 25 Gbps de los dos esquemas de la figura 3.1 se utilizaron los mismos parámetros de la tabla 3.1 para los SOAs, la misma PRBS que en las simulaciones a 100 Gbps y también se mantienen las pérdidas por acoplamiento. Sin embargo se hicieron algunos cambios, en particular, las longitudes de onda de las señales y el ancho de los filtros.

Debido a que la señal ahora esta modulada a 25 Gbps (figura 3.9) el período de las muestras es mayor que para la señal de 100Gbps; ahora corresponde a un valor de 0.625ps con un espectro de simulación de 1.6THz ($1/0.625ps$). Como el espectro de simulación está más reducido, las longitudes de onda de las señales están más cercanas la una con respecto a la otra. Con este nuevo enfoque la señal de la PRBS ahora está centrada a $\lambda = 1550.91nm$ (193.3THz) mientras que la CW está centrada a una $\lambda = 1546.11nm$ (193.9THz). La figura 3.10 muestra los espectros de la PRBS y de la CW a la salida del multiplexor y antes de entrar al SOA, cabe mencionar que el origen en la gráfica corresponde a una frecuencia central de 193.6THz. Los filtros ópticos pasabanda Gaussianos tienen un ancho de banda de 120GHz.

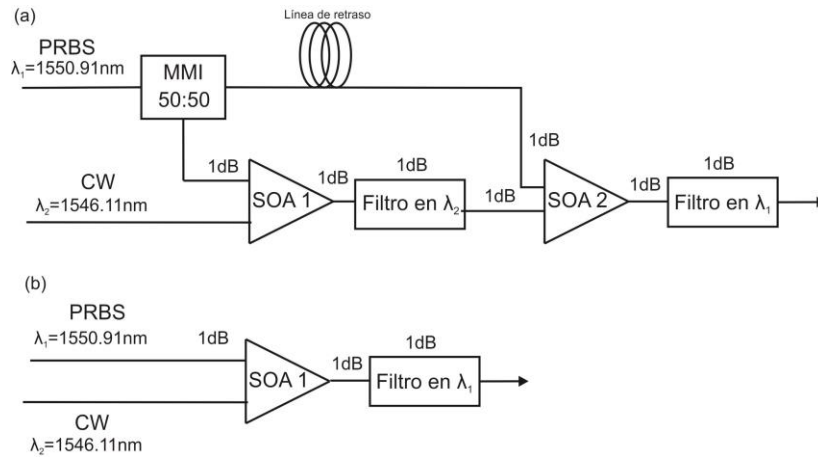


Figura 3.9 Esquema de amplificación de Doble Etapa (a) y Típico (b) para 25Gbps

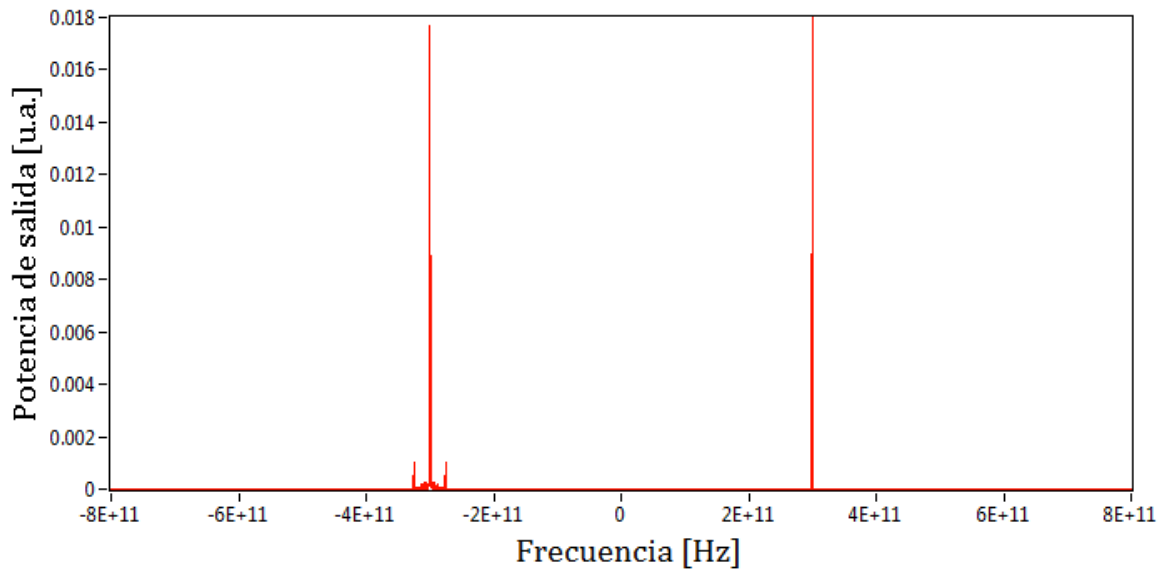


Figura 3.10 Espectros de las señales PRBS y CW multiplexadas

Los resultados a 25Gbps se muestran en la figura 3.11

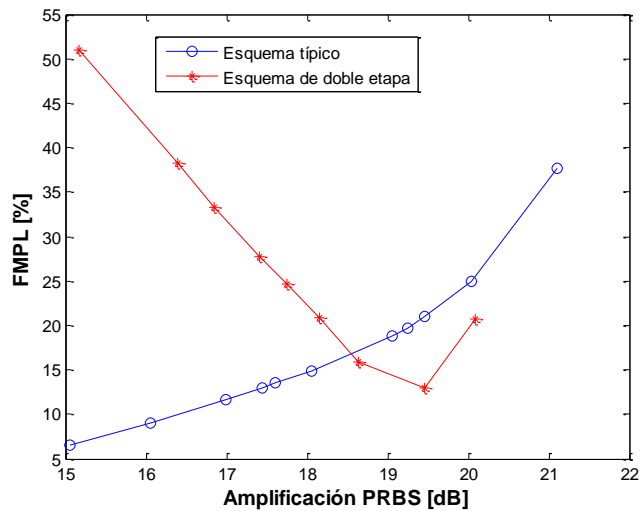


Figura 3.11 FMPL como función de la amplificación PRBS de la forma de onda de salida

Las curvas de la figura 3.11 indican que para ciertos niveles altos de amplificación (18.5 a 20 dB), la configuración de Doble Etapa supera a la configuración 3.9 b) en términos de reducción de *patterning*. Además, cuando la configuración 3.9 a) se opera en el punto óptimo (FMPL=12.97% y Amplificación PRBS =19.46 dB), la configuración 3.9 b) presenta una penalidad en amplificación de 2 dB con respecto a la configuración 3.9 a) para el mismo nivel de FMPL. Estos resultados confirman los desarrollados a una tasa superior de 100 Gbps, mostrando que efectivamente la configuración de Doble Etapa es superior en términos de reducción de *patterning* que la configuración típica. Se espera que esta benéfica propiedad pueda trasladarse a un sistema WDM que opera no con un solo canal, sino con una multitud de ellos.

Analizando las gráficas de la figura 3.5 y 3.11 con velocidades de transmisión de 100 Gbps y 25 Gbps respectivamente, se observa que se mantienen los mismos niveles de amplificación de la PRBS, sin embargo el FMPL aumenta de manera general para los resultados a 25 Gbps. La razón de esto se debe a que como el periodo de bit es más largo, que el de 100 Gbps, la ganancia sufre un mayor cambio en ese lapso de tiempo lo que conduce a un mayor nivel de *patterning* en la señal de salida.

Una vez hecho todo el análisis en este capítulo se puede afirmar que la estructura de Doble Etapa, que servirá como base para las simulaciones del siguiente capítulo, esta implementada de forma correcta en LabView ya que los resultados obtenidos y los presentados en [33] son similares, aunque no son los mismos debido a las diferencias entre simuladores.

4 NOVEDOSAS AQUITECTUTRAS PARA MITIGAR EL EFECTO PATTERNING

En la última sección del capítulo 2 se analizaron las ventajas y desventajas de los efectos no lineales de modulación por cruzamiento de fase XPM y modulación por cruzamiento de ganancia XGM que tienen en las diferentes arquitecturas para mitigar el efecto *patterning* y la razón por la cual se eligió una arquitectura basada en XGM para el desarrollo de esta tesis.

Con base en ello se concluyó que la estructura de conversión de longitud de onda de doble estado era relativamente sencillo trasladarla de la amplificación de un canal a la amplificación de "N" número de canales, es decir, una señal WDM que es el objetivo de esta tesis.

Sin embargo en la sección 3.4, donde se muestran los resultados a 25 Gbps, se observó que el esquema de Doble Etapa no muestra un desempeño superior que el esquema Típico siendo que el principio de operación está estructurado de manera ingeniosa para ecualizar el nivel de potencia promedio que se inyecta al SOA2 y así reducir el efecto *patterning*. Por tanto, después de validar el sistema de simulación, se analizó en donde pudiera existir el problema por el cual el desempeño no supera de manera considerable al esquema Típico.

4.1 Esquema de Triple Etapa

Al analizar el esquema de Doble Etapa se consideró que la señal invertida de los datos, obtenida por efectos de XGM en el SOA1, no llegaba lo suficientemente amplificada al SOA2 para ecualizar la potencia promedio, razón por la cual se optó por modificar la proporción del MMI y pasar de un 50:50 a un 90:10, 90 para la señal que experimenta el efecto de XGM y 10 para la señal que viaja por la parte superior de la estructura. Para compensar la gran diferencia de estas señales se apostó por un tercer SOA en la parte superior de la estructura con las mismas características que los otros dos SOAs, de esta manera la señal que viaja por la parte superior de la estructura y la señal invertida llegarían amplificadas en un nivel adecuado para ahora sí ecualizar el nivel de potencia promedio que se inyecta al SOA2 y mitigar el efecto *patterning*. Esta nueva estructura se muestra en la figura 4.1 con sus correspondientes pérdidas de inserción de los filtros de 1 dB y de acoplamiento (entrada – salida) de los SOAs de 1 dB, a dicha estructura se le dio el título de Esquema de Triple Etapa.

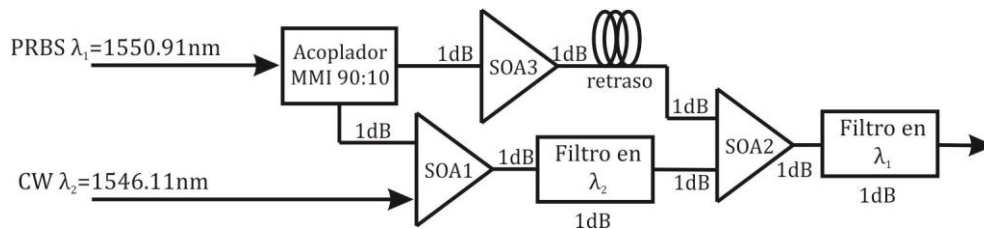


Figura 4.1 Esquema de Triple Etapa. Se muestran las pérdidas por acoplamiento y las propias del filtro

El principio de funcionamiento es el siguiente: el MMI divide la señal PRBS en una proporción 90:10, la señal con proporción 90 se inyecta al SOA1 junto con una CW para que de esta manera se lleve a cabo el efecto de XGM dentro del SOA1 y así obtener una versión invertida de la PRBS original después de un correcto filtrado. El filtro 1 colocado a la salida del SOA1 tiene la función de bloquear la señal PRBS con longitud de onda λ_1 (PRBS original) y dejar pasar a la ahora señal PRBS invertida con longitud de onda λ_2 . Por otra parte, la señal con proporción 10 experimentará una amplificación directa en el SOA3 y viajará por una línea de retardo que no es más que una guía de onda óptica para compensar el trayecto más largo que recorre la señal invertida, esto con el fin de que ambas señales se inyecten de manera

sincronizada al SOA2 y ecualizar el nivel de potencia promedio inyectada en el SOA2 y de esta manera reducir el efecto *patetrning*.

Para obtener los resultados a 25 Gbps de esta nueva estructura se utilizaron los parámetros de la tabla 3.1 para los tres SOAs a excepción de la P_{sat} y de la Ganancia de Señal Pequeña que se cambiaron a 14dBm y 24dB [40] respectivamente; la razón de este cambio en los parámetros se debe a que la ganancia de la tabla 3.1 tiene un valor sumamente alto y puede agravar los efectos no lineales dentro del SOA. La señal de la PRBS de longitud 2^9 bits y con potencia promedio de -10 dBm está centrada a $\lambda = 1550.91nm$ (193.3THz) modulada con formato *Return-to-Zero* y con un ciclo de trabajo de 45%, mientras que la CW está centrada a una $\lambda = 1546.11nm$ (193.9THz). También se mantienen las pérdidas por acoplamiento además de agregar las pérdidas correspondientes por la inclusión del tercer SOA. El periodo de muestreo cambió a $3.125 \times 10^{-13}s$ para así obtener un mayor espectro de simulación que ahora corresponde a 3.2THz. El ancho de los filtros se redujo de 120 a 90GHz (debido a que existía diafonía) y la frecuencia central es la misma que la presentada en la sección 3.4.

Para producir los resultados del esquema de Triple Etapa, la potencia de entrada de la CW se varió desde los 20 mW hasta los 0 mW, esto a su vez generó una amplificación de la PRBS de 13.71 a 25.15 dB. Los resultados obtenidos se muestran en la figura 4.2 en conjunto con los resultados obtenidos previamente para un solo canal del esquema Típico y del esquema de Doble Etapa, esto con fines de comparación. Cabe mencionar que se hicieron nuevas simulaciones del esquema de Doble Etapa y del Típico pero realizando los cambios en los diversos parámetros que se mencionaron en el párrafo anterior.

Los valores en los que se varió el valor de la CW para reproducir todos los resultados de esta tesis se muestran en el apéndice B.

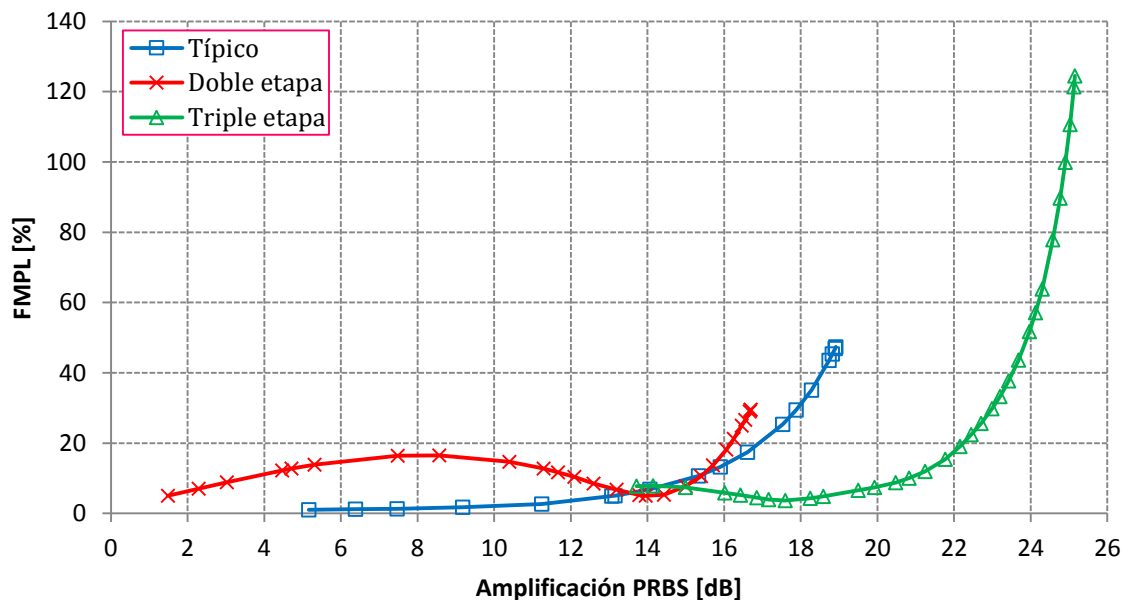


Figura 4.2 FMPL como función de la amplificación PRBS de la forma de onda de salida del esquema Típico, Doble y Triple Etapa. Simulaciones realizadas a 25 Gbps con formato de modulación RZ

En la figura 4.2 se muestra que el esquema de Triple Etapa supera en un gran margen al esquema Típico y al esquema de Doble Etapa para una potencia promedio de entrada de la PRBS de -10 dBm, este margen llega a ser de hasta 6 dB en amplificación para un FMPL de entre 10 y 20%. Además de ello, se observa también que el esquema de Doble Etapa no supera por mucho al esquema Típico, por lo que ahora sólo se compararán los resultados entre el esquema Típico y el esquema de Triple Etapa.

Al demostrar que el esquema de Triple Etapa tiene un mejor desempeño que el esquema Típico, se procedió a determinar el IPDR (*Input Power Dynamic Range*) de la estructura de Triple Etapa ya que este parámetro es un indicador del intervalo de potencias de entrada del amplificador en el cual la amplificación está libre de errores. Para esto se realizaron cambios en el valor de la potencia promedio de entrada de la PRBS, además de -10 dBm se obtuvieron resultados para -15, -5 y 0 dBm.

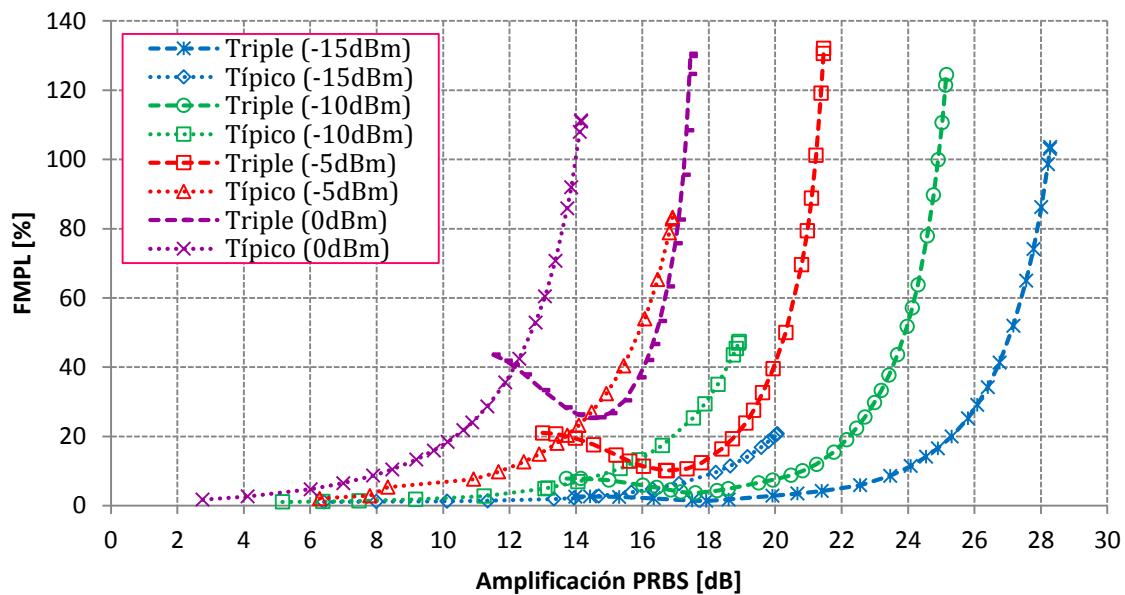


Figura 4.3 FMPL como función de la amplificación PRBS de la forma de onda de salida para diferentes potencias promedio de entrada de la PRBS de las estructuras Típica y de Triple Etapa. Simulaciones realizadas a 25 Gbps con formato de modulación RZ

La figura 4.3 muestra que para valores de -15, -10 e incluso de -5dBm en la potencia promedio de entrada se obtiene un mejor desempeño en ciertos puntos con la estructura de Triple Etapa en comparación con el desempeño que ofrece el esquema Típico. Se observa que el punto óptimo de operación (mayor amplificación con el menor FMPL) del esquema triple ofrece una mayor amplificación para el mismo nivel de FMPL que el esquema Típico, sin embargo dicho punto mínimo va aumentando en su valor de FMPL conforme se aumenta la potencia promedio de la señal de entrada, esto se debe a que conforme se inyecta una señal más potente a los amplificadores, la compresión de la ganancia en cada uno de ellos es mayor y por lo tanto los efectos no lineales en los tres SOAs aumentan gradualmente. Tales efectos se ven reflejados en el punto óptimo de operación en el que cada vez el valor mínimo de FMPL va aumentando. Esto se puede manifestar más claramente en la tabla 4.1

Tabla 4.1 Punto óptimo de operación del esquema de Triple Etapa para los diferentes valores de potencia promedio de la secuencia de entrada PRBS operando a 25 Gbps

Punto óptimo de operación de la estructura de Triple Etapa			
Potencia promedio de entrada de la PRBS [dBm]	Amplificación de la PRBS [dB]	FMPL [%]	Ganancia con respecto al esquema Típico para el mismo nivel de FMPL
-15	18	1.4	+6.6dB
-10	17.6	3.8	+5.6dB
-5	16.8	10	+5dB
0	14.5	25	+3.5dB

Es claro que el desempeño del esquema de Triple Etapa es superior al desempeño del esquema Típico, sin embargo, el punto óptimo de operación cada vez ofrece menor amplificación a la PRBS y un mayor nivel de FMPL acorde al aumento de la potencia promedio de la PRBS. Por estas razones se concluyó que aunque la arquitectura de Triple Etapa presenta en general un mejor desempeño que la arquitectura Típica, el beneficio que presenta en términos de FMPL, se va perdiendo conforme aumenta la potencia de la señal a amplificar, es decir, donde la respuesta no lineal del amplificador tienen un rol preponderante. Por ejemplo, para una potencia de entrada de 0 dBm para la señal a amplificar, el punto mínimo de FMPL corresponde a 25%, mientras que con el esquema Típico se pueden obtener niveles bastante más bajos (cercaos al 0%), claro, a expensas de menor amplificación. Considerando que el objetivo principal es buscar una arquitectura que reduzca el nivel de *patterning*, se decidió idear otra arquitectura novedosa que no presentara este inconveniente. Es decir, que no incrementara su mínimo de FMPL conforme se aumenta el nivel de potencia promedio de la señal de entrada, y que además presentara un nivel de amplificación superior al esquema Típico.

4.2 Esquema Alba

La nueva estructura es muy similar al esquema Típico pero con la diferencia de que utiliza 2 amplificadores en línea antes de un filtro. Esta nueva estructura se muestra en la figura 4.4 y se le dio el nombre de estructura Alba para poder diferenciarla de las demás.

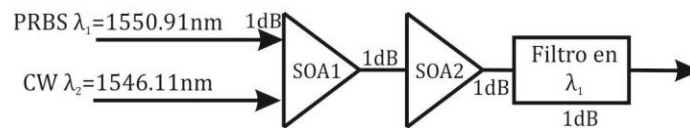


Figura 4.4 Arquitectura Alba

El principio de funcionamiento es relativamente sencillo. La PRBS modula la densidad de portadores en el SOA1 y así el CW, que se inyecta de manera simultánea junto con la PRBS en el SOA1, se convierte en un haz de contención modulado a la salida del primer SOA, que es aproximadamente una réplica invertida de la PRBS. Esta señal se inyecta al SOA2 junto con la PRBS original donde nuevamente es amplificada. Sin embargo, el haz de contención modulado ayuda a ecualizar la modulación de ganancia producida por la PRBS en el SOA2 lo que reduce el efecto de la automodulación de ganancia y por consiguiente el efecto de *patterning*. Así, el haz de contención modulado actúa como un haz que reduce drásticamente las variaciones en la densidad de portadores producidas por la PRBS en el SOA2, originando una ganancia casi plana en tiempo y espacio. El filtro a la salida del esquema tiene como objetivo bloquear la CW y dejar pasar solamente la PRBS.

Los resultados de las simulaciones efectuadas se muestran en la figura 4.5 para una potencia promedio de entrada de la PRBS de -10 dBm y con los parámetros citados anteriormente. Para producir los resultados del esquema Alba, la potencia de entrada de la CW se varió desde los 10 mW hasta los 0 mW, esto a su vez generó una amplificación de la PRBS de 10.32 a 27.49 dB. Al igual que en la figura 4.3 se muestran los resultados obtenidos previamente de las estructuras estudiadas para propósitos de comparación.

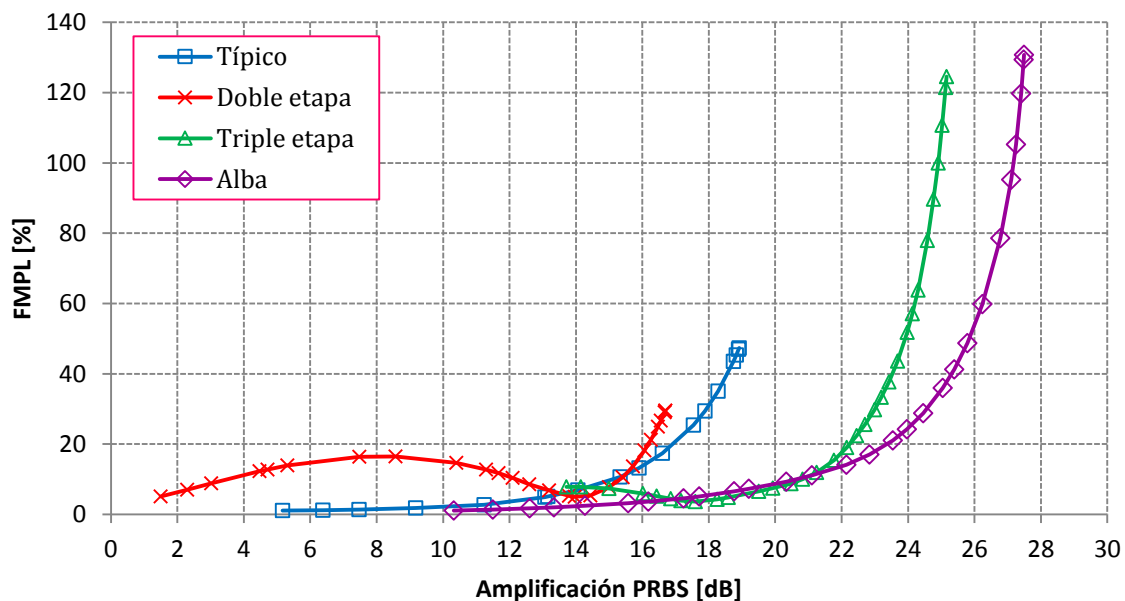


Figura 4.5 FMPL como función de la amplificación PRBS de la forma de onda de salida del esquema Alba, Típico, Doble y Triple Etapa. Simulaciones realizadas a 25 Gbps con formato de modulación RZ

En la figura 4.5 se observa que el desempeño del esquema Alba supera al esquema Típico y al de Doble Etapa en términos de FMPL para un mismo nivel de amplificación e incluso produce valores de amplificación que un solo SOA no puede alcanzar. Comparando ahora el esquema de Triple Etapa y el esquema Alba se observa que el desempeño es muy similar para el intervalo de amplificación de la PRBS de 17 a 22 dB aunque el esquema Alba presenta niveles de FMPL por debajo de 3% para un nivel de amplificación menor a 15 dB. Otro punto a comparar entre estas dos estructuras se puede hacer para un nivel de FMPL de 20%, ya que se considera como un máximo nivel aceptable en estos dispositivos, en este punto el esquema de

Triple Etapa ofrece una amplificación de 22.2 dB mientras que el esquema Alba ofrece un amplificación de 23.4 dB, es decir el desempeño de Alba es mejor.

Similarmente a la figura 4.3 se realizaron las mismas simulaciones para obtener resultados de los esquemas para diferentes potencias promedio de entrada de la PRBS con el objetivo de conocer de manera aproximada el IPDR de la nueva estructura. Los resultados se muestran en la figura 4.6

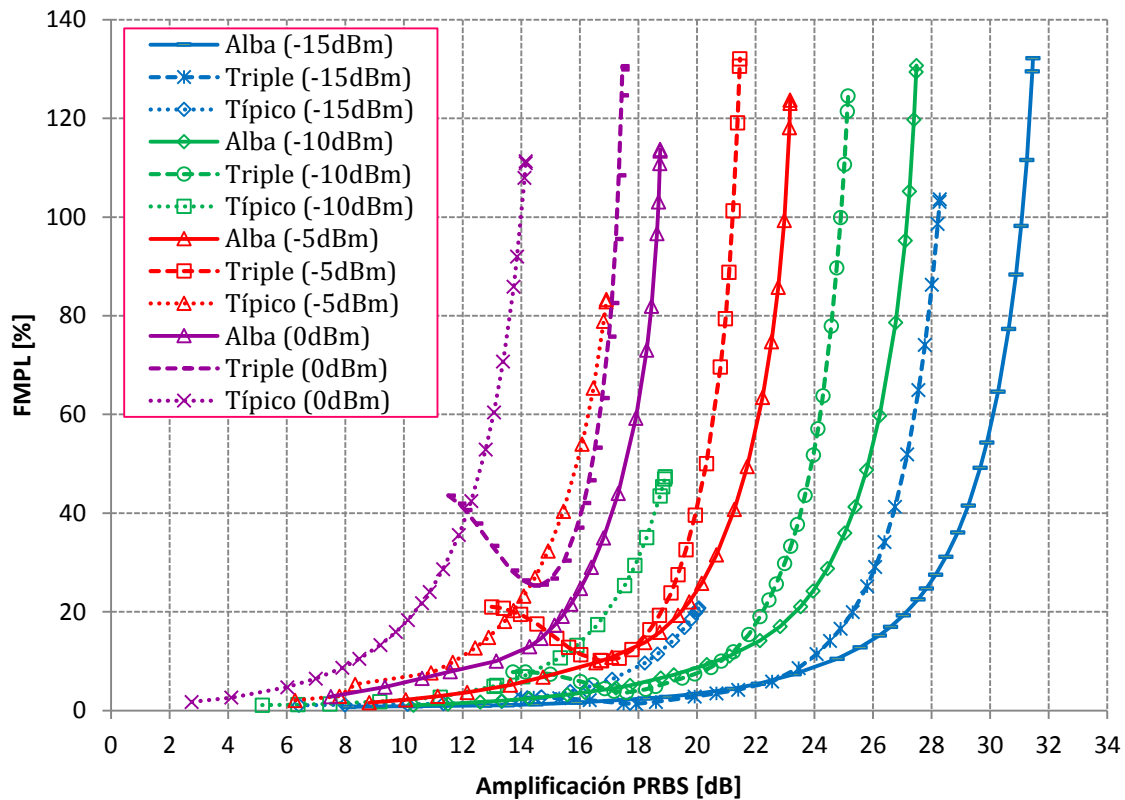


Figura 4.6 FMPL como función de la amplificación PRBS de la forma de onda de salida para diferentes potencias promedio de entrada de la PRBS de las estructuras: típica, de Doble Etapa y Alba. Simulaciones realizadas a 25 Gbps con formato de modulación RZ

En la figura 4.6 se observa que el esquema Alba tiene la misma tendencia en la curva que el esquema Típico, sin embargo el nivel de amplificación para un mismo nivel de FMPL es mayor en el esquema Alba para cualquier valor de potencia promedio de entrada. Esta diferencia se mantiene aproximadamente en +5dB para cualquier nivel de FMPL, demostrando la superioridad del esquema Alba. Además, la figura 4.6 muestra que el esquema Alba, a diferencia del esquema triple que mostraba resultados prometedores, no presenta la aparición de un mínimo local para valores altos de saturación del SOA. Esta característica del esquema Alba es muy importante cuando se desea amplificar señales pseudoaleatorias de alta potencia que excitan la respuesta no lineal del amplificador y deforman la señal. En otras palabras, el intervalo dinámico de operación del esquema Alba supera al del triple, posicionándolo también en ese aspecto como una mejor estructura para reducir *patterning*.

Con el fin de demostrar que el esquema Alba es una arquitectura novedosa y por tanto no interpretarlo simplemente como el esquema Típico más un SOA a la salida de este que proporciona amplificación, se realizaron las simulaciones correspondientes a dicha configuración. También se simuló la configuración del esquema de Doble Etapa más un SOA a la salida, este último SOA en ambas estructuras con valores de SSG y Psat altos y bajos para ampliar el grado de comparación. Estas pruebas sobre las configuraciones modificadas se hicieron para manifestar que el esquema Alba es novedoso y presenta un mejor desempeño en comparación con las estructuras que ya están probadas en la literatura aun cuando se les agregue en serie (conecte en cascada) un SOA a la salida de las mismas. Dicho en otras palabras, las simulaciones que se presentan a continuación demuestran que la ventaja en desempeño de la estructura Alba no se debe directamente a que contenga más o menos amplificadores, sino a la manera ingeniosa en que estos están conectados y a los procesos físicos que en ellos se dan, y sobre todo, a su interacción, dando como resultado la reducción del fenómeno de *patterning*. Estas estructuras se muestran en las figuras 4.7-4.10.

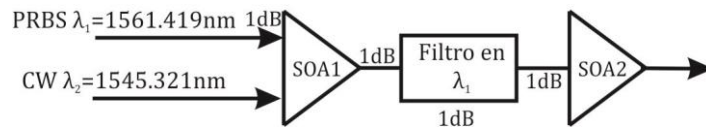


Figura 4.7 Esquema Típico + 1 SOA a), los parámetros del SOA1 y SOA2 difieren a los de la tabla 3.1 en los valores de SSG y Psat en 24dB y 14dBm respectivamente

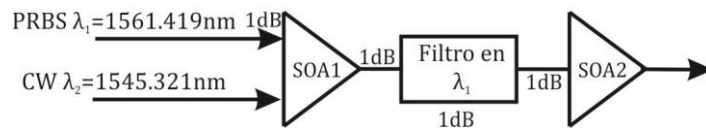


Figura 4.8 Esquema Típico + 1 SOA b), los parámetros del SOA2 difieren a los de la tabla 3.1 en los valores de SSG y Psat en 10dB y 1dBm respectivamente, Los parámetros del SOA1 son los mismos que los de la figura 4.7

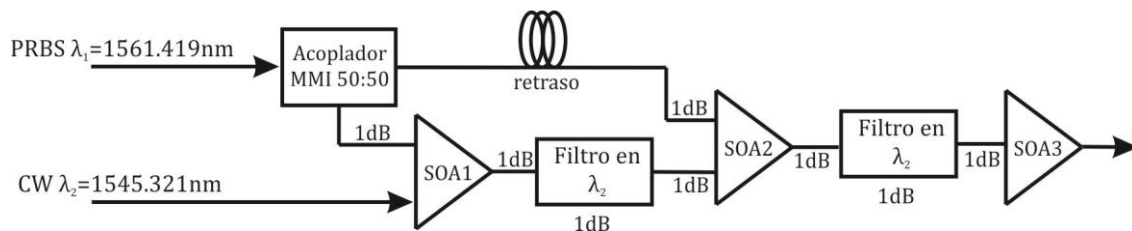


Figura 4.9 Esquema de Doble Etapa + 1 SOA a), los parámetros del SOA1, SOA2 y SOA3 son los mismos de la tabla 3.1 a excepción de la SSG y Psat que cambian a 24dB y 14dBm respectivamente

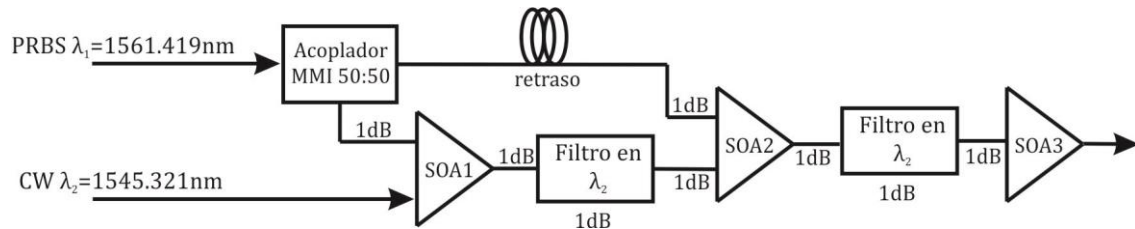


Figura 4.10 Esquema de Doble Etapa + 1 SOA b), los parámetros del SOA3 difieren a los de la tabla 3.1 en los valores de SSG y Psat en 10dB y 1dBm, respectivamente. Los parámetros del SOA1 y SOA2 son los mismos que los de la figura 4.9

La figura 4.11 muestra los resultados de todas las configuraciones mencionadas hasta ahora para una potencia promedio de entrada de la señal aleatoria de datos de -10 dBm.

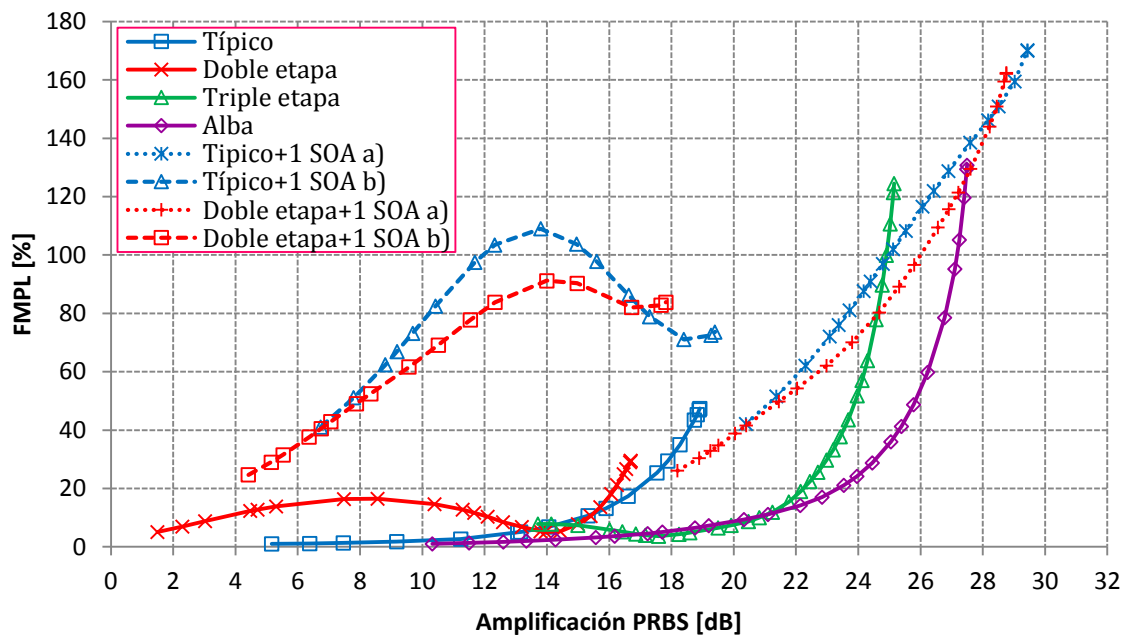


Figura 4.11 FMPL como función de la amplificación PRBS de la forma de onda de salida para diferentes potencias promedio de entrada de la PRBS de las estructuras: Típica, de Doble y Triple etapa y Alba. Simulaciones realizadas a 25 Gbps con formato de modulación RZ

Se observa en la figura 4.11 que el esquema Típico + 1SOA a la salida a) o b) tienen menos intervalo de amplificación que el esquema Alba y para cualquier nivel de amplificación presentan un mayor nivel de FMPL, lo mismo sucede con el esquema de Doble Etapa más un SOA b). La estructura que ofrece un mejor desempeño de las cuatro que tienen un SOA adicional es la de Doble Etapa + 1SOA a) que presenta una amplificación de 18.2 dB con un FMPL de 26% aunque para ese mismo nivel de FMPL el esquema Alba ofrece una amplificación cercana a los 25 dB. Estos niveles tan altos de FMPL que presentan las estructuras de las figuras 4.7 a 4.10 se debe a que como las señales ya muestran cierto nivel de *patterning* a la salida de las estructuras originales, al conectarles en serie otro amplificador, los efectos no lineales producidos por la estructura original simplemente son amplificados por el SOA adicional y es por eso que su desempeño no es favorable. Por tanto, al observar los

resultados que se presentan en la figura 4.11 se concluye que los esquemas Típico y doble que incorporan un SOA adicional no presentan un mejor desempeño que el esquema Alba, el cual además presenta el beneficio de una menor complejidad de fabricación y el uso de menos componentes para su implantación.

Para incrementar el valor de la propuesta en cuanto a desempeño como módulo de amplificación en el desempeño de la estructura Alba en comparación con el esquema Típico, ya que es la estructura a superar puesto que el esquema de Triple Etapa no tiene un buen desempeño a altas potencias promedio de entrada, se realizaron pruebas similares pero ahora para una señal en formato NRZ en lugar de RZ a la misma tasa de 25 Gbps. Los resultados para una potencia promedio de entrada de -20, -10 y 0 dBm con esta nueva secuencia se muestran en la figura 4.12.

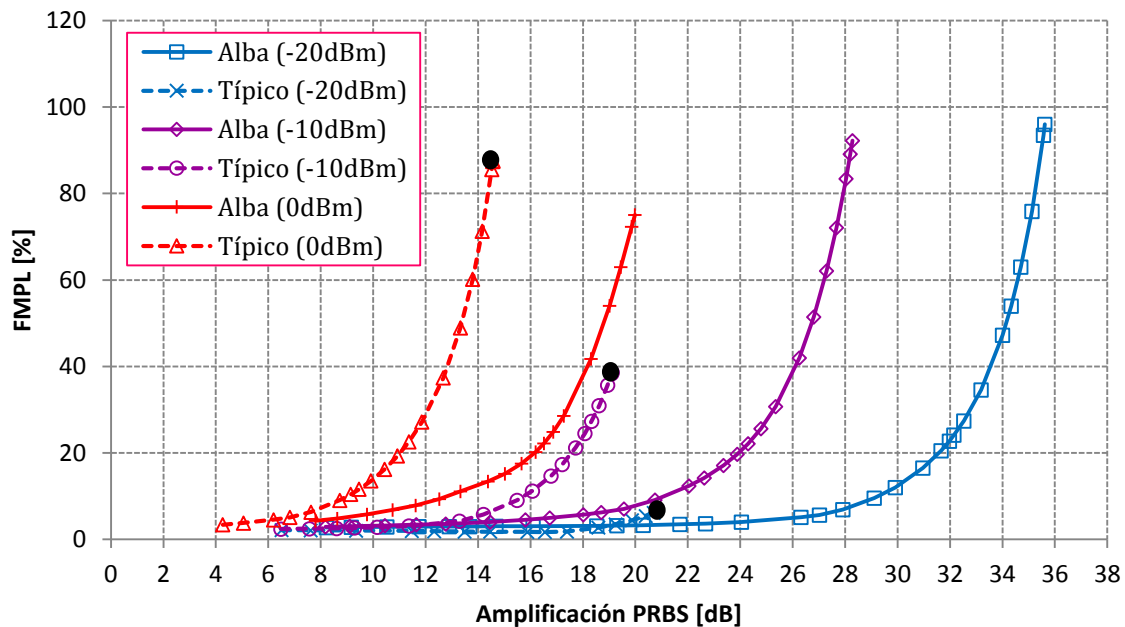


Figura 4.12 FMPL como función de la amplificación PRBS para una señal NRZ de diferentes potencias promedio. La tasa de bits es 25 Gbps

Los marcadores de círculos negros que se muestran en la figura 4.12 y 4.13 son para indicar el desempeño que tiene el esquema Típico con un CW=0, es decir, una amplificación directa esto se hace para comparar, más adelante, el desempeño del esquema Alba contra la amplificación que ofrece un SOA sin algún otro componente.

En la figura 4.12 se observa que el desempeño del esquema Alba sigue siendo mejor para una secuencia NRZ ya que presenta una mayor amplificación para el mismo FMPL del esquema Típico, confirmando las características que posicionan a la estructura Alba como aquella con el mejor desempeño. Cabe mencionar que se llevó a cabo la comparación para este formato de modulación de la estructura Alba con las demás estructuras analizadas. Los resultados obtenidos no difieren en gran medida de los obtenidos para codificación RZ, por lo que se omiten en el resto de este trabajo.

Uno de los parámetros numéricos de desempeño que determina un correcto funcionamiento de la nueva arquitectura como parte de un sistema de comunicaciones es el factor de calidad, Q , ya que entre mayor sea este parámetro será un indicador de que el diagrama de ojo se encuentre lo más abierto posible, y por tanto se reducirá la tasa de BER (*Bit Error Rate*). Por estas razones, y siguiendo a manera de comparación con el esquema Típico, es que se midió el factor de calidad Q de ambas estructuras como función de la amplificación de la PRBS. El factor Q está definido por la ecuación siguiente [8].

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0}$$

donde:

I_1 y I_0 : corresponden a la potencia promedio de la señal de salida '1' y '0' y σ_1 y σ_0 : corresponde a la desviación estándar de '1' y '0' respectivamente.

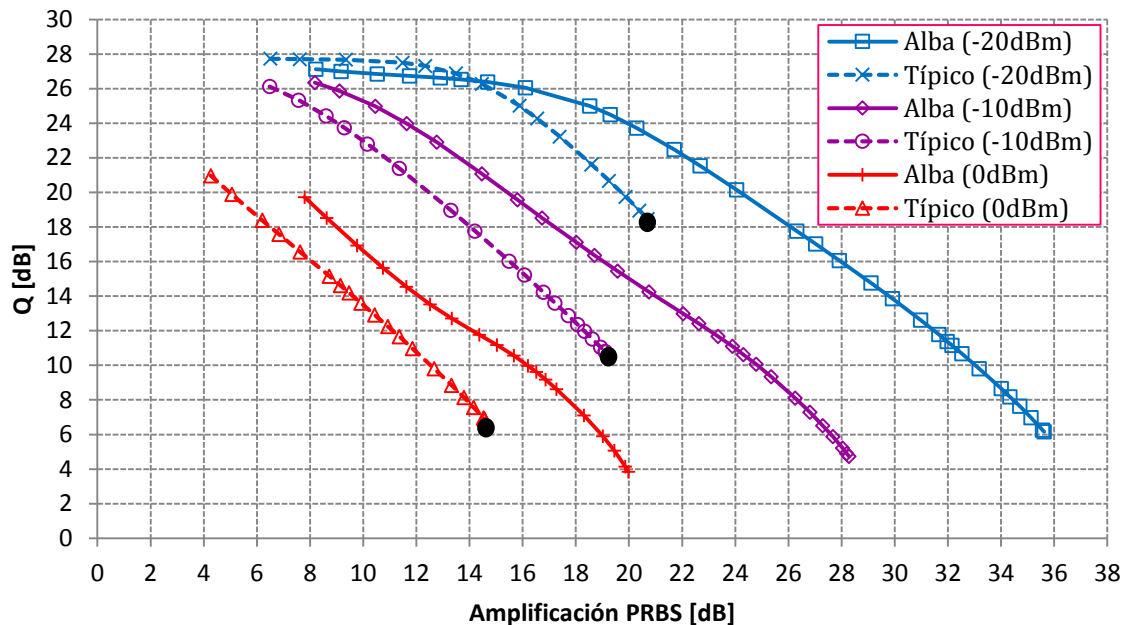


Figura 4.13 Q como función de la amplificación PRBS de una señal NRZ de diferentes potencias promedio operando a una tasa de 25 Gbps

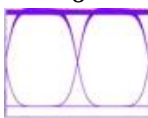

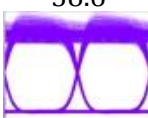
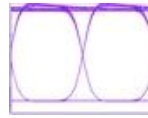


En las curvas de la figura 4.13 para una potencia promedio de entrada de -20 dBm, el esquema Típico tiene ligeramente un mejor nivel de Q en un inicio, sin embargo son valores bajos de amplificación. Para los niveles altos de amplificación el esquema Alba termina por tener un mejor nivel de Q que el esquema Típico. Con respecto a la potencia promedio de entrada de -10 y 0 dBm, el esquema Alba supera en todos los niveles de amplificación al esquema Típico en cuestión de Q . A partir de este análisis se puede concluir que el esquema propuesto en este trabajo de tesis (Alba) supera al esquema Típico en el caso de que las potencias de la señal de entrada al subsistema de amplificación sean altas, ya que con ese fin se diseñó. Es decir, el esquema presentado opera mejor cuando los efectos no lineales del SOA se hacen patentes, ya que su finalidad es precisamente reducir el nivel de *patterning*. Cuando la potencia de entrada de la señal PRBS no es tan grande, el esquema Alba pierde ventaja competitiva, al grado de que para ciertos niveles de amplificación (los menos interesantes), muestra un desempeño menor en términos de Q con respecto al esquema Típico. Sin embargo, el esquema Alba logra

en todos los casos niveles de amplificación mayores a los del esquema Típico (con la consecuente penalidad en Q). Nótese, no obstante, que si se buscan niveles altos de amplificación para un cierto valor de Q, el desempeño del sistema Alba es bueno. Por ejemplo, si se considera una señal PRBS de entrada al módulo de amplificación cuya potencia promedio sea de -20 dBm, y se fija como valor aceptable de Q 20 dB, el esquema Alba supera al esquema Típico por una penalidad de potencia negativa de 4.4 dB.

4.3 Resultados y discusión

De la figura 4.12 es claro que el FMPL que se obtiene cuando se tiene una amplificación directa para una potencia promedio de entrada de -10 y 0 dBm es mucho mayor con respecto al FMPL que se obtiene con el esquema Alba para el mismo nivel de amplificación. En el caso de -20 dBm ambas estructuras ofrecen un FMPL muy bajo debido a que son potencias bajas y los efectos no lineales en los SOAs son menores. En la tabla 4.2 se presenta esta diferencia en FMPL así como también los diagramas de ojo que se obtienen al nivel de amplificación que se alcanza con la amplificación directa.

Tabla 4.2 Comparación del FMPL del esquema Alba con respecto a la amplificación directa como función de la potencia promedio de entrada para una señal NRZ

Potencia promedio de entrada [dBm]	Amplificación [dB]	FMPL de la amplificación directa [%]	FMPL de Alba [%]
-20	20.7	6 	3 
-10	19.1	38.6 	6.5 
0	14.5	87.5 	14 

Analizando los diagramas de ojo de la tabla 4.2 es clara la gran reducción en FMPL que se logra con el esquema Alba para el nivel de amplificación que ofrece el SOA solo (amplificación directa) por lo que los ojos obtenidos con el esquema Alba están más abiertos, mostrando que el desempeño de una amplificación directa es menor que cuando se trabaja con el esquema Alba. Así mismo, se puede observar que cuanto mayor potencia promedio de entrada se inyecte a los esquemas, los diagramas de ojo se van cerrando cada vez más lo que trae como consecuencia un menor desempeño.

Utilizando ahora la figura 4.13 se puede comparar, en términos de Q, el esquema Alba con respecto al caso en que se usa una amplificación directa. Es innegable que para todas las potencias promedio de entrada se obtiene una mejor Q con el esquema Alba que la que se obtiene con una amplificación directa. Estas diferencias quedan establecidas en la tabla 4.3

Tabla 4.3 Comparación de Q del esquema Alba con respecto a la amplificación directa como función de la potencia promedio de entrada para una señal NRZ

Potencia promedio de entrada [dBm]	Amplificación [dB]	Q de la amplificación directa [dB]	Q de Alba [dB]
-20	20.7	18.4	23.4
-10	19.1	10.7	15.8
0	14.5	6.9	11.6

De la tabla 4.3 se puede concluir que la mejora en FMPL obtenida con el esquema Alba con respecto a una amplificación directa, como se demostró en la tabla 4.2, se ve reflejada en una mejora en el factor Q para cualquier nivel de potencia promedio de entrada.

Por lo expuesto hasta ahora se puede afirmar que el desempeño del esquema Alba es superior al esquema Típico y al esquema de Doble y Triple Etapa, así como el SOA sin un CW que controle las fluctuaciones de ganancia. Otra ventaja que presenta sobre estos esquemas es que utiliza un menor número de componentes ópticos, dando como beneficio una estructura mucho más simple en cuanto a su configuración ya que no requiere de un MMI ni tampoco de una línea de retraso. La única desventaja que presenta con respecto al esquema Típico es que utiliza dos SOAs en lugar de uno, aunque la implantación del segundo SOA en el esquema Alba no presentaría mayor dificultad; sin embargo, sí aumentaría ligeramente el costo final de la arquitectura. Con base en todo esto se optó por tomar el esquema Alba como definitivo para el desarrollo de esta tesis.

5 AMPLIFICACIÓN DE UNA SEÑAL WDM

La capacidad de los sistemas de comunicaciones ópticas pueden exceder los 10 Tbps a causa de la gran cantidad de frecuencias que puede transmitir una fibra óptica de sílice. En la práctica, la velocidad de transmisión estaba restringida a 10 Gbps o menos hasta 1995 debido a las limitaciones impuestas por los efectos no lineales y por la velocidad de los componentes electrónicos de que se disponía. Desde entonces, la transmisión de múltiples canales ópticos a través de la misma fibra óptica ha ofrecido una manera sencilla de extender la capacidad de un sistema a más allá de 1 Tbps. El desarrollo de los sistemas de multicanalización empezó a tener una expansión considerable durante los años 90's [41].

WDM corresponde a un esquema en el cual múltiples portadoras ópticas a diferente longitud de onda se modulan utilizando flujos de bits independientes y que son transmitidos sobre la misma fibra óptica. La señal óptica en el receptor es demultiplexada en canales separados utilizando técnicas ópticas. WDM tiene el potencial de explotar el gran ancho de banda que ofrecen las fibras ópticas.

El papel de WDM en enlaces de fibra óptica de larga distancia, y que forman las principales conexiones o el núcleo de una red de telecomunicaciones, es incrementar la velocidad de transmisión de datos. La figura 5.1 muestra un enlace WDM punto a punto de alta capacidad. La salida de varios transmisores, cada uno operando a su propia frecuencia portadora (o longitud de onda) se multiplexa de manera simultánea. La señal multiplexada es lanzada dentro de la fibra óptica para la transmisión al otro extremo, donde un demultiplexor envía cada canal a su correspondiente receptor [41].

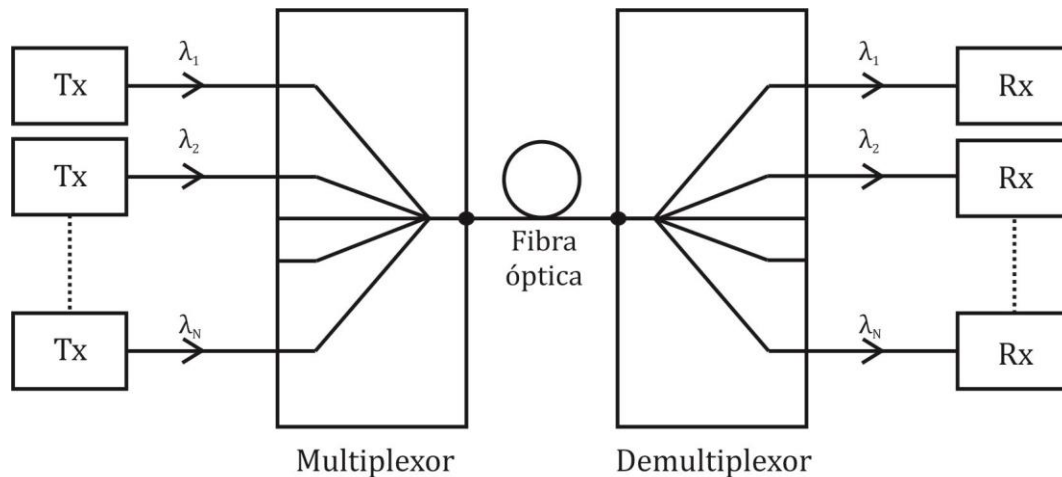


Figura 5.1 Enlace de fibra punto a punto multicanal. Diferentes pares de transmisor-receptor son utilizados para enviar y recibir la señal a diferentes longitudes de onda

En el capítulo anterior se concluyó que el desempeño del esquema Alba es superior a todos los esquemas estudiados en el capítulo 4 para la amplificación de un canal de secuencia NRZ a 25 Gbps, por lo que a través de este último capítulo se profundizará en el estudio del módulo propuesto con simulaciones para la amplificación de una señal WDM de 2, 4, 6 y 8 canales con secuencias NRZ a 25 Gbps. La finalidad de este capítulo es entonces investigar cuál es el desempeño de la arquitectura propuesta como amplificador de un sistema WDM. Las frecuencias de los canales seleccionados estarán situadas alrededor de los 194THz y colocadas con un espacio intercanal de 200GHz para cualquier simulación.

Con el objetivo de observar el desempeño del módulo propuesto y conocer qué tanto afecta la potencia total de entrada y el número de canales en la capacidad de amplificación del mismo, las simulaciones se realizaron de tal manera que se inyectó una potencia promedio total al módulo de 0 dBm y 10 dBm, aun variando el número de canales, tal y como se explica más adelante; dichas potencias se encuentran en el intervalo medio y alto, respectivamente, manejadas en la literatura para una señal WDM. La razón de mantener 0 dBm y 10 dBm de potencia promedio total y variar el número de canales se hizo con el fin de observar los resultados del efecto no lineal XGM que se da entre los diferentes canales que conforman la señal WDM. Es decir, medir el impacto que tiene el incrementar el número de canales y en principio el efecto de XGM, manteniendo el mismo nivel de saturación en el SOA.

Para obtener los resultados que se muestran a continuación se mantuvieron los parámetros de los SOAs utilizados en el capítulo 4, el espectro de simulación de 3.2 THz, el ancho de los filtros Gaussianos presentados en la sección 4.1 y también se incluyen las pérdidas por inserción correspondientes.

Para conformar la señal WDM se recurrió a un multiplexor en donde cada canal es una PRBS diferente de longitud de 2^9 bits, modulada con un formato NRZ a 25 Gbps. En el caso de 2 canales y con ayuda del filtro Gaussiano se demultiplexó el canal 2 para su posterior análisis, para 4 canales se analizó el canal 3, para 6 canales el canal 4 y para 8 canales el canal 5, esto con el objetivo de que, como son los canales centrales en cada simulación, se espera que sufran en mayor cantidad los fenómenos de diafonía no lineal.

5.1 Análisis para una potencia promedio de entrada total de 0dBm

En estas simulaciones la potencia promedio de entrada total en el módulo de amplificación (sin contar el haz de contención) fue de 0 dBm y fue distribuida entre el número de canales como lo muestra la tabla 5.1

Tabla 5.1 Potencia promedio de entrada total de 0dBm

Número de canales	Potencia promedio por canal [dBm]
2	-3.01
4	-6.02
6	-7.78
8	-9.03

Los espectros correspondientes a los canales descritos en tabla 5.1 se muestran en las figuras 5.2-5.5. Estos espectros se miden en la señal previamente a ser inyectada a los esquemas de amplificación. En particular se puede observar que el espacio intercanal es de 200 GHz y que el espectro de simulación total es de 3.2THz, por lo que hasta en el caso de 8 canales se pueden realizar las simulaciones sin ningún problema en cuanto a tamaño del espectro.

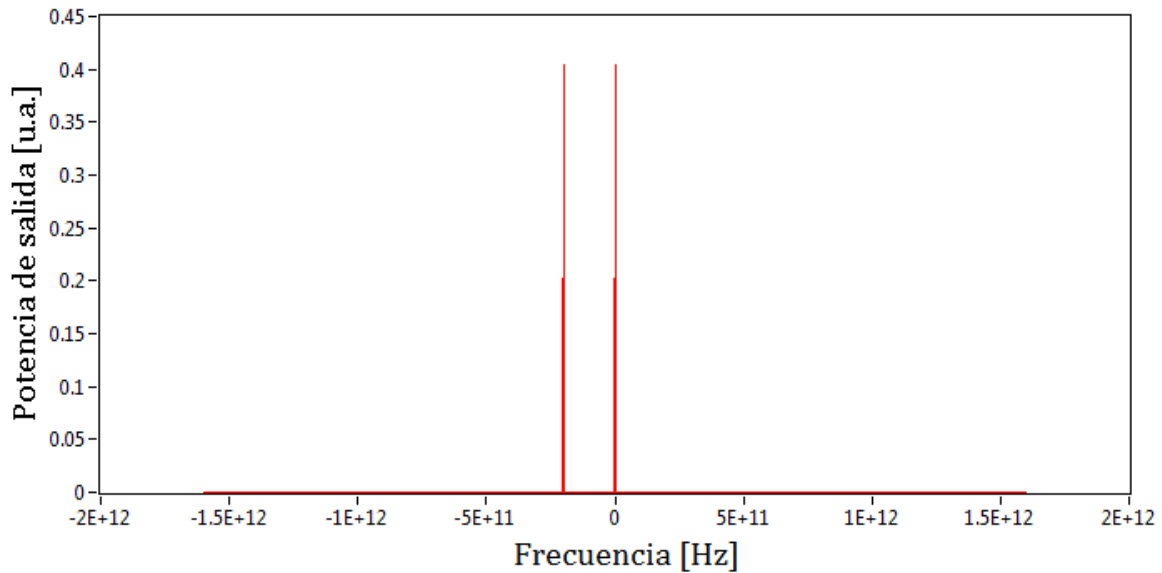


Figura 5.2 Espectro de la señal WDM de 2 canales, el origen corresponde a una frecuencia central de 193.5THz, en la figura no se muestra el espectro del haz de contención

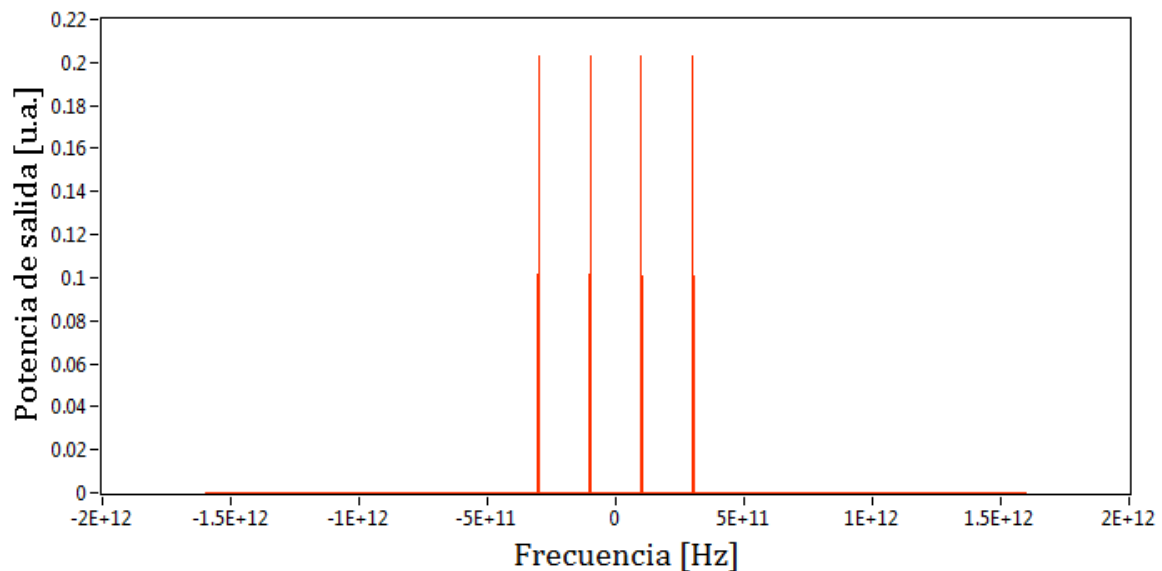


Figura 5.3 Espectro de la señal WDM de 4 canales, el origen corresponde a una frecuencia central de 193.5THz, en la figura no se muestra el espectro del haz de contención

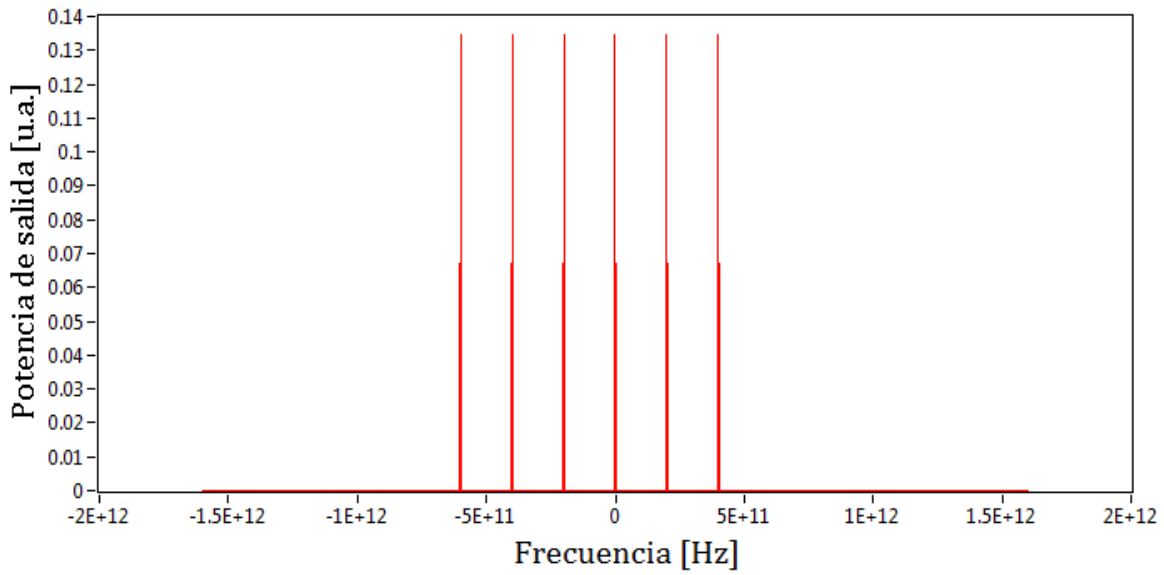


Figura 5.4 Espectro de la señal WDM de 6 canales, el origen corresponde a una frecuencia central de 193.9THz, en la figura no se muestra el espectro del haz de contención

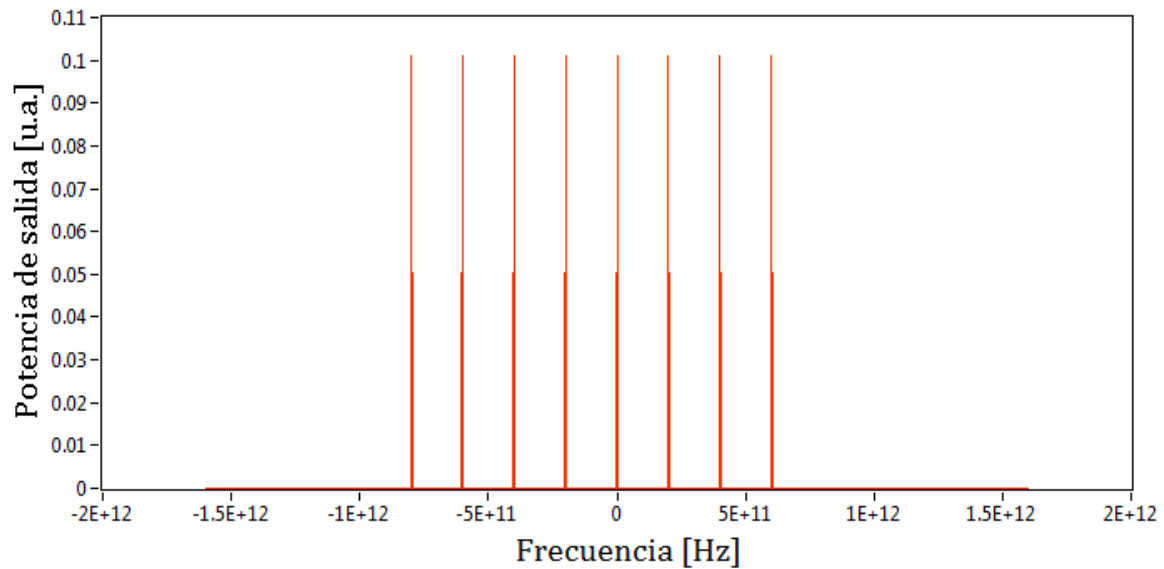


Figura 5.5 Espectro de la señal WDM de 8 canales, el origen corresponde a una frecuencia central de 194.1THz, en la figura no se muestra el espectro del haz de contención

Al igual que en el capítulo 4, donde se amplifica una señal con formato NRZ, se obtuvieron las gráficas de “FMPL versus Amplificación PRBS” y “Q versus Amplificación PRBS” para conocer el desempeño que tienen con respecto a dichos parámetros tanto el esquema Alba (líneas sólidas) como el Típico (líneas punteadas) pero ahora con una señal WDM. Los resultados se presentan en la figura 5.6 y 5.7 para 2, 4, 6 y 8 canales.

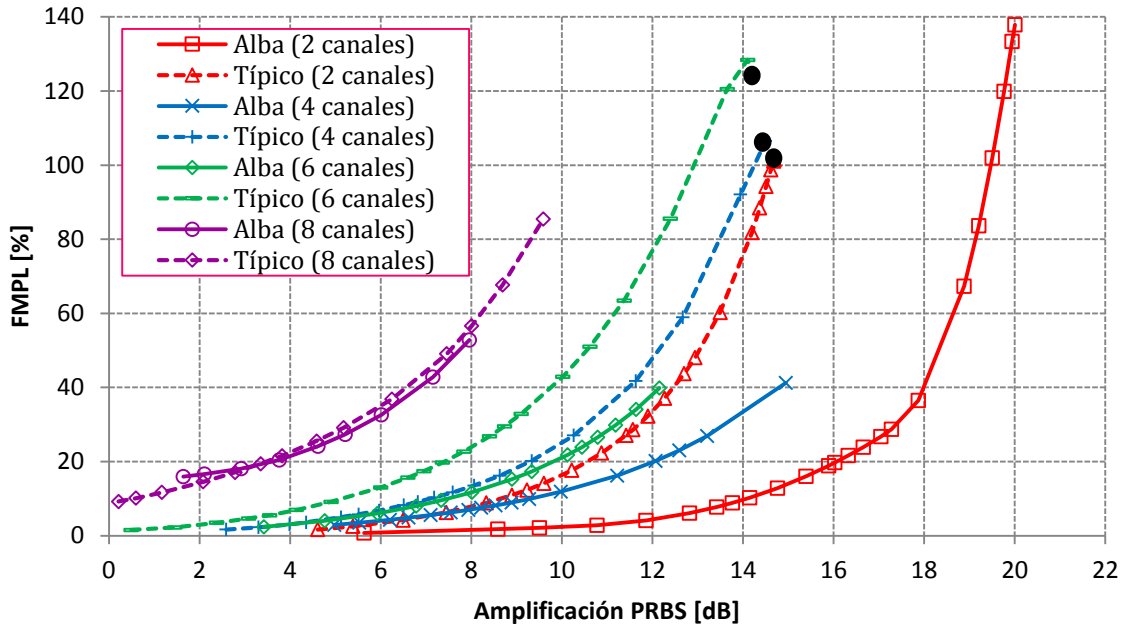

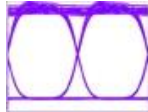

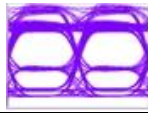
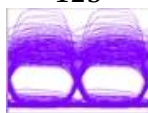


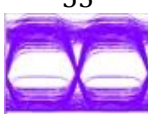


Figura 5.6 FMPL como función de la amplificación PRBS para 2, 4, 6 y 8 canales con una potencia promedio de entrada total de 0dBm

Los marcadores de círculos negros que aparecen en la figura 5.6, al igual que en el capítulo anterior, indican el desempeño del esquema Típico con una CW=0, es decir, un amplificador en donde se tiene al SOA solo sin ningún tipo de asistencia CW, dicho en otras palabras, una amplificación directa. En el caso del esquema Típico con una señal WDM de 8 canales y sin ninguna asistencia CW, el diagrama de ojo está tan cerrado que no se puede tomar una lectura del FMPL, es por eso que no tiene un marcador en la curva correspondiente.

De la figura 5.6 es claro que el FMPL que se obtiene cuando se tiene una amplificación directa para 2, 4 y 6 canales, es mucho mayor con respecto al FMPL que se obtiene con el esquema Alba para el mismo nivel de amplificación, lo que pone de manifiesto la superioridad del esquema Alba con respecto al uso de un amplificador aislado (sin asistencia alguna); en la tabla 5.2 se presenta esta diferencia en FMPL. Para el caso de 6 canales en el cual el esquema Alba no llega al nivel proporcionado por la amplificación directa se tomó la medida del FMPL en la máxima amplificación alcanzada por el esquema Alba. Así mismo, se muestran los diagramas de ojo que se obtienen al nivel de amplificación alcanzado por la amplificación directa y en el caso de 8 canales, donde no se puede comparar la amplificación directa y el esquema Alba, se tomó una amplificación de 8 dB porque es el máximo que puede ofrecer el esquema Alba. En la tabla 5.2 también se puede observar cómo es que a medida que aumenta el número de canales, el ojo se empieza a cerrar cada vez más, lo cual es un indicador de que el desempeño cada vez es menor. La degradación del desempeño se debe en parte al efecto no lineal que se conoce como FWM (Four-Wave-Mixing), este fenómeno se produce cuando dos o más señales de diferente frecuencia se inyectan simultáneamente al SOA generando tonos o mezclas de las ondas lo que produce diafonía no lineal entre ellas. Es por estas razones que los diagramas de ojo que se muestran a continuación se deforman más con respecto al aumento del número de canales que conforman la señal WDM ya que cada vez la diafonía no lineal es mayor.

Tabla 5.2 Comparación del FMPL del esquema Alba con respecto a la amplificación directa como función del número de canales para una potencia promedio de entrada total al módulo de amplificación de 0dBm

Número de canales	Amplificación [dB]	FMPL de la amplificación directa [%]	FMPL de Alba [%]
2	14.7	101 	12 
4	14.5	106 	37 
6	14.2	125 	40 (a los 12.2 dB de amplificación) 
8	8	Ojo cerrado 	53 

Debido a la reducción en el FMPL y a los ojos más abiertos obtenidos con el esquema Alba, es indudable que el desempeño de una amplificación directa es menor que cuando se trabaja con el esquema propuesto.

Por otro lado, en la figura 5.6 también se observa que el desempeño del esquema Alba es mejor para 2, 4, y 6 canales con respecto al Típico, ya que si se toma nuevamente el nivel máximo aceptable de FMPL (como en el capítulo 4) que es de 20%, en todos los casos el nivel de amplificación es mayor con el esquema Alba. Sin embargo, también es claro que la diferencia en amplificación a este nivel de FMPL va disminuyendo conforme el número de canales va aumentando, ya que para 2 canales se tiene un margen de 5.4 dB en amplificación favoreciendo al esquema Alba. Cuando se tienen 4 canales, esta diferencia se reduce a 2.85 dB y a 2.4 dB cuando se trabajan 6 canales. Al momento de introducir 8 canales, el desempeño es prácticamente, el mismo ya que se tiene una amplificación muy baja de 3.5dB para un nivel de 20% de FMPL, estas diferencias se muestran en la tabla 5.3.

Tabla 5.3 Diferencia en amplificación del esquema Alba y Típico para un FMPL=20% con una potencia promedio de entrada total al módulo de amplificación de 0dBm

Número de canales	Nivel de amplificación Alba [dB]	Nivel de amplificación Típico [dB]	Diferencia en amplificación del esquema Alba vs Típico [dB]
2	16	10.6	+5.4
4	12	9.15	+2.85
6	9.9	7.5	+2.4
8	3.5	3.5	0

Un análisis similar, pero ahora tomando como parámetro de desempeño el factor de calidad Q , se muestra en la figura 5.7 para el mismo número de canales, tomando en cuenta tanto el módulo de amplificación Alba, como la arquitectura que hemos denominado Típico. En esta figura también se presentan los círculos negros, que corresponden, como ya se explicó, al caso en que la medición (ahora del factor Q) se realiza sobre una amplificación directa (sin asistencia del haz de contención).

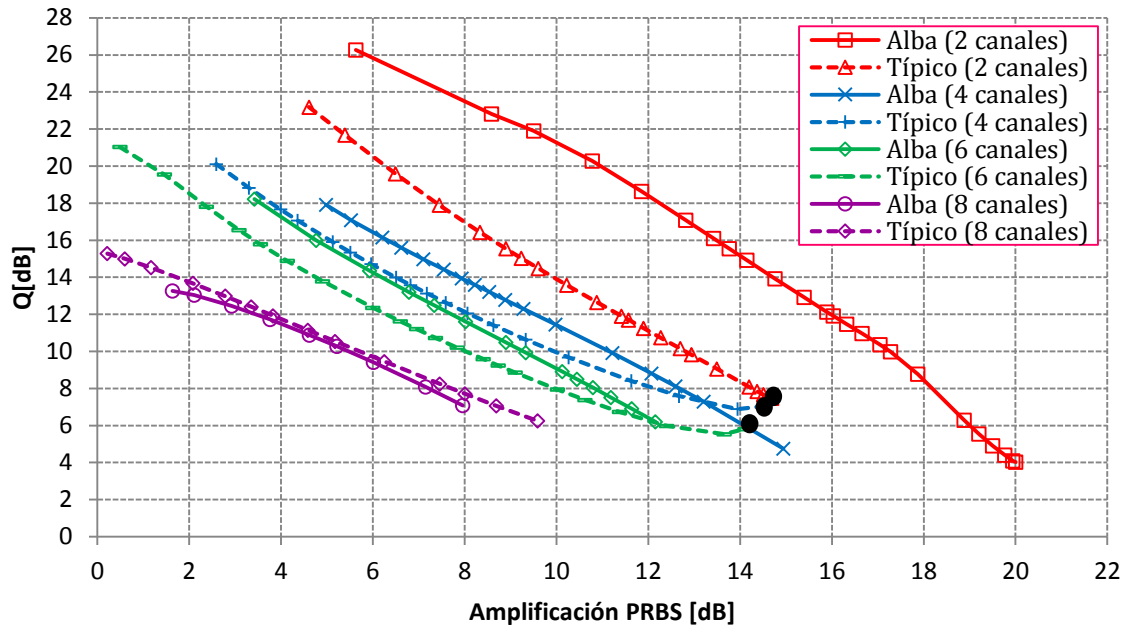


Figura 5.7 Q como función de la amplificación PRBS para 2, 4, 6 y 8 canales con una potencia promedio de entrada total a los módulos de amplificación de 0dBm

Comparando el esquema Alba con respecto al caso en que se usa un SOA aislado (sin asistencia), de la figura se puede observar que cuando se trabajan con 2 canales el esquema Alba tiene una mejor Q para el mismo nivel de amplificación de 14.7 dB. Esta diferencia llega a ser de casi el doble (en una escala en dB). Sin embargo, cuando se introducen 4 canales en el sistema, la amplificación directa termina por tener una mejor Q que el esquema Alba. Para 6 canales el esquema Alba ni siquiera llega al mismo nivel de amplificación que el esquema Típico. Estas diferencias se resumen en la tabla 5.4, y al igual que en la tabla 5.2, para el caso de 6 canales, en el cual el esquema Alba no llega al nivel proporcionado por la amplificación directa, se tomó la medida de la Q en la máxima amplificación alcanzada por el esquema Alba. En el caso de 8 canales se toma a los 8 dB ya que es el máximo nivel que ofrece el esquema Alba.

Tabla 5.4 Comparación de Q del esquema Alba con respecto a la amplificación directa como función del número de canales para una potencia promedio de entrada total al módulo de amplificación de 0dBm

Número de canales	Amplificación [dB]	Q de la amplificación directa [dB]	Q de Alba [dB]
2	14.7	7.5	14.2
4	14.5	7	5.5
6	14.2	6	6 (a los 12.2 dB de amplificación)
8	8	Ojo cerrado	7

De la tabla 5.4 se puede concluir que el desempeño del esquema Alba es muy superior en términos de Q para el caso exclusivamente de 2 canales, ya que al aumentar el número de canales la amplificación directa ofrece una mejor Q en el caso de 4 canales y una mayor amplificación en el caso de 6 canales, por lo que la gran reducción de FMPL no se traduce en una mejora en la Q.

Si ahora se compara el desempeño del esquema Típico y el esquema Alba con ayuda de la figura 5.7, se observa que si se establece un valor de $Q=12\text{dB}$ como umbral, que es un valor alto de este parámetro, con el esquema Alba se obtiene una mayor amplificación que con el esquema Típico en el caso de 2, 4 y 6 canales. Al igual que en el caso del FMPL, la ventaja en amplificación para una $Q=12\text{dB}$ se va reduciendo conforme aumenta el número de canales al grado de que cuando se trabaja con 8 canales, esta diferencia es negativa, es decir, el esquema Típico tiene una mejor amplificación que el esquema Alba, sin embargo, nuevamente son niveles bajos de amplificación. Estas diferencias se muestran en la tabla 5.5.

Tabla 5.5 Diferencia en amplificación del esquema Alba y Típico para una $Q=12\text{dB}$

Número de canales	Nivel de amplificación Alba [dB]	Nivel de amplificación Típico [dB]	Diferencia en amplificación del esquema Alba vs Típico [dB]
2	16	11.4	+4.6
4	9.5	8.1	+1.4
6	7.7	6.3	+1.4
8	3.4	3.7	-0.3

Por lo expuesto en la tabla 5.5 se puede afirmar que la ventaja competitiva del esquema Alba con respecto al esquema Típico a partir de dos canales es muy baja, ya que solo se ganan 1.4 dB para el caso de 4 y 6 canales. En el caso de 8 canales el esquema Típico presenta un mayor nivel de amplificación que el esquema Alba, aunque cabe hacer notar que se tratan de niveles absolutos muy bajos de amplificación para ambas arquitecturas.

5.2 Análisis para una potencia promedio de entrada total de 10 dBm

En estas simulaciones la potencia promedio de entrada total en el módulo de amplificación (sin contar el haz de contención) se aumentó a 10 dBm y fue distribuida entre el número de canales como lo muestra la tabla 5.6. Este análisis se hizo con el objetivo de conocer el desempeño de las arquitecturas estudiadas cuando se tiene un escenario de mayor saturación en el amplificador.

Tabla 5.6 Potencia promedio de entrada total de 10dBm

Número de canales	Potencia promedio por canal [dBm]
2	6.98
4	3.97
6	2.21
8	0.96

Los espectros correspondientes a los canales descritos en tabla 5.6 se muestran en las figuras 5.8-5.11. Estos espectros son calculados previamente a ser inyectados a los esquemas de amplificación. Al igual que en los espectros para 0 dBm, se puede observar que el espacio intercanal es de 200 GHz y que el espectro de simulación total es de 3.2 THz.

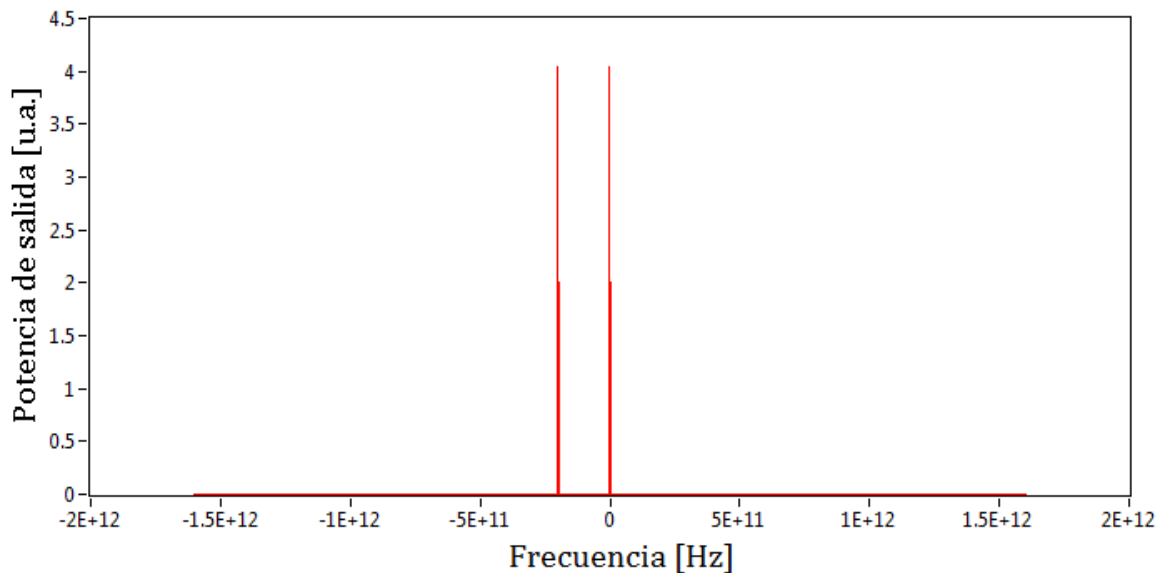


Figura 5.8 Espectro de la señal WDM de 2 canales, el origen corresponde a una frecuencia central de 193.5THz, en la figura no se muestra el espectro del haz de contención

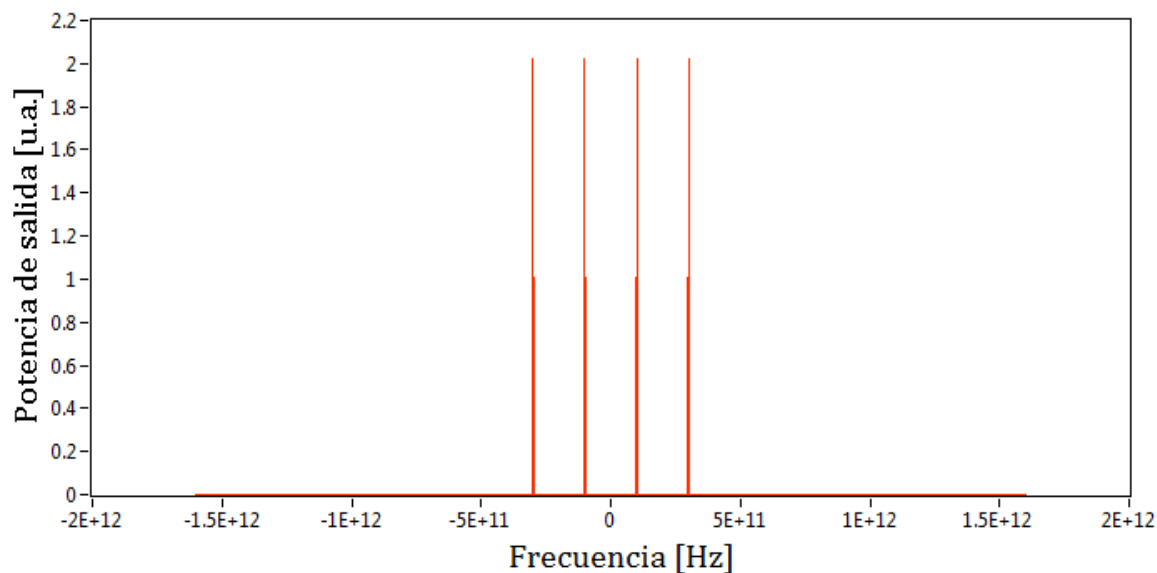


Figura 5.9 Espectro de la señal WDM de 4 canales, el origen corresponde a una frecuencia central de 193.5THz, en la figura no se muestra el espectro del haz de contención

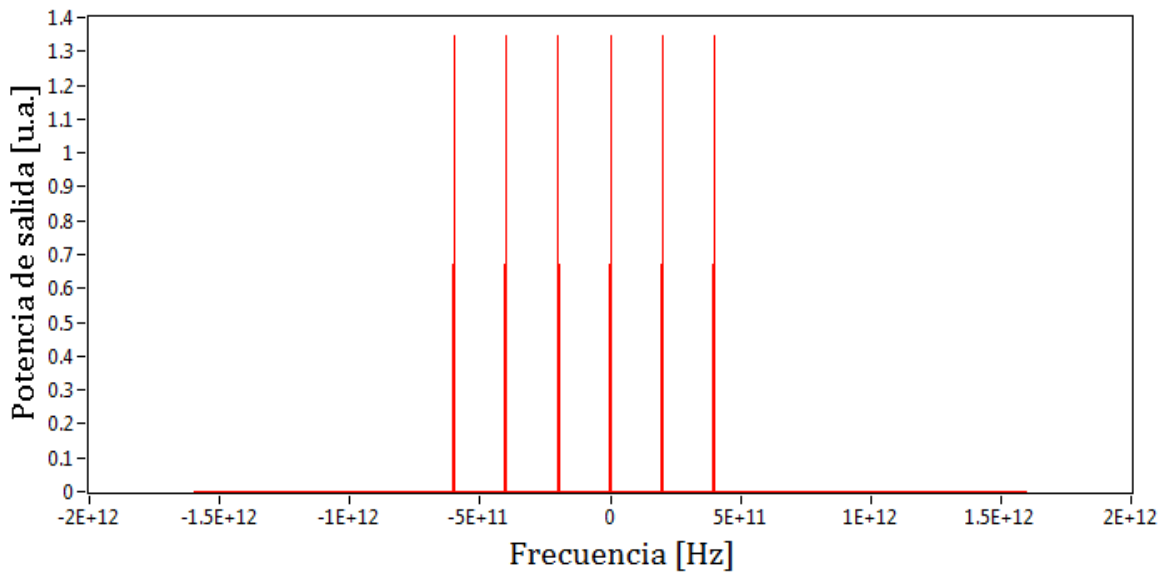


Figura 5.10 Espectro de la señal WDM de 6 canales, el origen corresponde a una frecuencia central de 193.9THz, en la figura no se muestra el espectro del haz de contención

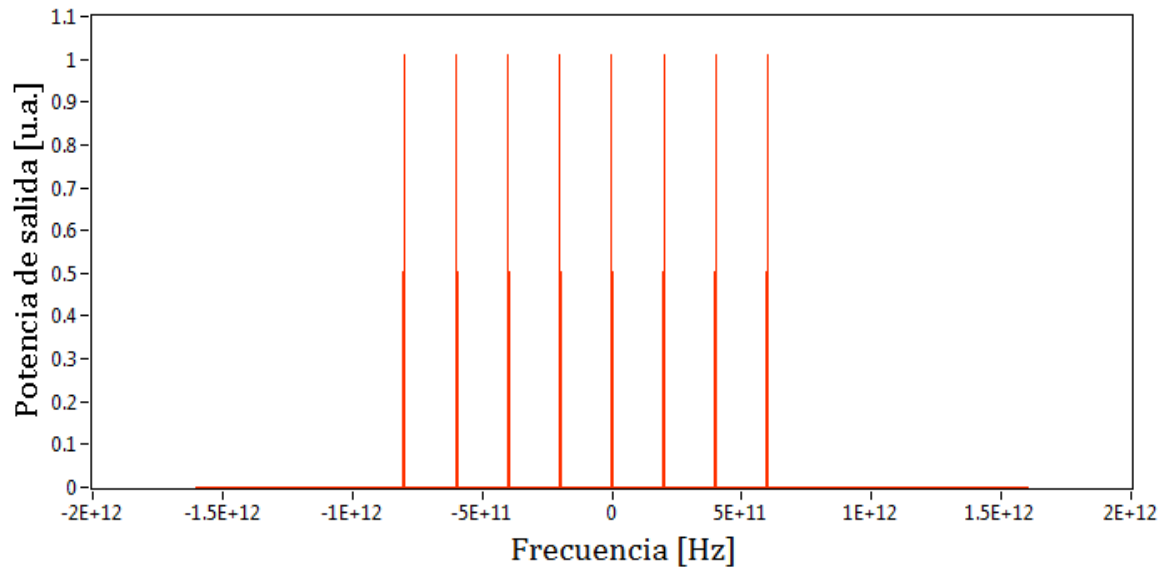


Figura 5.11 Espectro de la señal WDM de 8 canales, el origen corresponde a una frecuencia central de 194.1THz, en la figura no se muestra el espectro del haz de contención

Los resultados de “FMPL versus Amplificación PRBS” y “Q vs Amplificación PRBS” para el caso de una potencia promedio total de 10 dBm se presentan en la figura 5.12 y 5.13, respectivamente, para 2, 4, 6 y 8 canales.

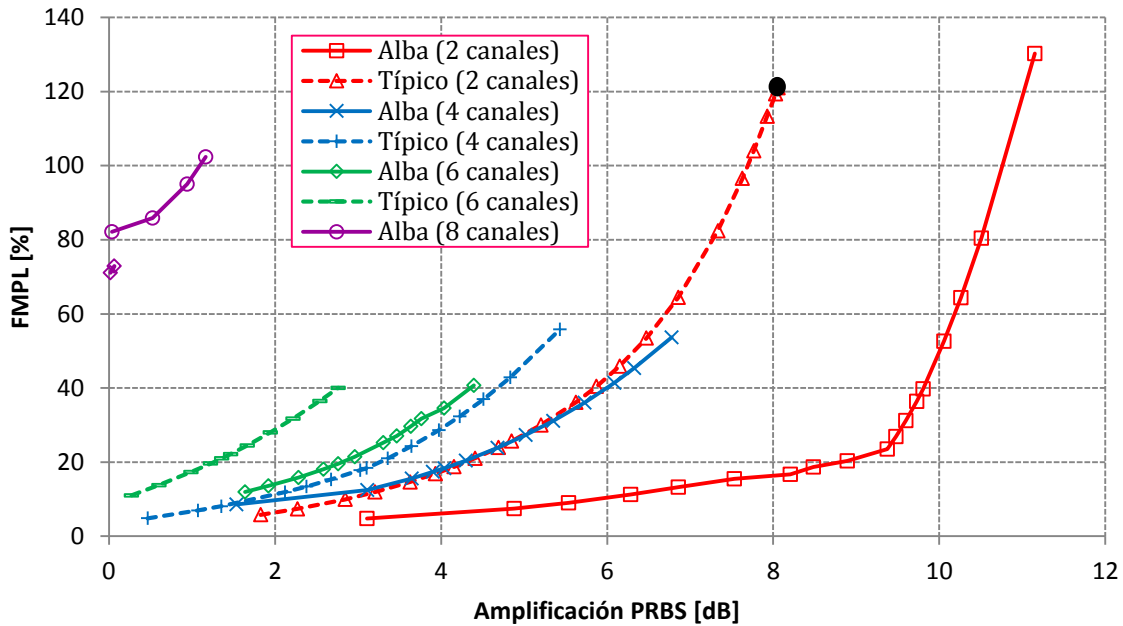
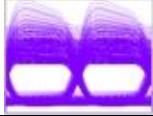
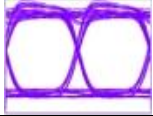


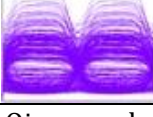
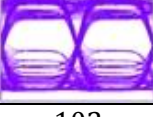

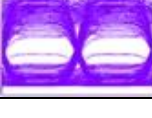


Figura 5.12 FMPL como función de la amplificación PRBS para 2, 4, 6 y 8 canales con una potencia promedio de entrada total de 10dBm

Al igual que las simulaciones para 0 dBm, el marcador de un círculo negro de la figura 5.12 para el caso de dos canales en el esquema Típico, indica el resultado del SOA solo, sin ningún tipo de asistencia CW. Se observa que el FMPL proporcionado por la amplificación directa para 2 canales es mayor que el que proporciona el esquema Alba para un nivel de amplificación de 8.1 dB, mientras que para un número de canales de 4, 6 y 8 el ojo del esquema de amplificación directa está tan cerrado que no se puede medir el FMPL. En la tabla 5.7 se presenta una comparación en FMPL del esquema Alba y el esquema Típico.

Para el caso de 4, 6 y 8 canales en el cual no se puede obtener una lectura del FMPL de la amplificación directa debido a que el ojo está completamente cerrado, se tomaron los niveles máximos de amplificación alcanzados por el esquema Alba como punto de comparación. Así mismo, la tabla 5.7 muestra los diagramas de ojo que se obtienen con ambos esquemas y se puede observar que conforme el número de canales va en incremento el desempeño de ambas estructuras es menor, como ya se mencionó, esto se debe al efecto no lineal FWM ya que cada vez existe una mayor diafonía entre las señales.

Tabla 5.7 Comparación del FMPL del esquema Alba con respecto a la amplificación directa como función del número de canales para una potencia promedio de entrada total al módulo de amplificación de 10dBm

Número de canales	Amplificación [dB]	FMPL de la amplificación directa [%]	FMPL de Alba [%]
2	8.1	121 	16 
4	6.8	Ojo cerrado 	54 
6	4.4	Ojo cerrado 	40 
8	1.2	Ojo cerrado 	102 

Comparando los ojos de ambas estructuras de la tabla 5.7 se observa que los diagramas que se obtienen con el esquema Alba están abiertos en mayor proporción que los presentados con el esquema de amplificación directa lo que se traduce en una mejora en el FMPL por parte del esquema Alba, aunque dicha mejora ya no es tan positiva como en el caso de una potencia promedio total de entrada de 0 dBm ya que el FMPL de la arquitectura Alba es mayor que el presentado en la tabla 5.2. La razón de esto es que al incrementar la potencia de entrada el sistema se satura el amplificador en mayor escala y el efecto no lineal de XGM perjudica en mayor cantidad el funcionamiento del módulo, de la misma manera, el efecto no lineal FWM se presenta en mayor escala, degradando aún más el desempeño de las estructuras.

En la figura 5.12 también se observa que el desempeño del esquema Alba es mejor para 2, 4, y 6 canales con respecto al Típico, ya que si se toma el nivel máximo aceptable de FMPL de 20% en todos los casos el mayor nivel de amplificación se logra con el esquema Alba. La diferencia en amplificación a este nivel de FMPL también va disminuyendo conforme el número de canales va aumentando, ya que para 2 canales se tiene un margen de 4.5 dB en amplificación favoreciendo al esquema Alba, cuando se tienen 4 canales esta diferencia se reduce a 1.1 dB, sin embargo cuando se trabaja con 6 canales esta diferencia aumenta a 1.6 dB. El mínimo nivel de FMPL para 8 canales se logra con el esquema Típico, teniendo un valor de 71% y de 82% para el esquema Alba, por lo que en la tabla 5.8 no se presentan los resultados para 8 canales.

Tabla 5.8 Diferencia en amplificación del esquema Alba y Típico para un FMPL=20% con una potencia promedio de entrada total de 10dBm

Número de canales	Nivel de amplificación Alba [dB]	Nivel de amplificación Típico [dB]	Diferencia en amplificación del esquema Alba vs Típico [dB]
2	8.8	4.3	+4.5
4	4.3	3.2	+1.1
6	2.8	1.2	+1.6
8	-	-	-

Los resultados, pero ahora tomando como parámetro de desempeño el factor de calidad Q, se presentan en la figura 5.13 para el mismo número de canales, tomando en cuenta tanto el módulo de amplificación Alba como el Típico.

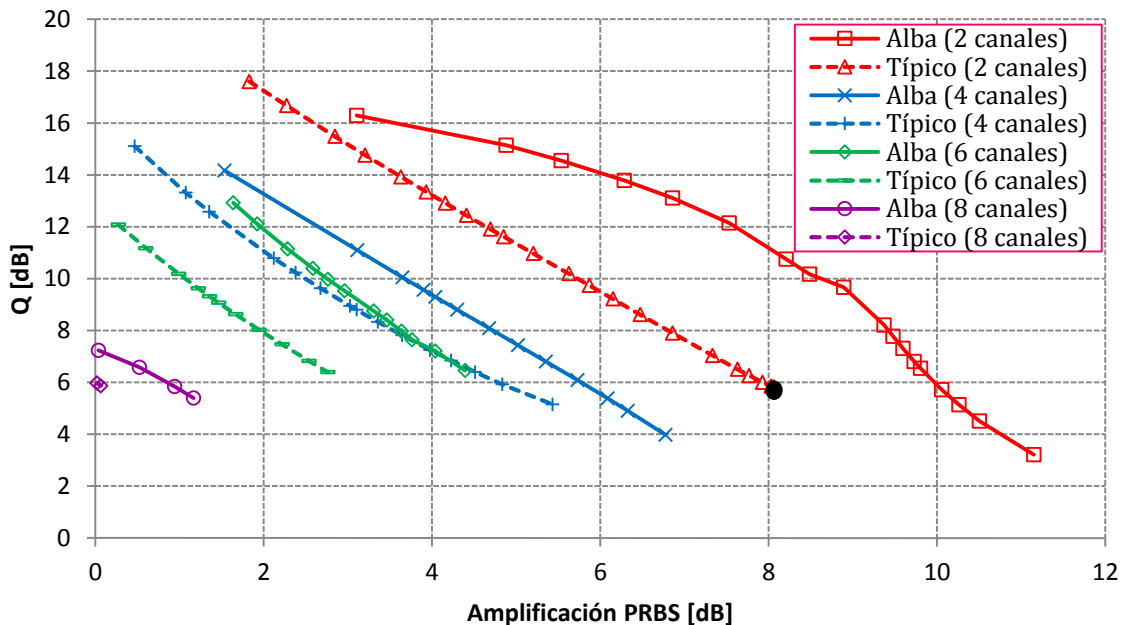


Figura 5.13 Q como función de la amplificación PRBS para 2, 4, 6 y 8 canales con una potencia promedio de entrada total de 10 dBm

El único análisis donde se logra obtener una amplificación directa es cuando se trabaja con 2 canales, alcanzando un nivel de amplificación de 8.1dB con una $Q=5.8$ dB, mientras que el esquema Alba tiene una $Q=11$ dB para el mismo nivel de amplificación. Esta diferencia llega a ser de casi el doble en una escala en dB (como en el caso de 0 dBm). Para el caso de 4, 6 y 8 canales el ojo resultante de una amplificación directa está tan cerrado que no se puede tomar una lectura de Q por lo que la comparación, presentada en la tabla 5.9, se hace en los niveles máximos de amplificación alcanzados por el esquema Alba.

Tabla 5.9 Comparación de Q del esquema Alba con respecto a la amplificación directa como función del número de canales para una potencia promedio de entrada total al módulo de amplificación de 10dBm

Número de canales	Amplificación [dB]	Q de la amplificación directa [dB]	Q de Alba [dB]
2	8.1	5.8	11
4	6.8	Ojo cerrado	4
6	4.4	Ojo cerrado	6.5
8	1.2	Ojo cerrado	5.3

De la tabla 5.9 se puede concluir que el desempeño del esquema Alba es muy superior en términos de Q para el caso de 2 canales y cuando se trabaja con 4, 6 y 8 canales el esquema Alba tiene un desempeño ligeramente mayor que el esquema de amplificación directa.

Por último, se compara la amplificación del esquema Típico y el esquema Alba, se observa que si se establece un valor de $Q=12\text{dB}$ como umbral, el esquema Alba obtiene una mayor amplificación que la lograda con el esquema Típico en el caso de 2, 4 y 6 canales, dicha ventaja se reduce cuando se pasa de 2 a 4 canales, pero para 6 canales esta ventaja aumenta. La tabla 5.10 muestra el análisis completo de la figura 5.13, dicha tabla no muestra la comparación para 8 canales debido a que los niveles de amplificación están por debajo de los 1.2dB de amplificación y se consideran puntos no significativos.

Tabla 5.10 Diferencia en amplificación del esquema Alba y Típico para una $Q=12\text{dB}$

Número de canales	Nivel de amplificación Alba [dB]	Nivel de amplificación Típico [dB]	Diferencia en amplificación del esquema Alba vs Típico [dB]
2	7.6	4.6	+3
4	2.7	1.6	+1.1
6	1.9	0.3	+1.6
8	-	-	-

Por lo expuesto en la tabla 5.10, se ratifica lo que sucedió en el análisis con 0 dBm, que la ventaja competitiva del esquema Alba con respecto al esquema Típico a partir de dos canales es muy baja.

5.3 Discusión

De acuerdo al análisis desarrollado a lo largo de este capítulo se demostró que el esquema Alba tiene un mejor desempeño al amplificar una señal WDM que cuando se tiene una amplificación directa sin ningún tipo de asistencia CW, ya que el FMPL se reduce de manera considerable como lo muestran las tablas 5.2 y 5.7. Esta reducción del FMPL se traslada a la obtención de una Q de casi el doble, en el caso de 2 canales para 0dBm y 10 dBm de potencia promedio total de entrada comparada con la Q que se obtiene con el SOA solo, sin embargo, para el caso de 4, 6 y 8 canales este amplio margen en Q se reduce como se observa en las tablas 5.4 y 5.9

Al comparar los resultados del esquema Alba y el esquema Típico para la amplificación de una señal WDM se sigue observando un mejor desempeño por amplio margen del esquema Alba sobre el Típico cuando se trabaja con 2 canales para cualquier valor de potencia promedio de entrada total. Sin embargo, cuando se trabaja con 4, 6 y 8 canales, este margen va disminuyendo, al grado de que en algunos casos el desempeño del esquema Típico supera al esquema Alba, aunque como ya se mencionó anteriormente, este efecto se presenta en puntos muy bajos de amplificación.

Las diferencias entre los 2 esquemas quedan sintetizadas en la figura 5.14 para un FMPL=20% y en la gráfica 5.15 para una Q=12dB.

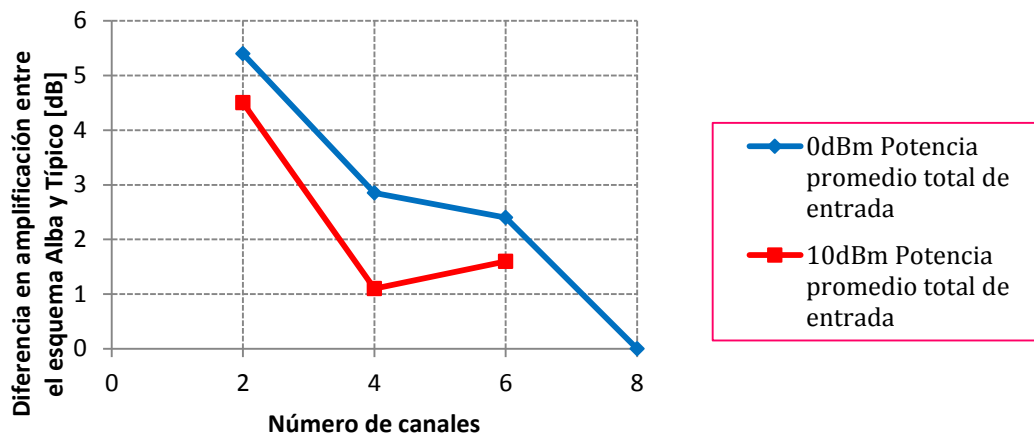


Figura 5.14 Diferencia en amplificación entre el esquema Alba y el Típico, medida a un FMPL=20%, como función del número de canales que conforman la señal WDM

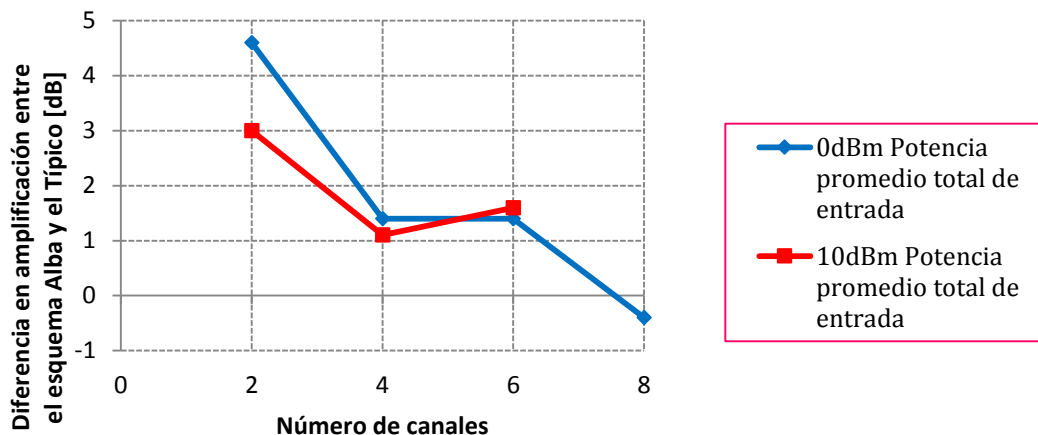


Figura 5.15 Diferencia en amplificación entre el esquema Alba y el Típico, medida a una Q=12dB, como función del número de canales que conforman la señal WDM

Las figuras 5.14 y 5.15 muestran que la diferencia en amplificación entre ambos esquemas favorece al esquema Alba en los puntos de consideración, aunque disminuye conforme aumenta el número de canales y la potencia promedio de entrada total. Con base en esta conclusión se puede afirmar que los efectos no lineales que disminuyen el desempeño del sistema Alba son XGM y FWM ya que causan diafonía no lineal entre los canales de la señal

WDM. Así mismo, las figuras 5.14 y 5.15 también muestran que la ventaja competitiva del esquema Alba con respecto al esquema Típico a partir de los 2 canales es muy baja ya que efectivamente el desempeño mejora, tanto en FMPL como en Q, pero no en un amplio margen como ocurre para el caso de 2 canales. Otro punto a considerar es que cuanto mayor sea la potencia promedio total de entrada de la señal de datos al SOA, la ventaja competitiva del esquema Alba también se reduce debido a que los SOAs se saturan en mayor proporción y los efectos no lineales son más fuertes, disminuyendo el desempeño de las estructuras.

CONCLUSIONES

Los amplificadores ópticos son muy importantes en las redes de comunicación por medio de fibra óptica ya que con ellos la información puede viajar a grandes distancias. Además, una gran ventaja de la amplificación óptica es que se pueden amplificar varios canales de manera simultánea.

Debido a los efectos no lineales que se producen en un SOA casi no ha sido utilizado como amplificador óptico en línea, sino que estas no linealidades se han aprovechado para la realización de dispositivos como lo son el switch óptico y convertidores de longitud de onda, entre otros. No obstante, los SOAs son de bajo costo y de tamaño compacto, por lo que pueden ser integrados con otros dispositivos en un mismo chip, por lo que han ido ganando terreno en la amplificación óptica sobre los EDFAs, los cuales tienen restringida su operación a la banda C, mientras que los SOA operan en todas las bandas de comunicación en fibra óptica.

Los SOAs, en conjunto con la tecnología de Multiplexaje por División de Longitud de Onda (WDM), pueden explotar aún más el gran ancho de banda del que dispone la fibra óptica, llegándose a obtener velocidades mayores a los 100 Gbps, no obstante el objetivo de esta tesis es trabajar con señales a 25 Gbps ya que se espera que el sistema 400 Gigabit Ethernet adopte rápidamente un enfoque de 16x25 Gbps.

Al analizar las estructuras que están reportadas en la literatura para la amplificación de una señal WDM mediante SOAs, se observó que la mayoría de ellas requieren un gran número de componentes ópticos para poder operar de manera eficaz lo que hace compleja su implementación. Sin embargo, en el estado del arte en cuanto arquitecturas para mitigar el efecto *patterning*, dentro del capítulo 2, se encontró una estructura que estaba diseñada para la amplificación de un canal pero que era relativamente sencillo trasladarla para la amplificación de N número de canales, es decir, una señal WDM. Esta arquitectura que lleva por nombre Estructura de Doble Etapa no requiere un gran número de componentes ópticos para operar por lo que se tomó como base para la realización de esta tesis. Aunque después de un análisis a base de simulaciones se encontró que su desempeño no supera por mucho al esquema denominado Típico cuya implementación es más sencilla por lo que se analizó el problema de la estructura de Doble Etapa y en base a ello se ideó una nueva estructura que se le nombro como estructura de Triple Etapa y aunque superaba al esquema Típico en amplificación presentaba el inconveniente de que conforme se incrementa la potencia promedio de la señal a amplificar el nivel de *patterning* se hacía cada vez más presente. Es por esta razón que se ideó otra arquitectura novedosa y que se nombró Estructura Alba que trabaja con un haz de contención modulado para mitigar el efecto *patterning*. La comparación entre esta nueva estructura y las anteriores demostró una gran superioridad del esquema Alba en amplificación, nivel de FMPL y en el factor Q para un canal modulado en formatos RZ y NRZ.

Una vez demostrada la ventaja del Esquema Alba para la amplificación de un canal, se trasladó el escenario de simulación para ahora analizar la amplificación de una señal WDM, tanto del esquema Alba como del esquema Típico, este último debido a que presenta excelentes resultados para un canal y es muy fácil en cuanto a implementación.

Ya en el análisis de WDM se observó que el esquema Alba no presenta tanta superioridad en amplificación y Q, a excepción del caso de una señal WDM conformada por 2 canales, ya que al introducir un mayor número de canales y manteniendo la misma potencia promedio de entrada total inyectada a las estructuras, se observó que la ventaja competitiva del esquema Alba con respecto al esquema Típico a partir de 2 canales es muy baja, dicha ventaja competitiva se reduce aún más cuando se incrementa la potencia promedio total de entrada.

A manera de conclusión de este trabajo de tesis se tienen los siguientes resultados originales:

1. El esquema Alba tiene un nivel de amplificación con una diferencia de aproximadamente +5dB con respecto a las estructuras analizadas para la amplificación de un canal RZ con potencias promedio de entrada de -15dBm, -10dBm, -5dBm y 0dBm. Para un canal NRZ el esquema Alba obtiene una diferencia de +5dB en el nivel de amplificación con respecto al esquema Típico para una potencia promedio de entrada de la PRBS de -20dBm, -10dBm y 0dBm, demostrando que el esquema Alba supera por mucho a las estructuras analizadas en estos escenarios.
2. El esquema Alba reduce de manera considerable el FMPL que presenta un esquema de amplificación directa (SOA sin asistencia) para el mismo nivel de amplificación.
3. El esquema Alba presenta mayores niveles de amplificación para los puntos de interés en comparación con los alcanzados por el esquema Típico.
4. Al trabajar con una señal WDM de 2 canales el esquema Alba obtiene una mayor amplificación con casi el doble en el valor del factor Q con respecto a la amplificación directa.
5. El esquema Alba pierde ventaja competitiva con respecto al esquema Típico a partir de la amplificación de una señal WDM de 2 canales.
6. Los efectos no lineales que minimizan el desempeño del esquema Alba son XGM y FWM, debido a que conforme aumenta el número de canales de la señal WDM el número de tonos adyacentes aumenta, generando cada vez más diafonía no lineal.
7. Se logró el objetivo principal de esta tesis, el cual es reducir el efecto no lineal de *patterning* para la amplificación de un canal y de una señal WDM conformada por varios canales. También se observó, sin embargo, que la transferencia de estructuras diseñadas para un solo canal a un sistema de varios canales ópticos no es necesariamente directa, ya que el segundo caso muestra complicaciones adicionales que limitan la transferencia.

Trabajo a futuro

Actualmente se han hecho ciertos análisis de estructuradas basadas en SOAs para la amplificación de señales WDM, siendo el principal objetivo el enviar la mayor cantidad de información posible a la mayor distancia, es por eso que un trabajo futuro cercano podría ser el analizar qué tanta información se puede enviar a la mayor distancia posible y recibirla libre de errores utilizando el módulo de amplificación presentado en esta tesis, tomando en cuenta que la principal razón por la que el módulo propuesto no traslada las ventajas de amplificar un canal a la amplificación de varios canales se debe al efecto FWM, por lo que una buena opción para contrarrestar este efecto no lineal sería incrementar el espacio intercanal lo más que se pueda, siempre y cuando se tenga en cuenta la limitación que se tiene en el ancho de banda utilizado en los sistemas de comunicaciones ópticas.

Bibliografía

- [1] J. Zyskinf y A. Srivastava, *Optically Amplified WDM Networks*, Primera ed., Massachusetts: Elsevier, 2011, pp. 19, 366-367.
- [2] E. Patent, J. van der Tol, M. Nielsen, J. Binsma, Y. Oei, J. Mørk y M. Smit, «Integrated SOA-MZI for pattern-effect-free amplification,» *Electronics Letters*, vol. 41, nº 9, 2005.
- [3] H. T. Grahn, *Introduction to Semiconductor Physics*, Singapore: Word Scientific, 1999, p. 2.
- [4] P. C. Rodríguez, *Semiconductores, Teoría constructiva, Montajes y Circuitos Típicos*, Alsina, 2000, pp. 5-12.
- [5] «Electrónica fácil,» [En línea]. Available: <http://www.electronicafacil.net/tutoriales/Principios-Basicos-Materiales-Semiconductores.php>. [Último acceso: 30 Noviembre 2012].
- [6] «Centro de láseres pulsados,» [En línea]. Available: <http://www.clpu.es/en/science-and-education/180.html>. [Último acceso: 30 Noviembre 2012].
- [7] A. Marikani, *Engineering Physics*, New Delhi: PHI, 2009, pp. 33-35.
- [8] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*, Tercera ed., Wiley-Interscience, 2002, pp. 78-83, 162-164, 227-230.
- [9] E. Gómez, *Diseño de una compuerta lógica fotónica XOR que opera a 160 Gb/s utilizando un interferómetro tipo Mach-Zehnder*, México: UNAM, Tesis, 2009, pp. 38-40, 46-51.
- [10] A. Rostami, H. Baghban y R. Maram, *Nanostructure Semiconductor Optical Amplifiers*, Berlín: Springer, 2011, pp. 6-7.
- [11] J. Mork, M. L. Nielsen y T. W. Berg, «The Dynamics of Semiconductor Optical Amplifiers, Modeling and Applications,» *Optics & Photonics News*, Julio 2013.
- [12] R. P. Schrieck, *Ultrafast Dynamics in InGaAsP/InP Optical Amplifiers and Mode Locked Laser Diodes*, Tesis, Swiss Federal Institute of Technology Zurich, 2001, pp. 7, 18-20.
- [13] R. Gutiérrez-Castrejón, *Optical Amplifiers, Physics Research and Technology*, New York: Nova Science Publishers, 2012, pp. 41-48, 53.
- [14] A. Pérez, *Estudio teórico de la implantación de una compuerta lógica fotónica mediante el uso de un amplificador óptico de semiconductor*, México: UNAM, Tesis, 2007, pp. 17-18.
- [15] X. Shuangmei y B. K. Jacob, «A Dispersion Management Scheme for Reducing SOA-Induced Crosstalk in WDM Links,» *Journal of lightwave technology*, vol. 22, nº 2, p. 417, 2004.
- [16] G. Wang, X. Yang, Q. Weng y H. Weisheng, «Patterning effect mitigation using complementary data for NRZ wavelength conversion with a SOA-MZI,» *SPIE-OSA-IEEE*.
- [17] B. M. C. España, *Comunicaciones Ópticas*, Primera ed., Ediciones Díaz de Santos, S.A., 2005, p. 273.
- [18] Q. Xu, Y. Dong, M. Yao, W. Cai y J. Zhang, «A Nonsymmetrical Mach-Zehnder Interferometer for Suppressing Pattern Effect in SOAs».
- [19] S. Bischoff, L. Nielsen M y J. Mørk, «Improving the All-Optical Response of SOAs Using a Modulated Holding Signal,» *Journal Of Lightwave Technology*, vol. 22, nº 5, pp. 1303-1308, 2004.
- [20] M. L. Nielsen y J. Mørk, «Increasing the modulation bandwidth of semiconductor-optical-amplifier-based switches by using optical filtering,» *Journal of the Optical Society of America*, vol. 21, nº 9, 2004.

- [21] E. Zhou, X. Zhang, F. Öhman, C. Cheng, J. Mørk y D. Huang, «Mitigation of Patterning Effect in Wavelength Conversion by Cascaded Semiconductor Optical Amplifier and Electroabsorption Modulator,» *Optical Transmission, Switching, and Subsystems*, vol. 7136, 2008.
- [22] J. M. d. P. Alho y R. G. M. T. Miranda, «Improving the Response of a SOA Wavelength Converter in the Counter Propagating Mode Using a Fiber Bragg Grating,» *Reliability of Optical Fiber Components, Devices, Systems, and Networks III*, vol. 6193, 2006.
- [23] K. E. Zoiros, C. O'Riordan y M. J. Connelly, «Semiconductor Optical Amplifier Pattern Effect Suppression Using a Birefringent Fiber Loop,» *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, nº 4, 2010.
- [24] R. J. Manning, R. Giller, X. Yang, R. Webb y D. Cotter, «Faster Switching with Semiconductor Optical Amplifiers».
- [25] T. Rogowski, S. Faralli, G. Bolognini, F. Di Pasquale, R. Di Muro y B. Nayar, «SOA-Based WDM Metro Ring Networks With Link Control Technologies,» *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 19, nº 20, 2007.
- [26] K. H. Kim y 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, 2000.
- [27] 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*, vol. 47, 2008.
- [28] Y. Sun, A. K. Srivastava, S. Banerjee, J. W. Sulhoff, R. Pan, K. Kantor, R. M. Jopson y A. R. Chraplyvy, «Error-free transmission of 32 x 2.5Gbit/s DWDM channels over 125km using cascaded in-line semiconductor optical amplifiers,» *Electronics Letters*, vol. 35, nº 21, 1999.
- [29] Y. Dong, W. Cai, M. Zou, Q. Zhang, M. Yao y S. Xie, «Suppression of waveform distortion in semiconductor optical amplifier using internal birefringence and slope filtering,» *Electronics Letters*, vol. 37, nº 11, 2001.
- [30] S. Xu y J. B. Khurgin, «A Dispersion Management Scheme for Reducing SOA-Induced Crosstalk in WDM Links,» *Journal of Lightwave Technology*, vol. 22, nº 2, 2004.
- [31] H. Nguyen Tan, M. Matsuura y N. Kishi, «Enhancement of Input Power Dynamic Range for Multiwavelength Amplification and Optical Signal Processing in a Semiconductor Optical Amplifier Using Holding Beam Effect,» *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, nº 17, pp. 2593-2602, 2010.
- [32] F. Ginovart y J. C. Simon, «Theoretical Analysis of a Semiconductor Optical Amplifier Based Multi-Stage Wavelength Converter».
- [33] R. Gutiérrez-Castrejón y 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, 2006.
- [34] K. Hussain, R. Pradhan y K. Datta P, «Patterning characteristics and its alleviation in high bit-rate amplification of bulk semiconductor optical amplifier,» *Opt Quant Electron*, vol. 42, pp. 29-43, 2010.
- [35] K. E. Zoiros, C. O'Riordan y M. J. Connelly, «Semiconductor optical amplifier pattern effect suppression using Lyot filter,» *Electronics Letters*, vol. 45, nº 23.
- [36] D. Mahgerefteh, P. Cho, J. Goldhar y G. L. Burdge, «Technique for Suppression of Pattern Dependence in a Semiconductor-Optical-Amplifier Wavelength Converter,» *IEEE*

Photonics Technology Letters, vol. 9, nº 12, 1997.

- [37] D. Cassioli y 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, Septiembre 2000.
- [38] A. Mecozzi y J. Mørk, «Saturation effects in nondegenerate four-wave mixing between short optical pulses in semiconductor laser amplifiers,» *IEEE J. Select. Topics Quantum Electronics*, vol. 3, pp. 1190-1207, 1997.
- [39] Lightwave Staff, «Lightwave,» 25 Marzo 2013. [En línea]. Available: <http://www.lightwaveonline.com/articles/2013/03/efforts-toward-400-gigabit-ethernet-begin.html>. [Último acceso: 21 Enero 2014].
- [40] R. Gutiérrez-Castrejon, V. Dolores-Calzadilla y M. Duelk, «Gain-controlled semiconductor optical preamplifier for the 100 Gbit/s 40km Ethernet receiver,» *Applied Optics*, vol. 48, nº 25, pp. F82-F89, 1 Septiembre 2009.
- [41] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*, Tercera ed., Wiley-Interscience, 2002, pp. 78-83, 227-230.
- [42] M. A. Wahab, *Solid State Physics. Structure and Properties of Materials*, New Delhi: Alpha Science, 2005, p. 336.

Apéndice A “Distribución de Fermi-Dirac”

Dado que los electrones son fermiones (tienen espín semi-entero) y obedecen al principio de exclusión de Pauli, que establece que no puede haber dos fermiones con todos sus números cuánticos idénticos, los cuales indican la posición y la energía de un electrón, la distribución de energía a una temperatura T , puede ser expresada por la función de la distribución de Fermi-Dirac como:

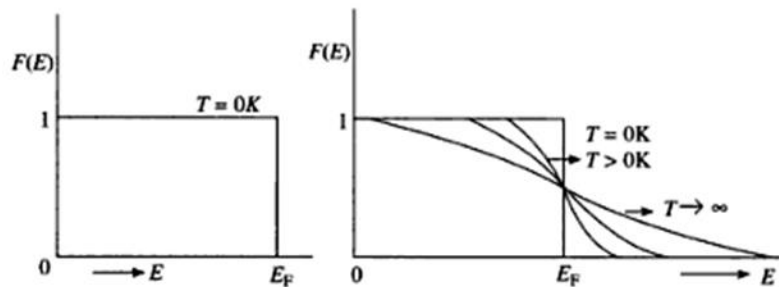
$$f(E) = \frac{1}{e^{\left(\frac{E-E_F}{kT}\right)} + 1}$$

donde E es la energía de un estado permitido, E_F es la energía de Fermi (es la energía del nivel más alto ocupado por un sistema cuántico a temperatura de 0°K) y k es la constante de Boltzmann $k \approx 1.3806 \times 10^{-23} \text{ J/K}$

En 0°K la función de distribución tiene las siguientes propiedades [42]:

$$F(E) = 1 \text{ para todos los valores } E < E_F$$

$$F(E) = 0 \text{ para todos los valores } E > E_F$$



Función de distribución de Fermi en diferentes temperaturas

La figura anterior muestra que para $T=0^\circ\text{K}$ la probabilidad es igual a 1 para $E < E_F$ y es igual a 0 para $E > E_F$. Esto significa que a 0°K la probabilidad de que exista un electrón en la banda de conducción es cero, mientras que para la banda de valencia es uno. En la figura también se pueden observar casos para temperaturas mayores a 0°K , la probabilidad de encontrar electrones en un estado de energía mayor crece conforme la temperatura aumenta. Para altas temperaturas más electrones son excitados térmicamente, de tal forma que adquieren suficiente energía para pasar a la banda prohibida.

Apéndice B “Intervalos de operación de la CW”

Los intervalos de operación de la CW que se utilizaron en las simulaciones para obtener las gráficas mostradas en esta tesis son los siguientes:

Figura 3.5	
Esquema	Intervalo de operación de la CW
Típico	1.4mW – 0.09mW
Doble Etapa	0.0015mW – 0.0001mW

Figura 3.11	
Esquema	Intervalo de operación de la CW
Típico	2.2mW – 0.06mW
Doble Etapa	0.0018mW – 0.0001mW

Figura 4.2	
Esquema	Intervalo de operación de la CW
Típico	15mW – 0mW
Doble Etapa	0.5mW – 0mW
Triple Etapa	20mW – 0mW

Figura 4.3	
Esquema	Intervalo de operación de la CW
Triple Etapa (-15dBm)	20mW – 0mW
Típico (-15dBm)	10mW – 0mW
Triple Etapa (-10dBm)	20mW – 0mW
Típico (-10dBm)	15mW – 0mW
Triple Etapa (-5dBm)	20mW – 0mW
Típico (-5dBm)	10mW – 0mW
Triple Etapa (0dBm)	20mW – 0mW
Típico (0dBm)	33.6mW – 0mW

Figura 4.5	
Esquema	Intervalo de operación de la CW
Típico	15mW - 0mW
Doble Etapa	0.5mW - 0mW
Triple Etapa	20mW - 0mW
Alba	10mW - 0mW

Figura 4.6	
Esquema	Intervalo de operación de la CW
Alba (-15dBm)	20mW - 0mW
Triple Etapa (-15dBm)	20mW - 0mW
Típico (-15dBm)	10mW - 0mW
Alba (-10dBm)	10mW - 0mW
Triple Etapa (-10dBm)	20mW - 0mW
Típico (-10dBm)	15mW - 0mW
Alba (-5dBm)	15mW-0mW
Triple Etapa (-5dBm)	20mW - 0mW
Típico (-5dBm)	10mW - 0mW
Alba (0dBm)	20mW - 0mW
Triple Etapa (0dBm)	20mW - 0mW
Típico (0dBm)	33.6mW - 0mW

Figura 4.11	
Esquema	Intervalo de operación de la CW
Típico	15mW - 0mW
Doble Etapa	0.5mW - 0mW
Triple Etapa	20mW - 0mW
Alba	10mW - 0mW
Típico + 1SOA a)	500mW - 0mW
Típico + 1SOA b)	500mW- 0mW
Doble Etapa + 1SOA a)	500mW- 0mW
Doble Etapa + 1SOA b)	500mW- 0mW

Figura 4.12 y 4.13	
Esquema	Intervalo de operación de la CW
Alba (-20dBm)	20mW – 0mW
Típico (-20dBm)	10mW – 0mW
Alba (-10dBm)	20mW – 0mW
Típico (-10dBm)	10mW – 0mW
Alba (0dBm)	20mW – 0mW
Típico (0dBm)	20mW – 0mW

Figura 5.6 y 5.7	
Esquema	Intervalo de operación de la CW
Alba (2 canales)	50mW – 0mW
Típico (2 canales)	20mW – 0mW
Alba (4 canales)	60mW – 2mW
Típico (4 canales)	40mW – 0mW
Alba (6 canales)	100mW – 5mW
Típico (6 canales)	100mW – 0mW
Alba (8 canales)	200mW – 15mW
Típico (8 canales)	100mW – 2mW

Figura 5.12 y 5.13	
Esquema	Intervalo de operación de la CW
Alba (2 canales)	100mW – 0mW
Típico (2 canales)	50mW – 0mW
Alba (4 canales)	200mW – 20mW
Típico (4 canales)	100mW – 6mW
Alba (6 canales)	200mW – 52mW
Típico (6 canales)	100mW – 24mW
Alba (8 canales)	300mW – 130mW
Típico (8 canales)	66mW – 64mW

Apéndice C “Artículo derivado de la investigación”

El presente artículo fue aceptado para su presentación en la conferencia *Latin American Optics and Photonics* (LAOP) que se llevará a cabo del 16 al 21 de Noviembre del 2014 en Cancún, México y que es la principal conferencia patrocinada por la *Optical Society* en Latinoamérica (OSA).

Novel Semiconductor Optical Amplification Module with Low Data-Patterning for High-Speed Systems

J. Alba-Sánchez and R. Gutiérrez-Castrejón

*Institute of Engineering, Universidad Nacional Autónoma de México, UNAM.
Cd. Universitaria, Coyoacán, 04510, México, D. F. Mexico
JAlbaS@ii.unam.mx; RGutierrezC@ii.unam.mx*

Abstract: Through the use of simulations, low amplitude jitter is demonstrated in a proposed SOA-based amplification module that uses a modulated holding beam. The novel sub-system exhibits very good Q-factor for practical amplification levels for a 25 Gbps NRZ data signal.

OCIS codes: (190.4360) Nonlinear optics, devices; (190.5970) Semiconductor nonlinear optics including MQW; (250.5980) Semiconductor optical amplifier; (230.7020) Traveling-wave devices.

1. Introduction

The semiconductor optical amplifier (SOA), also known as semiconductor laser amplifier, represents an attractive amplification technology for current WDM-based photonic telecommunication networks. It offers potentially low production costs, wider and more flexible amplification bandwidth as compared to rare-earth-doped amplifiers, and monolithic integration with other components in a compact structure. So far, however, the use of SOAs as in-line, booster or pre-amplifiers has been hindered due to its nonlinear response, which is four orders of magnitude higher than that observed in silica fibers, and to its short excited level carrier lifetime, which is in the order of picoseconds. The most common modulation format in the telecommunications industry is still on-off keying, where a mark (or an optical pulse) is commonly associated with the bit “one”, whereas a space (or absence of a pulse) is commonly associated with the bit “zero”. When SOAs that have a long recovery time as compared to the data signal bit period (tens of picoseconds for Gb/s rates) are operated within the saturation regime, data-patterning arises. In this context, patterning is understood as the pattern-dependent wandering experienced by the power of the amplified signal when it consists of random binary data. Indeed, for an SOA with a long recovery time, the gain only fully recovers when a sufficiently large number of spaces follows a mark; otherwise the successive pulse (mark) carves in an already saturated gain, leading to an optical amplified signal whose power depends on the preceding data-pattern [1]. This behavior leads to serious unwanted distortions in the amplified signal, as shown in figure 1.

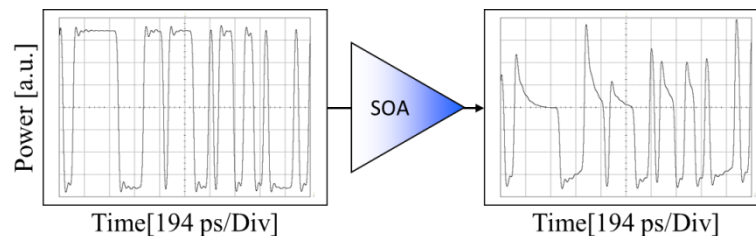


Fig. 1. Simulation of the data-patterning effect produced by an SOA in a 25 Gb/s (bit period of 40 ps) pseudo-random binary optical signal (PRBS). The input data signal (left) and the amplified output optical signal (right) are shown. The SOA carrier lifetime was set to 200 ps.

Mitigation of data pattern effects in bulk semiconductor amplifiers can be attained with the use of linear filters. Here, a narrow-band blue-shifted optical bandpass filter is placed after the SOA, thus enhancing the optical signal bandwidth and reducing the pattern effect [2]. Interferometers, such as the Mach-Zehnder [3], the delay [4] and the Lyot [1] filter can be effectively employed. Other approaches rely on nonlinear filtering [5]. Although these techniques have proved to be useful to mitigate patterning in single-channel systems, its filtering nature prevents them from easily extend them to multi-optical channel systems. In this respect, the design of more advanced integrated structures that combine two or more bulk amplifiers has, in principle, the potential of alleviating pattern effects in WDM systems. Among several proposals, SOA cascading and the use of modulated holding beams (HB) seem promising approaches [6,7]. A similar, well-known, method to mitigate carrier density fluctuations within the SOA, involves the use of an extra CW beam that is injected into the active device together with the data signal to be amplified. The purpose of the so-called unmodulated HB is to drive the SOA into saturation, thus speeding up its recovery time and reducing the corresponding amplitude jitter in the output optical signal [8]. A schematic of this “traditional” HB amplification module (THBAM) is depicted on figure 2.a. Since the PRBS and CW beam have different wavelengths, an optical bandpass filter centered on the former wavelength blocks the HB at the output.

In this work, an enhanced version of the “traditional” HB-based module is presented and its superior performance to reduce data patterning in SOA amplification is numerically demonstrated for a single channel system. Our contribution represents, we hope, a first step towards increasing the pre-amplifier dynamic range of the recently released IEEE 4 x 25 Gb/s Ethernet standard over single-mode fiber and similar WDM systems.

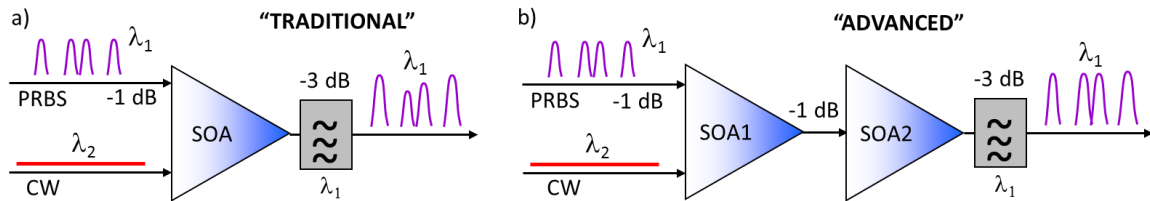


Fig. 2. Schematic diagrams of amplification modules to reduce patterning: a) “traditional” holding beam and b) “advanced” holding beam architectures. Coupling and insertion losses are displayed. An optical Gaussian filter (in gray) 70 GHz wide (FWHM) blocks the CW signal.

2. Advanced holding beam amplification module (AHBAM)

Figure 2.b depicts the proposed architecture. It resembles the “traditional” HB amplifier structure but it has an additional SOA located just before the bandpass filter. The CW input power is adjusted to maximize amplification and to reduce patterning. When a low power PRBS centered on λ_1 is injected into the module, SOA 1 in the AHBAM operates far from saturation and therefore the PRBS becomes a powerful signal. It is then further amplified together with the barely cross-gain modulated HB. The output PRBS experiences a reduced patterning effect, similarly to what happens in the THBAM scheme. The optical filter blocks the HB (centered on λ_2), and an amplified PRBS with minimum patterning results. The AHBAM in this case acts as a double amplifier, where SOA1 operates on the small-signal regime, delivering high gain, and SOA2 acts similarly to the THBAM scheme, delivering moderate gain. The situation is different when a strong PRBS is injected into the AHBAM. Under this circumstances, the PRBS modulates the carrier density in SOA1 and the originally CW holding beam becomes cross-gain modulated, resulting on a modulated HB at SOA1 output. As it is well known, the modulated HB, centered on λ_2 , will have inverse polarity; in other words, it will be an approximately inverted replica of the PRBS. This signal is then injected into SOA2 together with the original PRBS. There, the original PRBS will be amplified again, but at the expense of modulating the carrier density of SOA2. However, in this situation the inverted HB helps to equalize the gain modulation level produced by the PRBS in SOA2. This in turn reduces the self-gain modulation effect, and corresponding patterning, that normally accompanies the amplification process of an already powerful PRBS. The modulated HB then acts as an assistant beam to drastically reduce the carrier density variations produced by the PRBS in SOA2. In other words, when a strong PRBS is injected into the AHBAM, SOA1 acts similarly to the THBAM, producing moderate amplification but low patterning, while SOA2 compensates the input signal amplitude jitter by means of an inversely modulated HB. The result is a data signal with high gain and low patterning, even under strong input power conditions. The AHBAM then effectively increases the input dynamic range of a single SOA, and, as it will be shown, exhibits a better performance as compared to the THBAM.

Our simulation work was carried out using an efficient and well-tested unidirectional, time-domain SOA model conceived to study nonlinear pulse propagation and interaction within an active semiconductor waveguide [9]. The model solution is based on analytic integration of the photon density propagation equation along the longitudinal coordinate and numerical integration of the coupled rate equations that characterize the semiconductor material. The main parameters of the SOA are small-signal gain of 24 dB, output saturation power of 14 dBm and carrier lifetime of 200 ps. A PRBS, 512 bits long, centered on $\lambda_1 = 1550.9$ nm and a CW beam centered on $\lambda_2 = 1546.1$ nm is employed. The considered coupling and insertion losses are shown in figure 2. In order to be compatible with the latest Ethernet standard, the PRBS is modulated at 25 Gb/s in non-return-to-zero (NRZ) format.

3. Simulation Results

Following [6], the main performance parameter employed in our analysis is the so-called fluctuations in the mark power level (FMPL), which is defined from the resulting eye pattern as $FMPL = 100 \times (\text{maximum mark level} - \text{minimum mark level}) / (\text{minimum mark level})$. Clearly, the lower the FMPL is, the lower the data-pattern effect is. Figure 3.a shows a graph of FMPL as a function of the amplification experienced by the data signal for different PRBS average input power values and for both analyzed amplification schemes. The circles show the point where there is no injection of CW beam in the THBAM, corresponding to a standalone SOA. As the CW power increases, the FMPL effectively becomes reduced at the expense of some signal amplification. Note also that for a given FMPL level, the AHBAM practically always outperforms the THBAM, producing up to 6 dB higher amplification for the same FMPL level. For instance, for a PRBS input power of -10 dBm and a reasonable FMPL of 10 %, the AHBAM produces 21 dB of amplification, whereas the THBAM only attains 16 dB. For low PRBS input power (e.g. -20 dBm), the THBAM and the AHBAM produce very similar FMPL values, with the former showing slightly better performance. As expected, the AHBAM outperforms a standalone device, especially for strong input signals, where the SOA nonlinear saturation response is particularly notorious. For instance, for a PRBS input power of 0 dBm, a reduction in FMPL from almost 80% to 14% is obtained at 14.5 dB of amplification when using the AHBAM instead of a single amplifier. Note as well that even at such strong PRBS average input power level, the AHBAM achieves 8 dB of amplification with a very low FMPL of only 3%. This positions the AHBAM as a practical low patterning amplification module, especially under high power amplification conditions.

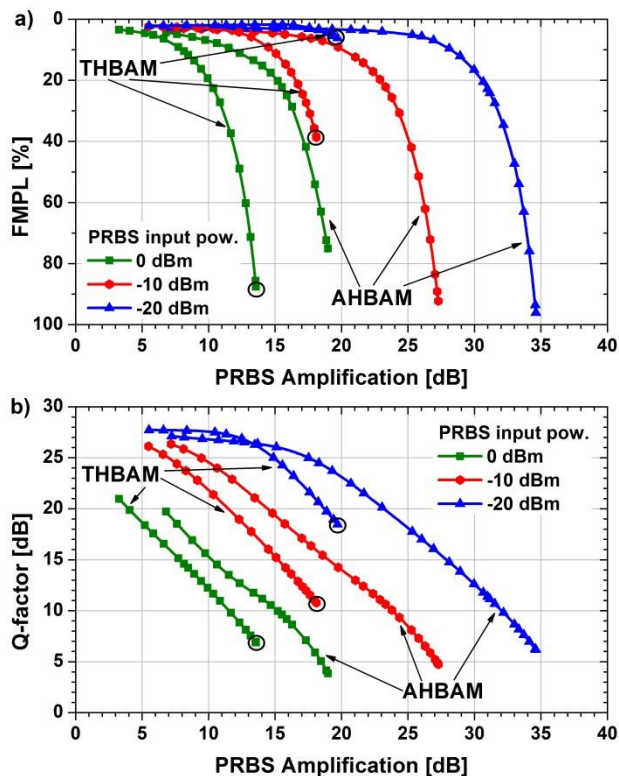


Fig. 3. Fluctuations in the mark power level (FMPL) and Q-factor as a function of the data signal amplification for different PRBS average input power levels. The AHBAM and the THBAM are numerically analyzed. The circles correspond to a CW power = 0 mW.

Figure 3.b presents similar curves, but now using the well-known Q-factor [1], instead of the FMPL, as performance parameter. Again, the AHBAM always outperforms the standalone SOA, producing better Q-factor values for the same amplification level. As already mentioned, when compared to the THBAM, the AHBAM exhibits worse performance for low PRBS average input powers and high CW powers. Clearly, the AHBAM was not designed for this operation regime, where it rather behaves as a double amplifier with low gain. The behavior of the THBAM is not optimum either, showing relatively low amplification levels. The AHBAM performance quickly improves as the data signal power (and amplifier saturation level) increases. In fact, for a Q-factor interval between 8 and 18 dB, which corresponds to an excellent performance level in the telecommunications industry, the AHBAM always produces higher amplification than the THBAM for a given Q-factor value.

4. Conclusion

We have presented a novel optical amplification module that, according to our simulation work, is not severely affected by the nonlinear response of the SOAs. Therefore, it exhibits very low self-gain modulation-induced data patterning as compared to a standalone device and even to another well-known module. Moreover, it is a practical sub-system since $Q > 8$ dB is achieved for commonly used amplification values. It operates, nonetheless, with two SOAs, resulting in higher power consumption and operation cost. *We are grateful to CONACyT, Mexico.*

References

- [1] 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. Select. Topics Quantum Electron.* **19**, 3100109 (2013).
- [2] K. Hussain, R. Pradhan, P. K. Datta, "Patterning characteristics and its alleviation in high bit-rate amplification of bulk semiconductor optical amplifier," *Opt Quant Electron*, **42**, 29-43 (2010).
- [3] E. Patent, J. J. G. M. Van der Tol, et al, "Integrated SOA-MZI for pattern-effect-free amplification," *Electron. Lett.* **41**, 549-551 (2005).
- [4] K. E. Zoiros, T. Siarkos, C. S. Koukourlis, "Theoretical analysis of pattern effect suppression in semiconductor optical amplifier utilizing optical delay interferometer," *Optics Communications*, **281**, 3648-3657 (2008).
- [5] R. J. Manning, X. Yang, R. P. Webb, R. Giller, F. C. Garcia Gunning, and A. D. Ellis. "The Turbo-Switch - a novel technique to increase the high-speed response of SOAs for wavelength conversion," in *Optical Fiber Conference (OFC 06)*, paper OWS8, 2006.
- [6] S. Bischoff, L. Nielsen, J. Mørk, "Improving the all-optical response of SOAs using a modulated holding signal," *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, **22**, 1303-1308 (2004).
- [7] R. Gutiérrez-Castrejón, A. Filios. "Pattern-effect reduction using a cross-gain modulated holding beam in semiconductor optical in-line amplifier," *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, **24**, 4912-4917 (2006).
- [8] R. J. Manning et al. "Enhanced recovery rates in semiconductor laser amplifiers using optical pumping," *Electron. Lett.* **30**, 787-788 (1994).
- [9] R. Gutiérrez-Castrejón, M. Duell, "Using LabVIEW for Advanced Nonlinear Optoelectronic Device Simulations in High-Speed Optical Communications," *Computer Phys. Commun.* **174**, 431-440 (2006).