



Universidad Nacional Autónoma de México

Facultad de Ingeniería

**MÉTODOS DE CONTROL DE GANANCIA EN SOAS
PARA LA MITIGACIÓN DE NO LINEALIDADES EN
ENLACES ÓPTICOS**

TESIS

**QUE PARA OBTENER EL GRADO DE
INGENIERA EN TELECOMUNICACIONES**

PRESENTA

AURA HIGUERA RODRÍGUEZ

DIRECTOR DE TESIS:

DR. RAMÓN GUTIÉRREZ CASTREJÓN



CIUDAD UNIVERSITARIA, MÉXICO D.F, 2010.



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

Agradecimientos

Resultaría inútil tratar de plasmar cuan agradecida estoy con cada persona que ha tenido impacto en mi vida, sería incluso irrisorio pretender hacer alusión a todas aquellas personas que a lo largo de 23 años me han enseñado algo. Así pues, únicamente de forma simbólica presento a continuación mis “agradecimientos”.

A mi universidad, la Universidad Nacional Autónoma de México por formarme como profesionista y como persona y por inculcarme un comportamiento humanista y ético.

A mi familia. A mi madre, por brindarme amor y seguridad, a mis hermanas Sara y Anahí por acompañarme siempre y en especial a mi padre por haberme enseñado a vivir y apoyado incondicionalmente en todo momento. Sin ellos no sería yo.

A mi tutor, el Dr. Ramón Gutiérrez C. por la paciencia y las horas dedicadas para llevar a buen fin este trabajo de tesis. A laboratorios Bell y Markus Duelk, por su colaboración en el simulador base de este trabajo de tesis.

A aquellos que a lo largo de la licenciatura demostraron ser mis amigos.

A todos y cada uno de mis profesores, de quienes adquirí conocimientos prácticos y teóricos y de quienes aprendí más allá de un perfil profesional un perfil ético y de responsabilidad ante la sociedad.

En especial al Dr. Julio C. Tinoco M. y al Dr. Ramón G. C. por haberme demostrado que no es el conocimiento, sino el acto de aprendizaje, y no la posesión, sino el acto de llegar allí lo que concede el mayor disfrute (C. F. Gauss).

[...]

Aura Higuera Rodríguez

Resumen

La nueva tecnología 100 Gb Ethernet en desarrollo bajo el estándar 802.3 ba de la IEEE contempla un sistema de comunicaciones óptico que toma en cuenta las características necesarias para lograr un enlace de hasta 40[km] basado en un esquema WDM de cuatro canales a 25Gbps. Así, para enlaces de larga distancia la transmisión se efectúa de forma correcta sin necesidad de algún esquema de asistencia. Para enlaces cortos, de menos de 10 [km], las no linealidades del preamplificador óptico de semiconductor que forma parte del enlace, reducen drásticamente la calidad de la señal transmitida.

En este trabajo de tesis se presenta la simulación de dos esquemas (uno óptico y otro electrónico) para mitigar las no linealidades (modulación cruzada de la ganancia y patterning) presentes en el preamplificador óptico de semiconductor para un sistema de comunicaciones óptico de longitud de enlace variable entre 0 y 40 [km]. El primer esquema involucra la introducción extra de un láser para controlar el nivel de saturación del amplificador. El segundo método radica en la inserción de un control automático de ganancia de forma electrónica que controla el exceso de no linealidades mediante la variación de la corriente de inyección en el dispositivo.

Por medio de un simulador de sistemas de comunicación basados en fibra óptica se realiza un análisis en términos de parámetros de desempeño como son la tasa de bit en error, la tasa de extinción y la degradación de OSNR y se presentan algunos diagramas de ojo. Con base en este análisis se encuentra que los sistemas de asistencia propuestos para el control de las no linealidades causadas por el preamplificador resultaron ser eficaces. El simulador mencionado también permite realizar una comparación entre los esquemas propuestos, observándose que el desempeño del esquema óptico en la tasa de bits en error es mejor que el del electrónico, a costa de mayor consumo de energía, tamaño y presupuesto.

Abstract

The incoming Ethernet 100 Gb Ethernet PHY technology under develop by the 802.3 ba IEEE standard consider an up to 40[km] link optic communication system which contemplate signal degradation by attenuation and noise. For longer links transmission is done width out an assistance scheme. For small links nonlinearities present on the system turns signal transmission difficult and not correct, making an assistance scheme necessary.

In this thesis project two different SOA nonlinearities mitigation schemes are simulated (an optical and an electronic scheme).

The implementation of these schemes improve the system making nonlinearities get smaller until the right level the system can transmit with an optimal development. Particularly those schemes consider patterning and cross gain modulation control.

Schemes are simulated through LabView^{TE}, in this program, BER, extinction ratio, Q factor and eye diagrams can be obtained. The program allows parameters variation such as those in emission, transmission and reception modules.

Simulations results at the reception module show the enhancement on the communication system due implemented assistance schemes.

Zu meiner kleiner Schwester

Träume kann wirklich sein...

Tabla de contenido

Agradecimientos	2
Resumen	3
Abstract	4
Tabla de contenido	6
Índice de figuras y tablas	7
Introducción	9
1 Sistemas de comunicaciones ópticos	9
1.1 Estructura en diagrama de bloques	10
1.2 Medio de transmisión: Fibra Óptica	10
1.2.1 Ventajas	11
1.3 Dispositivos	12
1.3.1 Transmisor: Fuentes Ópticas	12
1.3.2 Receptores Ópticos	19
1.4 Elementos de Red: Amplificadores Ópticos	26
1.4.1 Amplificador de Fibra Dopado	27
1.5 Referencias	30
2 SOAs Amplificadores Ópticos de Semiconductor	32
2.1 Introducción	32
2.1.1 ¿Qué es un SOA?	32
2.1.2 SOAs como dispositivos físicos-composición	33
2.1.3 Recombinación no radiativa	39
2.2 Dinámica de un SOA	39
2.2.1 Ganancia	40
2.2.2 Ganancia de señal pequeña y saturación de ganancia	42
2.2.3 Velocidad de respuesta y tiempo de recuperación	43
2.2.4 Figura de Ruido	46
2.3 Efectos no lineales	47
2.3.1 Auto-modulación de fase y Modulación cruzada de fase	48
2.3.2 Modulación por cruzamiento de ganancia	52
2.4 Referencias	55
3 Características del sistema de comunicaciones Óptico	57
3.1 Ethernet, siguiente generación	57
3.2 Sistema de Comunicaciones bajo estudio	61
3.3 Causas y consecuencias de la variación en la longitud del enlace	68
3.4 Propuesta del sistema con métodos de control de ganancia	74
3.5 Referencias	78
4 Simulación de los métodos de asistencia y resultados	80
4.1 Conclusiones: Comparación entre esquemas	92
4.2 Referencias	99
5 Conclusiones	100
Apéndice	
Apéndice I Métodos, desarrollos y deducciones matemáticas	101
Apéndice II Tiempo de vida de los portadores	102

Índice de figuras y tablas

Figura	Página
1.0	10
1.3.1	13
1.3.2	14
1.3.3	15
1.3.4	16
1.3.5	18
1.3.6	18
1.3.7	20
1.3.8	22
1.3.9	22
1.3.10	23
1.3.11	24
1.3.12	25
1.4.1	27
1.4.2	28
2.1.1	33
2.1.2	34
2.1.3	35
2.1.4	36
2.1.5	37
2.1.6	38
2.1.7	38
2.2.1	41
2.2.2	43
2.2.3	45
2.3.1	49
2.3.2	50
2.3.3	53
3.1.1	60
3.2.1	67
3.2.2	67
3.3.1	69
3.3.2	70
3.3.3	72
3.3.4	73

Índice de figuras y tablas

Figura	Página
3.4.1 Esquema de los métodos de solución (a) eléctrico y (b) óptico para el sistema bajo estudio [6].	75
4.1 Esquema en bloques con método de corriente implementado.	81
4.2 SSG (cuadros) y potencia de salida (asteriscos) como función de la corriente inyectada al SOA.	83
4.3 (a) Comportamiento de la señal al pasar por el SOA sin asistencia, (b) utilizando sistema de asistencia electrónico.	84
4.4 SOA SSG [dB] contra la tasa de bit en error $-\log \text{BER} ()$.	89
4.5 Representación en bloques del esquema óptico.	90
4.1.1 BER presentado en cada esquema (óptico-derecha, AGC-izquierda).	94
4.1.2 Comparación de diagramas de ojo para un enlace de 10[km]. Arriba esquema óptico, abajo AGC.	95
4.1.3 Diagramas de ojo de más alto desempeño para .001[km]. Arriba esquema óptico, abajo esquema electrónico.	96
Tabla	Página
3.2.1 Frecuencias ópticas y longitud de onda para cada láser DFB del sistema.	62
3.2.2 Parámetros de la fibra óptica.	63
3.2.3 Características del OFE.	64
3.2.4 Parámetros del SOA utilizado en las simulaciones.	65
4.1 Diagramas de ojo correspondientes a 16 [dB] SSG para las 3 distancias simuladas.	86
4.2 Comparación de diagramas de ojo para distintas P_{sal} del CW.	91
4.1.1 Comparación entre los esquemas de asistencia simulados.	92

Introducción

Los primeros dos capítulos abarcan la introducción a un sistema de comunicaciones óptico y los dispositivos que lo componen. En particular, el capítulo dos maneja la descripción detallada del amplificador óptico de semiconductor. El capítulo tres presenta la descripción del estándar bajo el cual trabaja el sistema de comunicaciones bajo prueba y presenta los esquemas de asistencia propuestos para la mejora en la transmisión del mismo para enlaces de corta distancia. El capítulo 4 está enteramente dedicado a presentar las simulaciones realizadas y los resultados de las mismas.

1 Sistemas de Comunicaciones Ópticos

Para comprender este trabajo de tesis es necesario ubicar al lector en el tema que se aborda, proporcionando un cuadro básico de conceptos y la presentación de los dispositivos que el sistema bajo estudio posee.

A lo largo del tiempo y debido a las demandas que han surgido en el ámbito de las comunicaciones fue necesario incursionar en el mundo de la óptica para implementar sistemas de comunicación más eficientes, capaces de soportar las tasas de información requeridas para la transmisión de información desde mediados del siglo XIX y a lo largo del XX, el siglo que sin duda puede llamarse el siglo de las comunicaciones.

1.1 Estructura en diagrama de bloques.

Un sistema de comunicaciones óptico, al igual que los diversos sistemas de comunicaciones conocidos, puede representarse por medio de un diagrama de bloques, el cual muestra de forma simple la estructura básica del sistema, que en este caso abarca un bloque de transmisión, un medio de transmisión (Fibra Óptica) y un bloque de recepción representados en la siguiente imagen.



Figura 1.0 Diagrama de bloques básico de un sistema de comunicaciones óptico.

1.2 Medio de Transmisión: Fibra Óptica

Una de las principales características de un sistema de comunicaciones óptico es que utiliza como medio de transmisión la fibra óptica, la cual es una guía de onda circular dieléctrica que opera en la banda de frecuencias respectivas a la luz visible dentro del espectro radioeléctrico; es decir, frecuencias que van desde 3.9×10^{14} a 7.7×10^{14} [Hz]. Los haces de luz se propagan dentro de un cilindro de vidrio. El material con el que es elaborada varía dentro de una gama de vidrios constituidos por mezclas de óxidos metálicos tales como SiO_2 (Dióxido de silicio, el más común), GeO_2 y B_2O_3 . [7]

El estudio del desempeño de la fibra óptica en un sistema de comunicaciones óptico es de especial interés en la etapa de diseño. Cabe mencionar que para cada tipo de enlace requerido es conveniente utilizar diferentes sistemas de comunicación; sin embargo, en esta tesis lo que interesa son las comunicaciones ópticas.

1.2.1 Ventajas

Algunas de las ventajas inherentes a la fibra óptica son:

- Gran ancho de banda
- Ligereza
- Inmunidad a cortos (por ser un dieléctrico)
- Bajo costo

Todas estas ventajas han hecho de la fibra óptica un medio de transmisión sin duda novedoso, útil, robusto en varios aspectos y la han colocado como el medio de transmisión de vanguardia en las telecomunicaciones.

1.3 Dispositivos

Un sistema de comunicaciones está compuesto como se observa en la figura 1.0 por varios bloques que involucran dispositivos cuya tarea es asegurar la correcta transmisión de la señal a lo largo del sistema. El primer bloque de la figura 1.0 es el transmisor, dispositivo fundamental dentro del sistema de comunicaciones, el segundo bloque es la fibra de la que previamente se ha hablado y el tercer bloque corresponde al receptor óptico.

Dada la importancia de estos bloques en el sistema bajo estudio, se describen a continuación algunos dispositivos utilizados en el enlace como transmisores y receptores.

1.3.1 Transmisor: Fuentes Ópticas

Láser

Ligth amplification by Stimulated Emission of Radiation, es un dispositivo cuyo principio de operación es precisamente la emisión estimulada para generar un haz de luz coherente, proceso que se describe ampliamente en el capítulo 2.

Láseres de semiconductor

Los láseres de semiconductor emiten luz principalmente a través de la emisión estimulada o asistida. Son dispositivos con la capacidad de emitir altas potencias (alrededor de los 100 [mW]) y aún más, tienen la característica de emitir luz coherente; es decir, aquella generada por fotones con la misma frecuencia y fase. La eficiencia de acoplamiento es de aproximadamente 50% en fibras mono-modo, mientras que en un LED es de hasta 1% únicamente [1]. Los láseres de semiconductor pueden ser modulados directamente a frecuencias altas (mayores a 25 [MHz]) debido a su tiempo de recombinación tan reducido [1].

Estructuras láser

La estructura más simple que puede presentar un láser de semiconductor consiste en una capa activa delgada (aproximadamente 0.1 [μm]) generalmente de InGaAsP, que se encuentra entre capas tipo n y tipo p de otro semiconductor. Este tipo de láseres tienen un gap grande y son denominados láseres de semiconductor de superficie ancha debido a que les es inyectada corriente a un área relativamente grande. De forma similar a las fibras ópticas, estos soportan un número determinado de modos conocidos como modos transversales. La figura 1.3.1 muestra la estructura de un láser de semiconductor.

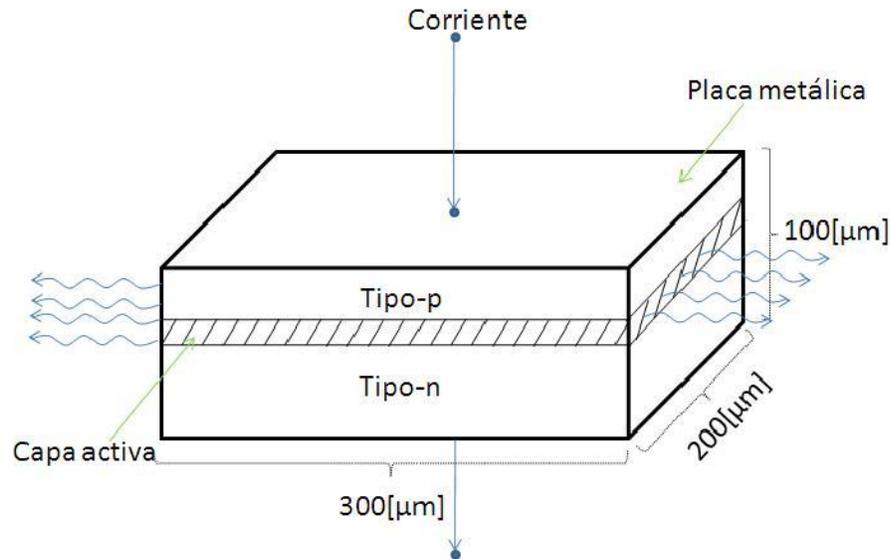


Figura 1.3.1 Láser semiconductor de emisión de área.

En la figura 1.3.1 se observa como la capa activa se encuentra entre capas de de materiales semiconductores p y n.

Láseres de retroalimentación distribuida

Los láseres de semiconductor DFB (Distributed Feedback Bragg Lasers) fueron desarrollados a lo largo de la década de 1980. El uso más común para este tipo de láseres es en sistemas de propagación de ondas de luz que utilizan WDM (Wavelength Division Multiplexing). El nombre de estos láseres indica el tipo de retroalimentación, la cual es llevada a cabo a lo largo de la cavidad activa [2] y trabaja bajo el principio de la difracción de Bragg, que acopla las ondas que se propagan hacia adelante y las reflejadas.

Para seleccionar los modos que transmiten se debe cumplir la condición de Bragg que dice que el acoplamiento ocurre solo para longitudes de onda λ_B que satisfacen la siguiente expresión.

$$\Lambda = m \left(\frac{\lambda_B}{2\bar{n}} \right) \quad (1.1)$$

Donde Λ es el periodo de la rejilla de Bragg, \bar{n} es el índice de modo promedio y m el orden de refracción de Bragg [6]. Desde el punto de vista de operación, los láseres de semiconductor que emplean el mecanismo del DFB se pueden clasificar en dos grandes categorías: láseres DFB y láseres DBR (Distributed Bragg Reflector) [1].

Las figuras 1.3.2 y 1.3.3 muestran la estructura de un láser DFB y DBR respectivamente, mismas que se explican en los párrafos subsecuentes.

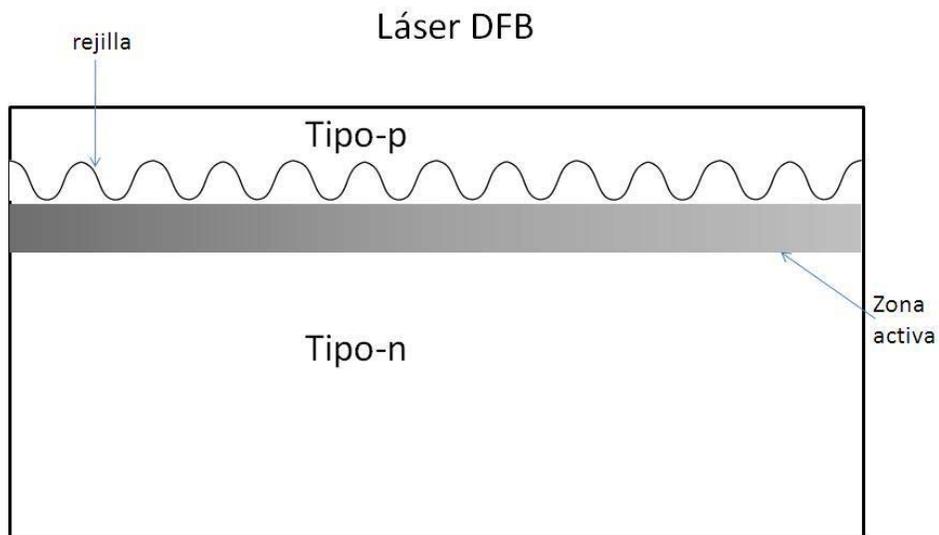


Figura 1.3.2 Estructura láser DFB.

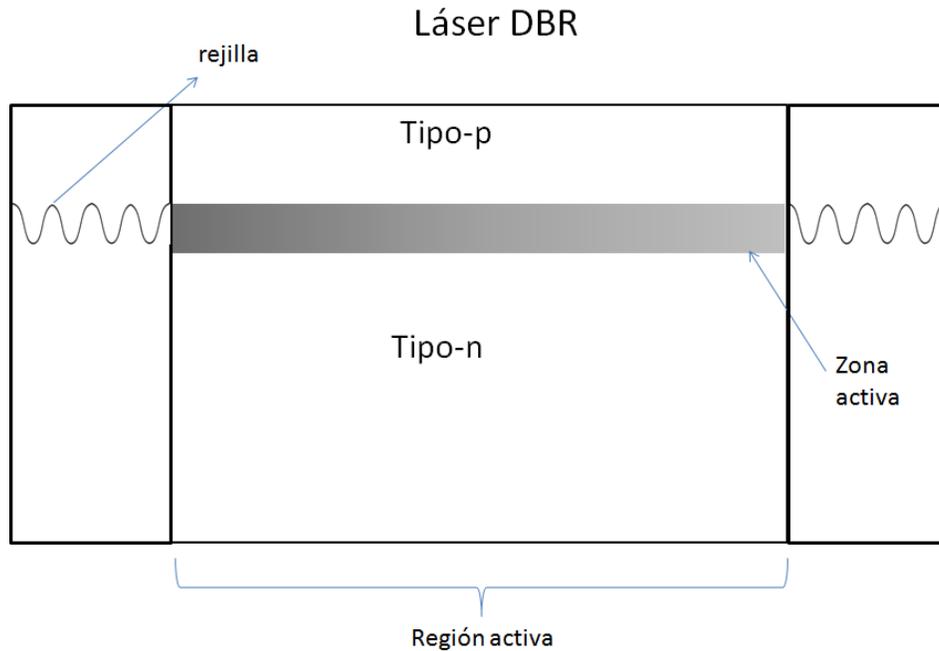


Figura 1.3.3 Estructura láser DBR.

Los láseres DBR (ver figura 1.3.3) tienen al menos una cavidad resonante que trabaja con el principio de Bragg fuera de la zona activa a diferencia de los láseres DFB. Un láser DBR es considerado un espejo de Bragg; es decir, un espejo basado en la reflexión de Bragg en una estructura periódica. La máxima reflexión posible se obtiene para la longitud de onda λ_B .

El método utilizado en estos láseres para generar la rejilla de Bragg es denominado holográfico. En este método se genera el patrón de franjas (rejilla) con una periodicidad de aproximadamente $0.2 \text{ } [\mu\text{m}]$ por medio de la interferencia entre dos haces ópticos [1].

Moduladores ópticos

Cuando se desea transmitir a tasas de $10 \text{ } [\text{Gb/s}]$ o mayores la frecuencia modulada impuesta por modulación directa es tan grande que en láseres de semiconductor es imposible utilizarla. Para transmisores de alta velocidad el láser es bombeado con una corriente constante para proveer la onda continua de salida CW_{salida} y un modulador

óptico colocado a un lado del láser convierte la CW_{salida} en un tren de pulsos que contiene datos codificados con el formato correcto de modulación [1].

Existen dos moduladores ópticos típicos, desarrollados para aplicaciones de sistemas de ondas luminosas. La figura 1.3.4 a y b los muestra.

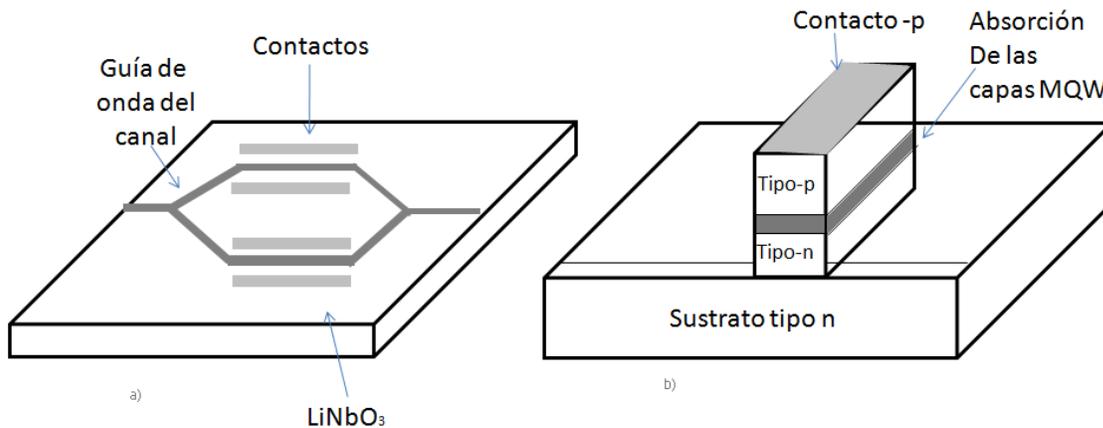


Figura 1.3.4 Moduladores externos: a) Modulador de LiNbO₃ en configuración Mach Zehnder, b) modulador de semiconductor basado en electro-absorción.

El modulador de electroabsorción (figura 1.3.4 b) hace uso del efecto Franz-Keldysh, conforme al cual se genera un cambio en la absorción óptica de un semiconductor cuando un campo eléctrico es aplicado.

Se puede obtener una tasa de extinción de 15[dB] aplicando un voltaje pequeño en polarización inversa, esto para tasas de hasta 40 Gb/s [8,9]. A pesar de esto se obtiene un chirp o desfasamiento de frecuencia en los pulsos codificados, pero puede hacerse lo suficientemente pequeño para que no resulte perjudicial en el desempeño del sistema [1].

Los moduladores de electro-absorción tienen la ventaja de utilizar el mismo material semiconductor que el láser, lo cual implica que ambos pueden ser integrados fácilmente en el mismo chip.

Para el año 2001 los moduladores ópticos de electro-absorción alcanzaron una banda de más de 50 [GHz] y la capacidad de operar con tasas de hasta 100 [Gb/s] [9].

La segunda categoría de moduladores ópticos de intensidad son los que contienen como material LiNbO_3 y un interferómetro Mach-Zehnder [10,11].

Para materiales como LiNbO_3 el índice de refracción puede ser variado mediante la aplicación de un voltaje externo. Cuando no se cuenta con un voltaje externo los brazos del dispositivo experimentan desfases iguales e interferencia constructiva. Así, el aplicar un voltaje externo implica la reducción de la intensidad de transmisión [1]. Si la diferencia de fase es igual a π no existe la transmisión de luz debido a la interferencia destructiva.

El desempeño de un modulador externo se mide con base en la tasa de extinción¹ y el ancho de banda que presenta. Los moduladores ópticos de LiNbO_3 actuales presentan ER de hasta 20 [dB] y pueden ser modulados a velocidades de hasta 75 [GHz] [12]. El voltaje que manejan es de 5 [V] comúnmente, pero pueden trabajar hasta con 3[V] [13].

Además de los mencionados, existen moduladores externos de otros materiales, tales como polímeros electro-ópticos. En el sistema bajo estudio se utiliza un modulador óptico de LiNbO_3 .

Multiplexor

Multiplexar implica transmitir al mismo tiempo dos o más señales individuales a través de un solo canal de comunicaciones [21].

La importancia del multiplexado radica en que existen aplicaciones de comunicaciones en las cuales se requiere transmitir varias señales al mismo tiempo y otras en las que sería imposible costear transmitir señales de forma individual, como la telemetría, funciones de satélites y sistemas telefónicos.

En telemetría por ejemplo, resulta muy costoso utilizar un canal de comunicaciones para cada una de las magnitudes físicas requeridas.

¹ La tasa de extinción o *Extinction Ratio* por sus siglas en inglés, indica la razón entre una potencia de entrada y una potencia de salida.

$$ER = \frac{P_0}{P_1}$$

Donde P_0 es la potencia de entrada y P_1 la potencia de salida.

En la figura 1.3.5 se muestra el principio de multiplexado el cual se realiza en un dispositivo denominado multiplexor.

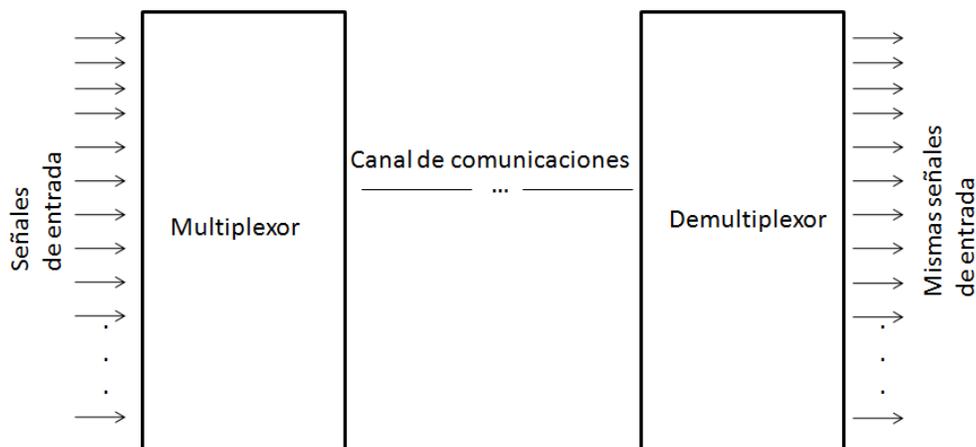


Figura 1.3.5 Esquema de multiplexado.

En el sistema bajo estudio el multiplexor óptico empleado es a -3 [dB] y utiliza un filtro Gaussiano paso banda de tercer orden y multiplexaje por división de longitud de onda WDM.

En este tipo de multiplexor óptico, se pueden transportar varias señales de diferente longitud de onda λ . La figura 1.3.6 muestra el esquema de multiplexaje por división de longitud de onda.

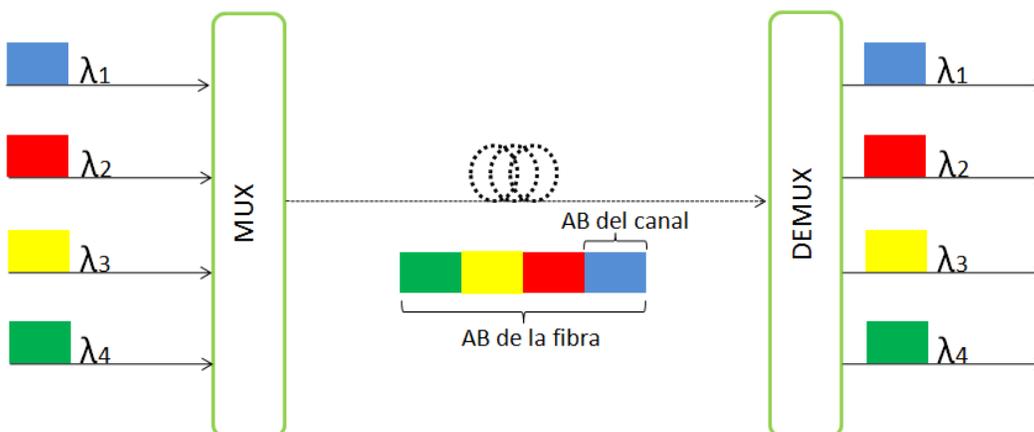


Figura 1.3.6 Multiplexaje por división de longitud de onda (WDM).

El concepto de WDM fue publicado en la década de los 70s. El primer sistema que lo utilizó solo combinaba 2 señales. Los sistemas modernos que lo utilizan pueden trabajar hasta con 160 señales simultáneas. La mayoría de los sistemas WDM operan en fibra óptica monomodo, como es el caso del sistema bajo estudio.

1.3.2 Receptores ópticos

La función principal de un receptor óptico es la conversión de una señal óptica a una eléctrica y la recuperación de los datos transmitidos a través del sistema de comunicaciones.

Al igual que una fuente óptica, el receptor debe cumplir con características tales como alta sensibilidad, bajo ruido, capacidad de respuesta rápida y un tamaño equivalente al de la fibra óptica para acoplarse de forma apropiada. Los receptores de semiconductor son ampliamente utilizados por poseer características como las anteriormente mencionadas.

Los parámetros básicos en receptores son la absorción óptica, responsividad y eficiencia cuántica, entre otros. Estos conceptos no son abarcados en esta tesis dado que no es el tema principal, en este trabajo se pretende solo mencionar de forma general los tipos de receptores existentes y los principios de funcionamiento sin llegar a explicar cada uno de ellos. Si el lector desea adentrarse más en el tema de receptores, se recomienda consultar [1].

Foto-detectores comunes

La forma más simple de un foto-detector es un bloque semiconductor como el de la figura 1.3.7.

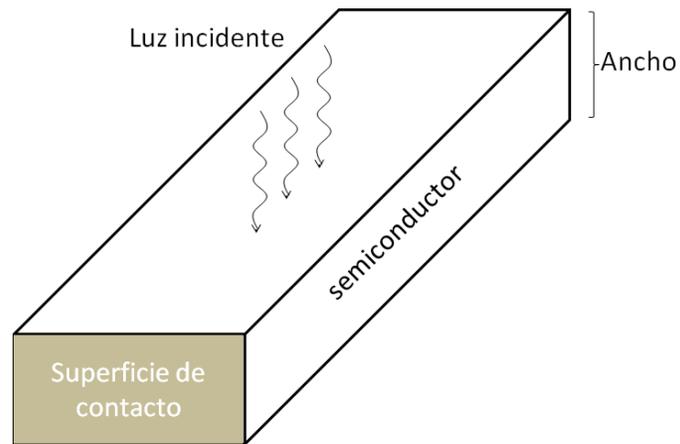


Figura 1.3.7 Bloque de semiconductor utilizado como foto-detector.

Debido a su estructura simple es raramente utilizado como foto-detector en sistemas de comunicación reales.

Un tipo de receptores ópticos generalmente utilizados son aquellos basados en una polarización inversa en junturas p-n, denominados fotodiodos.

Fotodiodo p-n

Un fotodiodo p-n es un dispositivo polarizado en inversa que presenta una zona de agotamiento (zona entre los materiales p y n) desprovista de portadores libres, en donde un gran campo eléctrico se opone al flujo de corriente en la juntura p-n; es decir, el campo impide el flujo de electrones del material n al p y no existe el flujo de huecos del material p al n.

Cuando se hace incidir luz en el dispositivo, por ejemplo en uno de sus lados, pares hueco electrón son creados debido al fenómeno de absorción. Como respuesta al gran campo eléctrico existente en la zona de agotamiento, los pares hueco electrón generados van hacia el material p y n respectivamente, el flujo de corriente resultante es proporcional a la potencia óptica incidente y constituye la respuesta del fotodiodo a la misma.

La respuesta del fotodiodo a la potencia óptica incidente obedece a la expresión:

$$I_{foto} = RP_{entrada} \quad (1.2)$$

La ecuación 1.2 muestra que la fotocorriente en un receptor óptico es igual a la potencia óptica incidente por un factor de proporcionalidad R que indica la responsividad² del foto-detector con unidades [A/W].

En un fotodiodo p-n, la potencia óptica decrece de forma exponencial mientras que la luz incidente es absorbida a lo largo del dispositivo; es decir en el material tipo p y en w (ver figura 1.3.9).

La figura 1.3.8 muestra un fotodiodo p-n, y en ella se observa una zona de agotamiento ancha que provoca una corriente inversa, la luz incidente incrementa dicha corriente en inversa.

² La responsividad relaciona la corriente eléctrica generada con el número de fotones incidente en el detector y se expresa de la siguiente forma:

$$R = \eta \frac{\lambda_0 [\text{nm}]}{1.24} \quad (1.3)$$

Donde η es la eficiencia cuántica (la que relaciona fotones incidentes con corriente eléctrica generada), λ_0 es la longitud de onda del rayo incidente y 1.24 una constante derivada de la carga y la constante de planck h.

La responsividad será cero cuando se llegue a la longitud de onda de corte, ya que no se absorberán fotones por el medio [5].

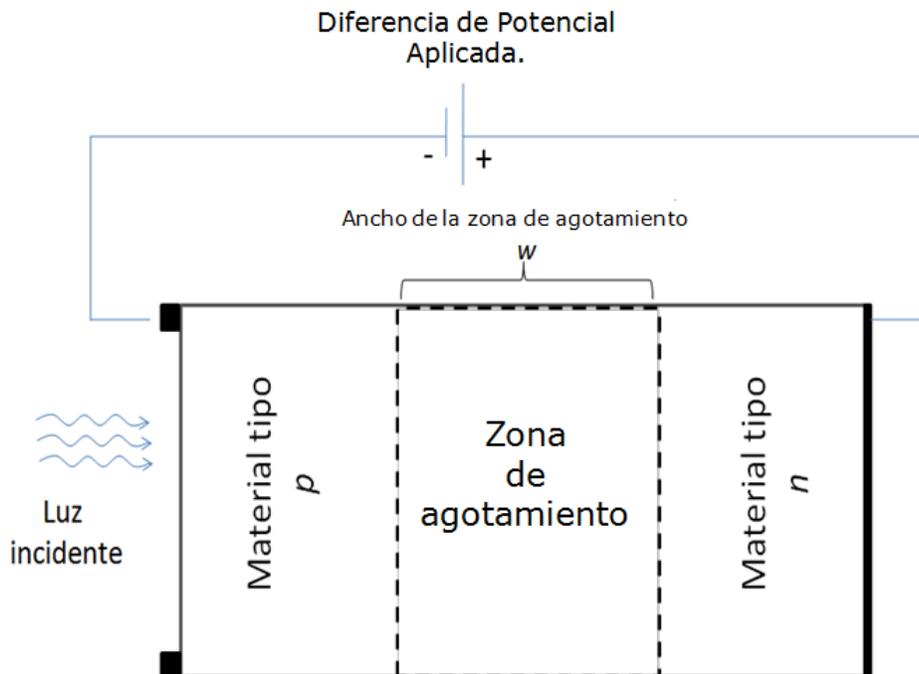


Figura 1.3.8 Esquema de un fotodiodo p-n (inyección inversa de corriente).

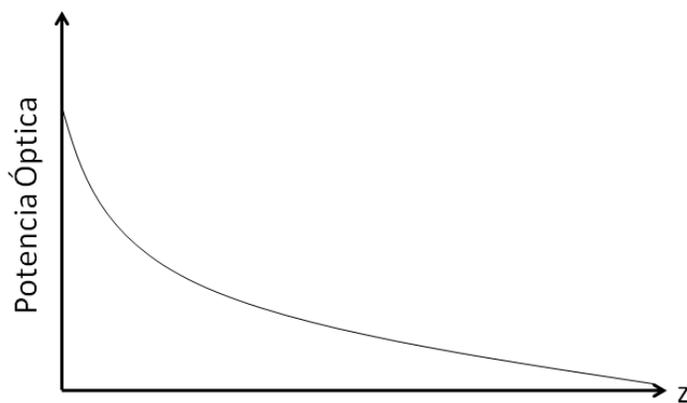


Figura 1.3.9 Comportamiento exponencial decreciente de la potencia óptica en función de la distancia dentro del foto-diodo.

Fotodiodo p-i-n

Con el fin de aumentar la zona de agotamiento del fotodiodo se introduce entre los materiales p y n un bloque de material semiconductor intrínseco (sin dopar) o muy ligeramente dopado. Con lo anterior se obtiene un fotodiodo tipo p-i-n en donde la i se refiere al material intrínseco insertado.

El dispositivo luce como la figura 1.3.10. En la figura 1.3.11 se puede observar también el comportamiento del campo eléctrico en función de la distancia dentro del fotodiodo p-i-n.

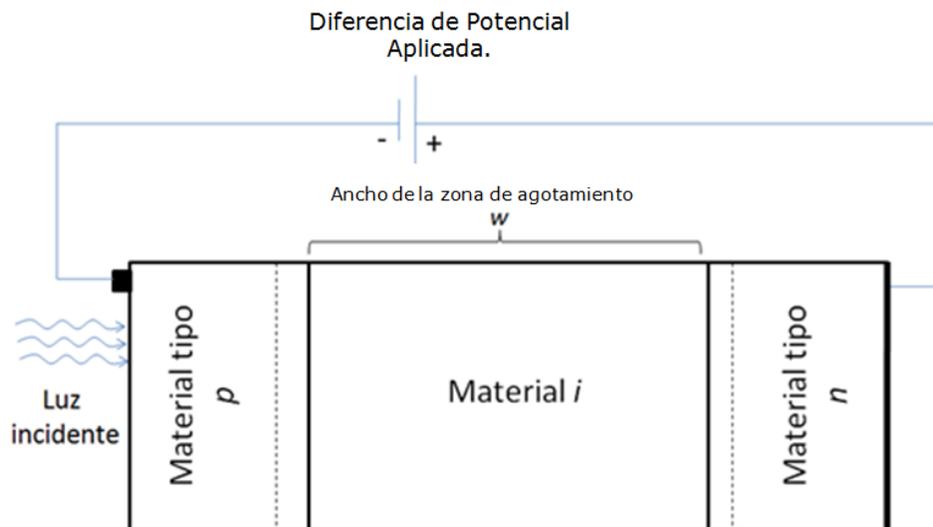


Figura 1.3.10 Estructura fotodiodo p-i-n.

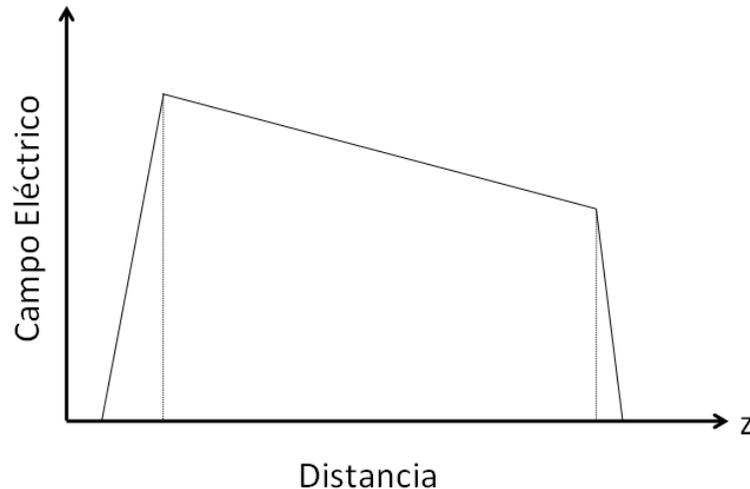


Figura 1.3.11 Campo eléctrico en función de la distancia para un fotodiodo p-i-n.

Las principales diferencias entre el fotodiodo p-n y el fotodiodo p-i-n son que en este último, se generan más pares hueco electrón en la zona de agotamiento, presenta una mayor responsividad y mejor eficiencia cuántica.

Si bien es importante mantener un área de agotamiento ancha para un buen funcionamiento, se debe tomar en cuenta durante el diseño del fotodiodo que el ancho óptimo está en función de parámetros tales como velocidad y sensibilidad. Así, si se opta por una zona de agotamiento con w muy grande se obtendrá una responsividad muy alta pero a costa de capacidad de respuesta (velocidad) [1].

Fotodiodo de avalancha

El APD *Avalanch Photo Diode* es un tipo de diodo útil para cuando en base a necesidades se tiene poca potencia incidente. Así, los fotodiodos de avalancha tienen la característica de presentar una responsividad muy grande. Despejando la potencia incidente de la ecuación 1.2 se obtiene que para una responsividad grande se requiere una potencia incidente pequeña (ver ecuación 1.4).

$$P_{incidente} = \frac{I_{foto}}{R} \quad (1.4)$$

Los fotodiodos de avalancha a diferencia de los fotodiodos p-i-n no tienen una responsividad límite para cuando $\eta=1$, están diseñados para proveer una ganancia

interna en corriente. La principal diferencia es la inserción de una capa extra de semiconductor, en donde pares hueco-electrón secundarios son generados debido a la ionización de impacto.

El principio físico que rige a los fotodiodos de avalancha es la ionización de impacto [3]. El resultado de la ionización de impacto es que un electrón creado debido a la previa absorción de un fotón crea a su vez varios huecos y electrones secundarios, que contribuyen cada uno a la corriente del fotodiodo. Así mismo el hueco primario puede generar electrones secundarios que contribuyen también a la fotocorriente del fotodiodo. La tasa de generación está definida por los coeficientes de ionización de impacto de huecos y electrones α_h y α_e respectivamente. Los valores numéricos de estos coeficientes están en función del material semiconductor utilizado y del campo eléctrico. La figura 1.3.12 muestra la estructura común de un fotodiodo de avalancha.

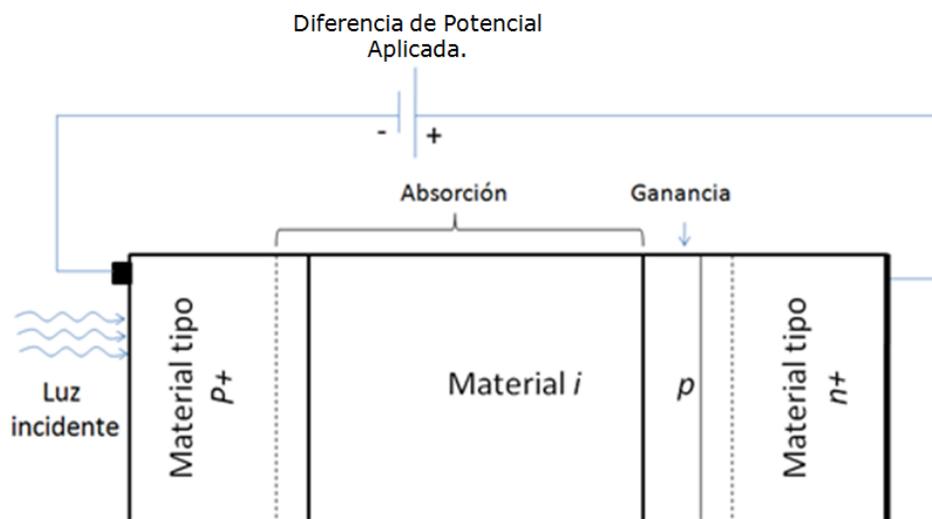


Figura 1.3.12 APD Fotodiodo de Avalancha.

Los fotodiodos de avalancha comúnmente utilizados son de Si, Ge o InGaAs, con una longitud de onda que va desde los 0.4 -1.1 [μm] para el silicio, 0.8-1.8 [μm] para el germanio y de 1-1.7 [μm] para el InGaAs [1].

1.4 Elementos de Red: Amplificadores Ópticos

Un sistema de comunicaciones óptico contiene varios dispositivos denominados NE (Network Elements) destinados a procesar la señal con el fin de no perder la comunicación. Dentro de estos elementos se encuentran los transmisores, repetidores, amplificadores, etc. Los que más atañen a esta tesis son los amplificadores ópticos.

Los amplificadores ópticos son mayormente utilizados en sistemas WDM ya que todos los canales pueden ser amplificados simultáneamente debido a que el amplificador óptico amplifica las señales incidentes como una sola señal.

Existen dos tipos de amplificadores, los amplificadores de semiconductor y los amplificadores de fibra dopados de Er (Erbio). Los amplificadores láser, o de semiconductor, pueden tener una ganancia máxima de 30 dB y son elaborados como un láser normal pero sin retroalimentación. La diferencia principal entre los dos tipos de amplificadores ópticos es que los amplificadores láser son alimentados con una fuente de corriente directa y pueden ser diseñados para cualquier longitud de onda de interés, a diferencia de los amplificadores de fibra dopados o EDFAs. Los amplificadores EDFA, sin embargo, se encuentran en mejor posición en cuanto a que no presentan pérdidas por acoplamiento a la fibra y presentan menor ruido que los amplificadores de semiconductor láser SLAs o SOAs.

En la literatura especializada se definen entre 3 y 4 aplicaciones como las más importantes en amplificadores ópticos dentro de un sistema de comunicaciones.

1. Amplificación de la potencia de transmisión de la señal.
2. Compensación de pérdidas de bifurcación en redes de distribución
3. Como pre-amplificación en receptores
4. Repetidores lineales en sistemas de larga distancia [4,1]

En la figura 1.4.1 se muestran las aplicaciones más importantes de un amplificador óptico.

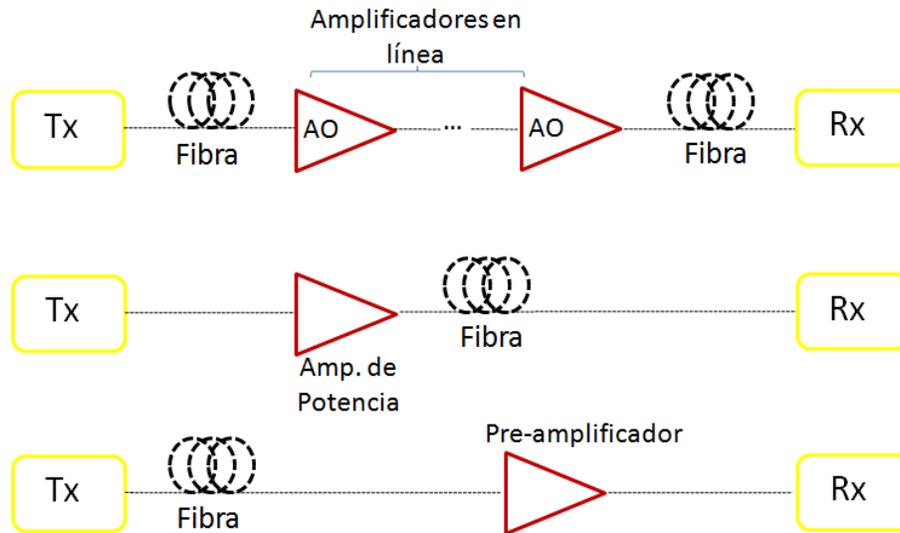


Figura 1.4.1 Aplicaciones de un Amplificador óptico. Amplificadores en línea, como un repetidor de un transmisor de potencia y como un preamplificador para el receptor.

1.4.1 Amplificador de Fibra dopado

Este tipo de amplificadores son los más utilizados. Son un tipo de amplificadores ópticos que hace uso de tierras raras como medio de ganancia dopando el núcleo de la fibra durante la manufactura. A pesar de que su estudio comenzó alrededor de la década de los 60's no fue sino hasta 25 años después que se comenzó a hacer uso de ellos, después de que técnicas de fabricación y caracterización fuesen mejoradas.

La longitud de onda a la que trabaja el amplificador y el ancho de banda de operación son parámetros definidos por la cantidad de dopantes agregados a la zona activa del dispositivo. Las tierras raras utilizadas como dopantes varían, siendo comúnmente utilizados elementos como: Erblio, Holmio, Neodimio, Samario, Iterbio y Talio. Dependiendo del elemento que se utilice para dopar, el rango de longitudes de onda de trabajo del dispositivo varía de 0.5 a 3.5 [μm].

El elemento utilizado de forma más común es el Erblio. Los amplificadores dopados con erbio tienen el atractivo de trabajar a una longitud de onda cercana a 1.55 [μm] [14,

15]. El uso de estos en sistemas WDM revolucionó a partir de 1995 los sistemas de comunicaciones por fibra óptica.

La figura 1.4.2 muestra en forma gráfica el funcionamiento de un EDFA.

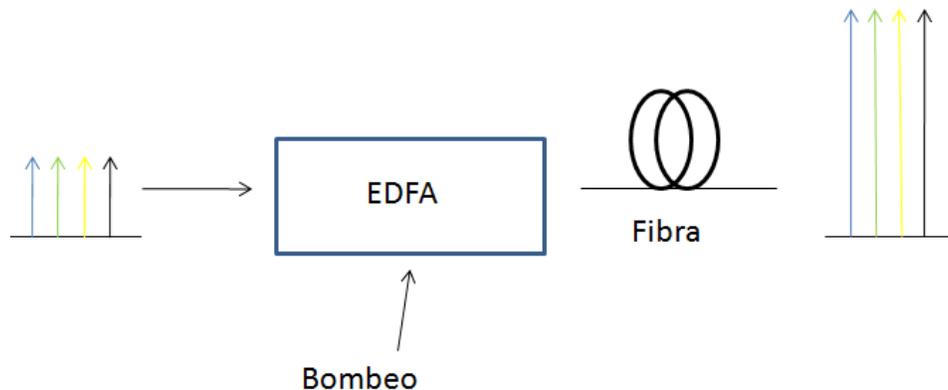


Figura 1.4.2 Funcionamiento de un EDFA.

El diseño de un amplificador EDFA se basa en el dopaje de la zona activa con Er^{3+} . El bombeo a una correcta longitud de onda genera ganancia por medio del efecto de inversión de población (ver tema 2.1.2).

El bombeo eficiente en los amplificadores EDFA se consigue mediante láseres de semiconductor con longitudes de onda de 0.98 y 1.48 $[\mu\text{m}]$ [1]. Se han conseguido eficiencias tan altas como 11 $[\text{dB}/\text{mW}]$ en el año 1999 con un láser de semiconductor a 1.48 $[\mu\text{m}]$ [16].

La potencia de bombeo para un EDFA puede ser reducida mediante el uso de fibras dopadas con aluminio y fósforo o utilizando fibras de fluorofosfato [17]. Aún así, la mayoría de los EDFAS utilizan como fuente de bombeo láseres de semiconductor a 980 $[\text{nm}]$, ya que son comerciales y están casi siempre disponibles, además del hecho de que brindan más de 100 $[\text{mW}]$ de potencia de bombeo.

Una de las características notables de este tipo de amplificadores es que pueden ser diseñados de tal manera que el bombeo de corriente sea opuesto a la dirección de la señal, configuración denominada bombeo en reversa.

El desempeño del dispositivo es casi el mismo en cualquiera de las configuraciones (en reversa o hacia adelante) bajo la condición de una señal de entrada con potencia lo suficientemente pequeña como para no saturar al amplificador. En régimen de saturación la eficiencia es mejor con la configuración en reversa [18].

Otro parámetro importante de un amplificador óptico es el espectro de ganancia del mismo, ya que determina la amplificación de canales individuales cuando una señal WDM es amplificada. La forma del espectro de ganancia es modificada fuertemente por la naturaleza amorfa de la sílice y la presencia de codopantes a lo largo de la fibra, tales como germanio y aluminio [19, 20].

La ganancia en los EDFAs puede variar de amplificador en amplificador a pesar de que tengan la misma composición de materiales, debido a que la ganancia varía también según la longitud del dispositivo. La razón deriva en que la ganancia toma en cuenta ambas secciones transversales, de absorción y emisión respectivamente y que cada una de ellas tiene características espectrales diferentes. Así, la ganancia total se obtiene mediante integración a lo largo del amplificador.

1.5 Referencias

- [1] Govind P. Agrawal. *Fiber-Optic Communication Systems*. Wiley Interscience Tercera edición 2002, pp. 86-93, 97, 100-104, 133, 136-148, 226, 231, 232.
- [2] N. Chinone and M. Okai, in *Semiconductor Lasers: Past, Present, and Future*, G. P. Agrawal, Ed., AIP Press, Woodbury, NY, 1995, Chap. 2.
- [3] G. E. Stillman and C. M. Wolfe, in *Semiconductors and semimetals*, Vol. 12, R. K. Willardson and A. C. Beer, Eds., Academic Press, San Diego, CA, 1997, pp 291-293.
- [4] Optical Society of America, *Fiber Optics Handbook, fiber, Devices and Systems for Optical Communications*, Mc GrawHill Telecom Engineering pp 75.
- [5] http://diec.unizar.es/asignaturas/defaultWebs/11958/4_1_detectores.pdf, Ignacio Garcés, Javier Mateo. *Grupo de Tecnologías de las Telecomunicaciones*, Depto. Ingeniería Electrónica y Comunicaciones.
- [6] G. P. Agrawal and N. K. Dutta, *Semiconductor lasers*, 2nd ed., Van Nostrand Reinhold, New York, 1993.
- [7] Jean Perrie Nérou, *Introducción a las telecomunicaciones por fibras ópticas*, ed. Trillas, 1991.
- [8] M. Aoki, M. Zuzuki, H. Sano, T. Kawano, T. Ido, T. Taniwatari, K. Uomi, and A. Takai, *IEEE J. Quantum Electron* 29,2088(1993).
- [9] Y. Akage, K. Kawano, S. Oku, R. Iga, H. Okamoto, Y. Miyamoto, and H Tekeuchi, *Electron Lett.*37,299 (2001).
- [10] L. Thylen, J. *Lightwave Technol.* 6, 847 (1988).
- [11] M. M. Howerton, R. P. Moeller, A. S. Greenblatt, and R. Krahenbuhl, *IEE J. sel Topics Quantum Electron*, 6, 69 (2000).

- [12]K. Noguchi, O. Mitomi, and H. Miyazawa, *J. Lightwave Technol.*16, 615 (1998).
- [13]E. L. Wooten, K. M. Kissa, A. Yi-Yan, E. J. Murphy, D. A. Lafaw, P.F. Hallemeier, D. Maack, D. V. Attanasio, D. J. Fritz, G. J. McBrien, and D. E. Bossi, *IEE J. Sel. Topics Quantum Electron*, 6, 69 (2000).
- [14]M. J. F. Digonnet, Ed., *Rare Earth Doped Fiber Lasers and Amplifiers*, Marcel Dekker, New York, 1993.
- [15]A. P. Agrawal, *Applications of Nonlinear Fiber Optics*, Academic Press, San Diego, CA, 1999.
- [16]M. Shimizu, M. Yamada, H. Horiguchi, T. Takeshita, and M. Okayasu, *Electron, Lett.* 26, 1641 (1990).
- [17]B. Pederson, A. Bjarklev, H. Vendeltorp-Pommer, and J. H. Povlesen, *Opt. Commun.*81, 23 (1991).
- [18]R. L. Laming, J. E. Townsend, D. N. Payne, F. Meli, G. Grasso, and E. J. Tarbox, *IEEE Photon, Technol. Lett.*3, 253 (1991).
- [19]W. J. Miniscalco, *J. Lighthwave Technol.*9, 234 (1991).
- [20]C. R. Giles and E. Desurvire, *J. LightwaveTechnol.* 9, 271 (1991).
- [21]Louis E. Frenzel, *Sistemas Electrónicos de Comunicaciones*, Alfa Omega, 2003. pp. 440-442,485.
- [22]Juan Castillo Mixcoatl, *Fabricación de rejillas de Bragg en una Fibra Óptica*, Tesis de maestría en ciencias, Centro de Investigación científica y de Educación superior de Ensenada. División de Física aplicada, Departamento de Óptica, 1998, pp.1, 2.
- [23] http://www.rp-photonics.com/fiber_bragg_gratings.html, special types and applications, various applications.

2 SOAs Amplificadores Ópticos de Semiconductor

2.1 Introducción

En este capítulo se describe de forma detallada el concepto y dinámica física de un SOA así como los efectos no lineales que presenta; poniendo particular atención en el efecto no lineal de XGM (Cross Gain Modulation), el cual es uno de los principales fenómenos presentes en el sistema de comunicaciones bajo desarrollo en esta Tesis.

2.1.1 ¿Qué es un SOA?

Semiconductor Optical Amplifier por sus siglas en inglés, es un amplificador óptico hecho de materiales semiconductores, tales como AsP, InGa e InGaAsP por mencionar los más comunes.

Un SOA se conforma, al igual que otros dispositivos semiconductores por uniones PN que definen las características del semiconductor gracias al dopado controlado del material con impurezas de tipo trivalente o pentavalente. Un SOA está alimentado con una conexión en polarización directa, lo anterior se refiere a que el dispositivo funciona bajo el estímulo de una diferencia de potencial que genera corriente de inyección debido a portadores mayoritarios a través de la zona activa, en donde se lleva a cabo la amplificación de la señal. Esta zona es equivalente a la cavidad en un láser (con la única diferencia de que no presenta espejos físicos para realizar una retroalimentación) y como tal está hecha de material semiconductor, comúnmente InGaAsP.

2.1.2 SOAs como dispositivos físicos-composición.

Un SOA puede medir de 0.2 a 2 mm de largo, y se compone de la zona de amplificación limitada por dos semiconductores tipo n y tipo p, tiene también a los lados superficies antireflectivas con el fin de evitar retroalimentaciones no deseadas.

La representación en capas de un SOA se muestra en la figura 2.1.1.

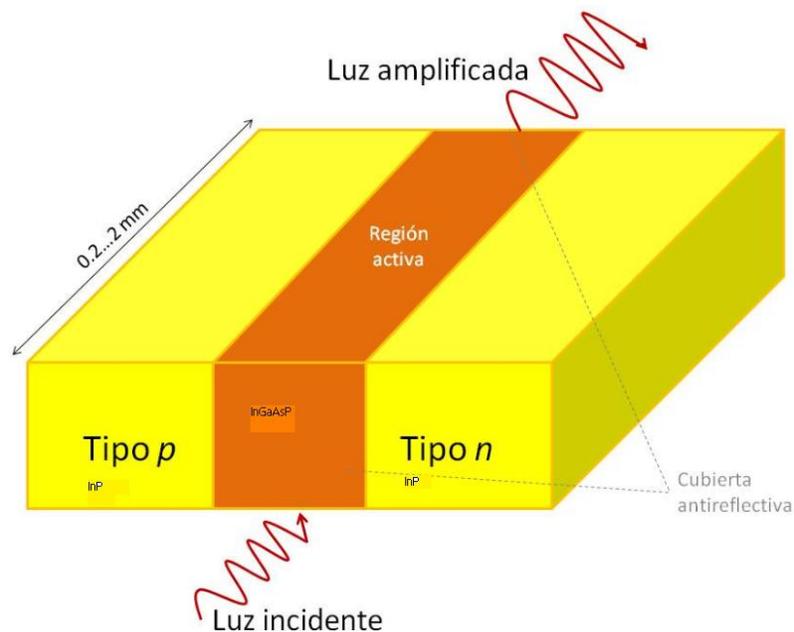


Figura 2.1.1 Esquema en tercera dimensión de un SOA.

Un SOA está constituido por la unión de semiconductores. Cada semiconductor está dopado de diferente manera y el nivel de dopaje está definido desde la fabricación.

En la figura 2.1.1 se puede apreciar que el amplificador representado se conforma por p-InP y n-InP con una región activa hecha de InGaAsP el semiconductor de uso más común en SOAs.

Para materiales semiconductores se presentan enlaces de tipo covalente; es decir, aquellos en que cada átomo cuenta con 8 electrones de valencia, característica que brinda estabilidad a la estructura atómica. Entre los elementos viables para conformar enlaces covalentes se encuentran los materiales III-V (correspondientes a la tercera y quinta columna) y materiales II-VI (elementos de la segunda y la sexta columna) de la tabla periódica [1].

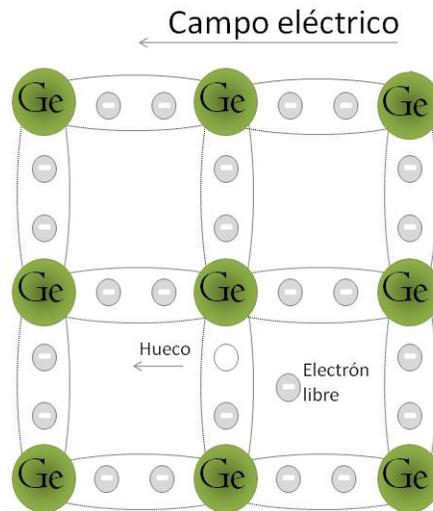


Figura 2.1.2 Representación de enlaces covalentes con Germanio como elemento.

La figura 2.1.2 muestra cómo es que el electrón libre deja un hueco, el cual se va recorriendo a través de los enlaces hacia la dirección del campo eléctrico mientras que el electrón libre se mueve hacia la derecha.

En materiales semiconductores sólidos (como es el caso de los SOAs), existe también una estructura en bandas, las cuales se definen como banda de conducción, banda prohibida y banda de valencia respectivamente.

La banda de conducción es la primera banda vacía más energética después de la banda de valencia, donde se encuentran los electrones ligados. En un cristal puro a temperaturas bajas (~ 0 [K]), la banda de conducción se encuentra completamente vacía, mientras que la banda de valencia está ahíta. El *gap* o banda prohibida se

forma entre la banda de conducción y la banda de valencia y su grosor está en función de la diferencia energética entre dichas bandas; es decir, representa la energía requerida para romper los enlaces de los electrones [2]. La estructura en bandas descrita se muestra en la figura 2.1.3.

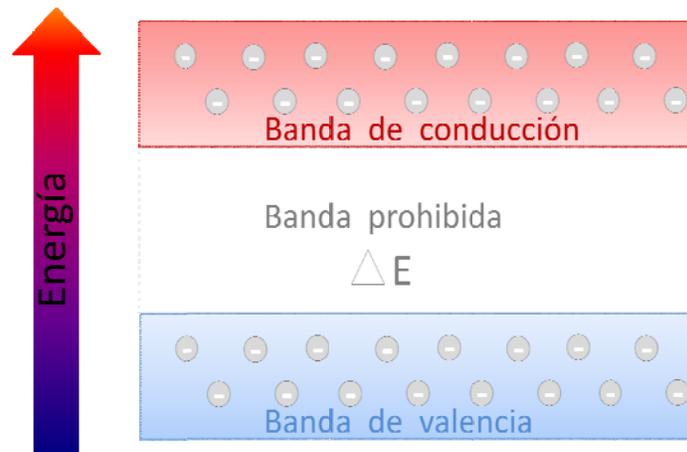


Figura 2.1.3 Estructura en Bandas para un sólido.

Dentro de la estructura en bandas se llevan a cabo procesos intrabanda (dentro de la banda) e interbanda (entre las bandas). Los primeros no son de relevancia para los fenómenos que afectan el preamplificador en el sistema bajo estudio, por lo cual se encuentran más allá de los alcances de este trabajo de Tesis.

Se explican a continuación los procesos interbanda, que son de suma importancia para un SOA debido a que hacen posible en sí su funcionamiento. Estos son: emisión espontánea, absorción y emisión estimulada. Los últimos dos se cumplen bajo la condición de un fotón incidente con energía igual al gap y tanto para emisión asistida como espontánea, se emite un fotón con energía igual al producto de la frecuencia por la constante de Planck.

$$(2.1)$$

Donde:

E es la energía del fotón [J]

h es la constante de Planck con valor de $h = 6.626 \cdot 10^{-34} [J \cdot s]$

ν es la frecuencia del fotón [Hz]

La absorción está definida como la absorción por un electrón ligado de la energía de un fotón incidente con energía $h\nu_{12}=E_2-E_1$ que lo excita al estado E_2 ocasionando el salto de este de la banda de valencia a la de conducción. Esto se muestra esquemáticamente en la figura 2.1.4.

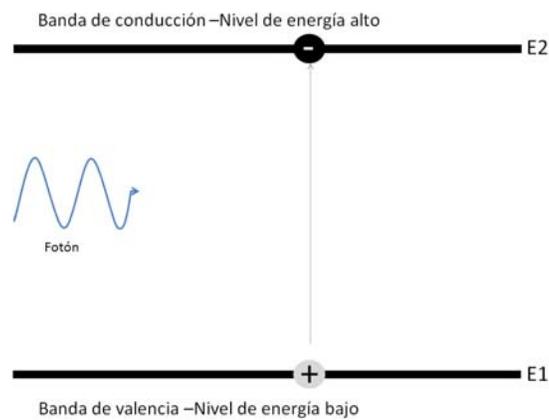


Figura 2.1.4 Absorción.

Cuando un electrón se encuentra en la banda de conducción está en un estado inestable y busca regresar a la estabilidad, lo cual logra por sí mismo después de un tiempo τ , conocido como tiempo de vida. Al regresar al estado basal el electrón emite un fotón de energía $E=h\nu_{12}$ con fase aleatoria. Lo anterior ocurre sin estimulación externa alguna por lo cual este proceso es conocido como emisión espontánea. La figura 2.1.5 lo ejemplifica.

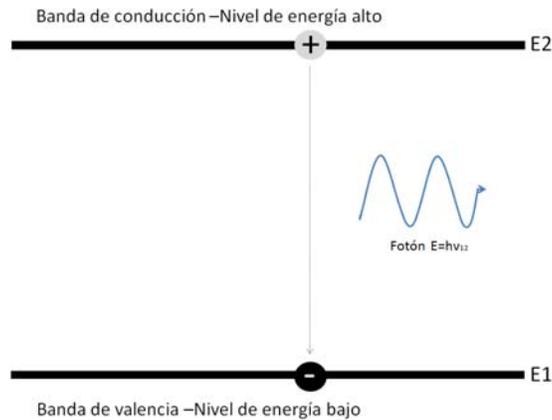


Figura 2.1.5 Emisión espontánea.

Una estimulación externa también puede causar la transición del electrón del estado E_2 al E_1 . Si un fotón incide con energía $h\nu = E_2 - E_1$ mientras un electrón continúa en su estado excitado, éste será estimulado a decaer al estado basal emitiendo un fotón de energía $E = h\nu$ en fase con el incidente. Este tipo de emisión es conocida como emisión asistida y se puede observar en la figura 2.1.6.

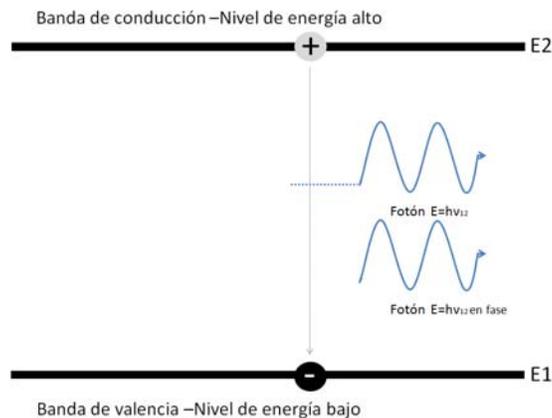


Figura 2.1.6 Emisión estimulada.

En estado de equilibrio térmico existen más electrones ligados en la banda de valencia que electrones libres en la banda de conducción, por lo que la mayoría de los fotones incidentes son absorbidos. La emisión asistida superará a la absorción cuando la densidad de electrones excitados sea mucho mayor a la densidad de electrones en la banda de valencia. Esta condición es conocida como inversión de población. Dado que este no es un estado estable, la inversión de población se

obtiene por medio de varias técnicas de bombeo. En un láser semiconductor se obtiene con la inyección de electrones del material n a la zona activa y de huecos del material p a la zona activa, teniendo así al mismo tiempo alta densidad de electrones y huecos que coexisten en esta región. La figura 2.1.7 lo muestra.



Figura 2.1.7 Inversión de población.

2.1.3 Recombinación no radiativa

Dentro de los procesos interbanda la emisión estimulada y la espontánea causan la recombinación de electrones y huecos, lo que se considera una recombinación radiativa; sin embargo, existe la recombinación no radiativa o fonónica en la cual la energía es liberada de una forma distinta, generalmente en forma de energía térmica.

Las recombinaciones radiativas y no radiativas están presentes en los SOAs, y sus efectos se cuantifican mediante la eficiencia cuántica interna, definida como:

$$\eta_{interna} = \frac{\text{Número de fotones emitidos internamente}}{\text{Número de portadores que cruzan la juntura}}$$

La expresión anterior puede ser también expresada en función del tiempo de vida de los portadores [10].

$$\eta_{interna} = \frac{\tau_r}{\tau_{nr} + \tau_r} \quad (2.9)$$

Donde τ_{nr} es el tiempo de recombinación no radiativa y τ_r es el tiempo de recombinación radiativa.

2.2 Dinámica de un SOA

En esta sección se desarrollan conceptos tales como ganancia, saturación y tiempo de recuperación en un SOA, características que lo definen como un amplificador y que dependiendo de su valor el dispositivo se comporta de forma lineal o no lineal.

Lo anterior es de suma importancia para este trabajo de tesis ya que el sistema que se encuentra bajo prueba busca precisamente utilizar y controlar de la mejor forma dichas características para mantener al dispositivo en funcionamiento bajo régimen lineal ya que de entrar en un comportamiento no lineal sería imposible la transmisión de información.

2.2.1 Ganancia

La ganancia es un parámetro indispensable para el diseño de sistemas de comunicaciones que utilizan SOAs como amplificadores. Se define como la razón entre la potencia de salida de la señal y la potencia de entrada en el dispositivo. La ganancia tiene lugar gracias a la emisión estimulada que a su vez es consecuencia de la inversión de población en el dispositivo.

El cambio de la potencia en un amplificador óptico con respecto a la distancia desde el extremo de entrada está dado por la ecuación (2.2).

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

P_{sat} en la ecuación 2.2 representa la potencia de saturación, mientras que g_0 es la ganancia pico. Considerando a $P \ll P_{sat}$ se obtiene $P(z) = P_{entrada} e^{(g_0 z)}$ de tal forma que la ganancia en función del coeficiente de ganancia pico es [5]:

$$G_0 = \frac{P_{salida}}{P_{entrada}} = e^{g_0 L} \quad (2.3)$$

L es la longitud desde el extremo de entrada en el dispositivo. La ecuación 2.3 muestra la ganancia de señal pequeña, que es la mayor ganancia posible en un amplificador óptico.

Para que el dispositivo entregue ganancia óptica es necesario que la densidad de portadores N en la zona activa sea mayor a un valor mínimo determinado conocido como valor de transparencia N_0 . De lo anterior se puede inferir que si la cantidad de portadores en la zona activa aumenta, la ganancia también lo hace hasta un valor límite g_0 (ganancia pico o SSG). Para facilitar cálculos, el aumento en la ganancia se considera lineal, pero esta consideración es válida solo para una pequeña región y se obtiene de forma aproximada con la siguiente ecuación [5,7].

$$g_0(N) = g_0 \left[1 + \ln \frac{N}{N_0} \right] \quad (2.4)$$

Donde $N_0 = eN_p$, y N_p es el valor de transparencia de la densidad de portadores. La ecuación 2.4 se representa de forma clara con la figura 2.2.1.

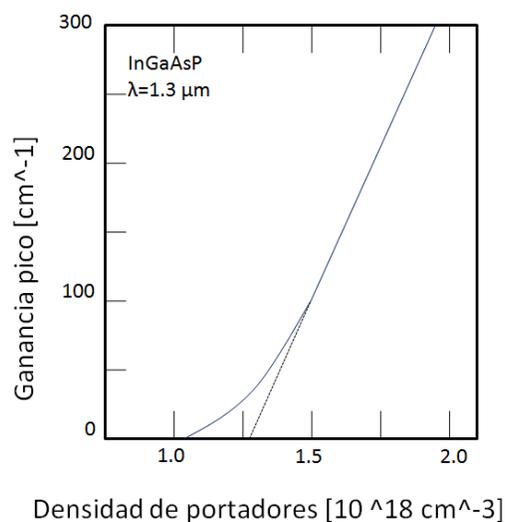


Figura 2.2.1 Gráfica de la ganancia pico vs densidad de portadores N.

En la figura 2.2.1 se observa que el valor de la ganancia pico va aumentando cada vez más conforme aumenta la cantidad de portadores N. La ecuación 2.4 se ve

reflejada en la línea punteada que marca el comportamiento lineal en el aumento de la ganancia con respecto al nivel de portadores N.

2.2.2 Ganancia de señal pequeña y saturación

La ganancia en cualquier dispositivo amplificador tiene un límite, que es el valor máximo al cual puede amplificar de forma correcta. Si se aumenta la potencia de la señal de entrada aumenta también la de la señal de salida hasta alcanzar este límite. La mayor ganancia posible en un amplificador es denominada SSG *small signal gain* porque se logra con una señal de entrada de pequeña potencia [4].

Cuando el nivel de ganancia en la señal de salida decae 3 [dB] se denomina ganancia de saturación; una vez aquí, la señal entra en el régimen de comportamiento no lineal. Para aumentar la ganancia de señal pequeña se suele aumentar la longitud del dispositivo hasta aproximadamente 2[mm], longitud a la cual la ganancia comienza a ser constante. Esta acción aumenta la ganancia del SOA, pero ocasiona a su vez un detrimento considerable del ancho de banda espectral [6].

Suponiendo que $P_{salida} = GP_{entrada}$, se obtiene la siguiente relación para la ganancia de señal grande.

$$G = G_0 e^{\left(-\frac{G-1}{G} \frac{P_{salida}}{P_{sat}}\right)} \quad (2.5)$$

Donde P_{salida} es la potencia de salida, P_{sat} es potencia de saturación, $G_0 = e^{g_0 L}$ y a su vez $g_0 =$ ganancia pico y $L =$ longitud del SOA.

La expresión 2.5 muestra que el factor de amplificación G disminuye de su valor G_0 cuando P_{salida} se vuelve comparable a P_{sat} . La potencia de salida de obtiene de 2.5 mediante un desarrollo matemático que culmina en la ecuación 2.6.

La figura 2.2.2 muestra la ganancia en función de la potencia de saturación de salida, sustituyendo $G=G_0/2$ en la ecuación (2.5) [5] y depende de otros parámetros inherentes característicos del material como: factor de confinamiento, coeficiente de pérdidas y saturación inducida por amplificación espontánea [6]; sin embargo, esta tesis no abarca la explicación de dichos parámetros porque no son de especial relevancia para su desarrollo.

$$P_{salida} = \frac{G_0 \ln 2}{G_0 - 2} P_{sat} \quad (2.6)^1$$

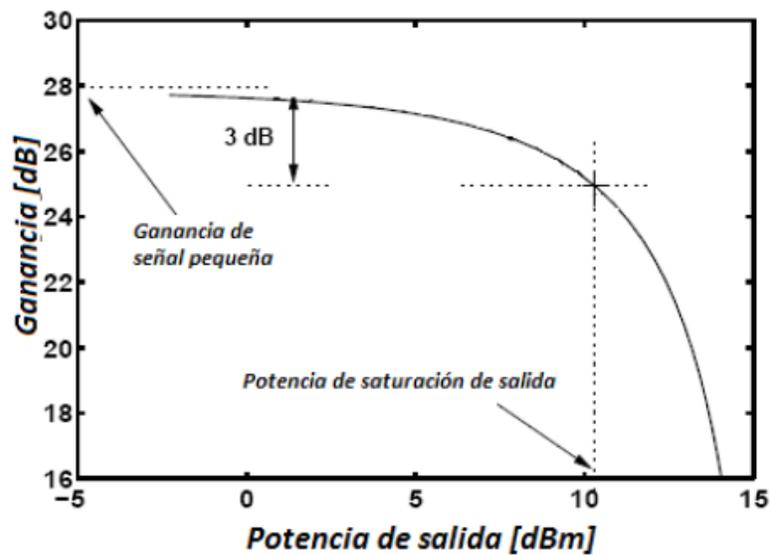


Figura 2.2.2 Saturación de la ganancia en función de la potencia de salida en un SOA.

¹ El desarrollo matemático con el que se llegó a la ecuación 2.6 se encuentra en el apéndice 1 *Métodos y desarrollos y deducciones matemáticas*.

2.2.3 Velocidad de respuesta y Tiempo de Recuperación

La dinámica de los procesos presentes en la zona activa del dispositivo describe los cambios en las características del material semiconductor cuando interactúa con campos ópticos. Las interacciones que se llevan a cabo entre el material semiconductor y dichos campos pueden ser descritas por ecuaciones de razón de cambio, las cuales hacen referencia al cambio temporal de las densidades local y total de los portadores (condiciones iniciales). La distribución local y la temperatura de los portadores determinan la dinámica asociada a los efectos intrabanda, mientras que la densidad total de portadores determina el comportamiento de los procesos interbanda.

Para la dinámica interbanda la velocidad de respuesta del dispositivo está definida por el tiempo de vida efectivo de los portadores N , el cual se expresa como sigue [7]:

$$\frac{1}{\tau_{efectiva}} = \frac{1 + \frac{P}{P_{sat}}}{\tau_c} \quad (2.7)$$

Donde:

τ_c representa el tiempo de vida de los portadores, definido como:

$$\frac{1}{\tau_c} = A + 2BN + 3CN^2 \quad (2.8)^2$$

Cabe mencionar que la ecuación 2.8 solo es válida para pequeñas perturbaciones en la densidad de portadores, razón por la cual es llamado también tiempo de vida diferencial de los portadores [8].

El valor típico de τ_c oscila entre 200 a 750 [ps], disminuyendo cuando se incrementa la corriente I . Por otra parte la potencia P es el valor medio en el amplificador por lo que este parámetro puede tomar valores mayores a la magnitud de la potencia de entrada y con ello reducir el tiempo de vida efectivo a valores del orden de varias decenas de picosegundos. En concordancia a lo anterior, la

² Los parámetros incluidos en la ecuación 2.8 se explican en el apéndice II

combinación de una corriente elevada y una potencia óptica de entrada moderada genera una respuesta más rápida del amplificador óptico.

Además de una respuesta rápida se busca un tiempo de recuperación pequeño, características que definen en cierto modo la eficiencia de los SOAs.

El tiempo de recuperación de la ganancia es un parámetro de gran importancia en los SOAs, ya que indica de cierta forma la eficiencia del dispositivo para el procesamiento de señales. El tiempo de recuperación se define como el tiempo durante el cual la respuesta del dispositivo incrementa del 10 al 90 % de su valor final de salida cuando hay un cambio abrupto en la señal de entrada [5].

El tiempo de vida de los portadores es el factor que afecta directamente al tiempo de recuperación.

Para este trabajo de tesis el tiempo de recuperación de la ganancia juega un papel sumamente importante, debido a que se trata de un sistema de comunicaciones en el cual se busca transmisión y recuperación eficiente; es decir, en el menor tiempo posible y con mínima o nula cantidad de errores.

Para procesos intrabanda el tiempo de recuperación es a escalas muy pequeñas, del orden de algunas centenas de femtosegundos, gracias a los procesos de SHB y CH. La figura 2.2.3 muestra el tiempo de recuperación de la ganancia, en ella se puede observar que el tiempo de recuperación por procesos intrabanda es muy pequeño, estos consumen una cantidad de tiempo notablemente menor en comparación a los procesos debidos a la dinámica de portadores interbanda, en donde la mayor parte de tiempo es consumida en el bombeo de corriente eléctrica lo que hace al tiempo de recuperación del orden de picosegundos, usualmente en un rango de 10 a 250 [ps] [6].

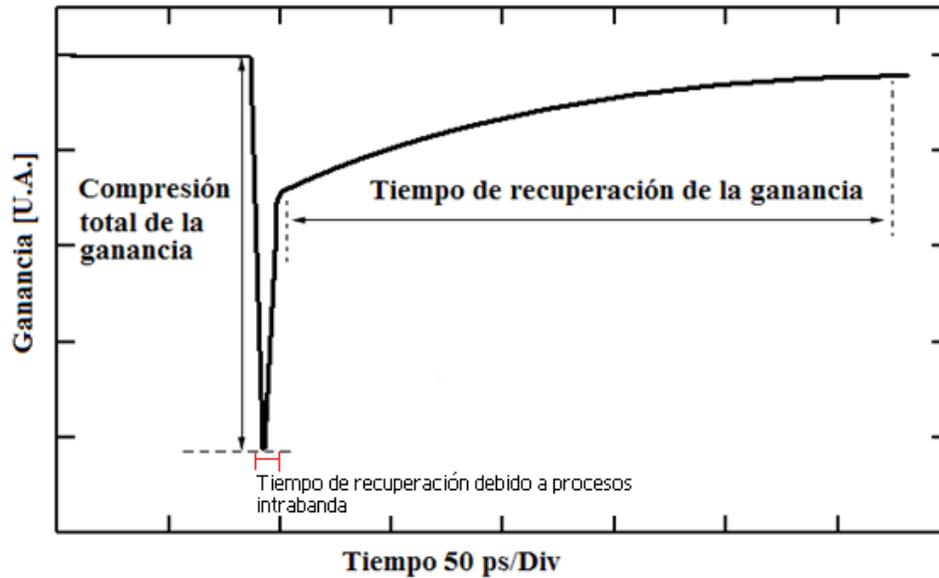


Figura 2.2.3 Tiempo de recuperación de la ganancia en un SOA.

2.2.4 Figura de Ruido

El ruido que se añade a la señal por causa del amplificador óptico es una característica importante. La señal transmitida tiene cierto nivel de ruido, incrementado al pasar a través del amplificador óptico dado que este añade ruido propio del dispositivo. La cantidad de ruido que presenta la señal después del amplificador es denominada Figura de Ruido; sin embargo, en óptica no es fácil expresar esa definición. Usualmente, en electrónica la Figura de Ruido se calcula como la razón entre la relación señal a ruido a la entrada del amplificador sobre la razón señal a ruido de la señal a la salida del amplificador cuando a la entrada se tiene ruido blanco y la señal está a una temperatura de 290 k [11].

$$FR = \frac{SNR_{entrada}}{SNR_{salida}} \quad (2.9)$$

Para amplificadores ópticos el concepto no se puede aplicar de igual forma dado que la principal fuente de ruido no se debe a la temperatura y se deben considerar los efectos cuánticos. Una definición ampliamente aceptada es la que la *Optical Amplifier community* aporta [12,13], en la cual la figura de ruido para

amplificadores ópticos es la relación entre las SNRs de entrada y salida del dispositivo utilizando un receptor ideal (con eficiencia cuántica igual a 1) y una entrada de ruido limitada [13]. El entrar en descripción de los términos involucrados se encuentra fuera del alcance para este trabajo de tesis.

La Figura de Ruido es en sí un parámetro eléctrico definido como la degradación que presenta la señal cuando es amplificada, esta degradación se mide con la SNR. El valor de la Figura de Ruido se expresa en decibeles; es decir, en unidades logarítmicas. Si la Figura de Ruido se expresa en unidades lineales esta se llama Factor de Ruido [13].

$$FR = 10 \log_{10} \left(\frac{SNR_{entrada}}{SNR_{salida}} \right) \quad (2.10)$$

Para el caso de un amplificador óptico (entrada de ruido limitada), la $SNR_{entrada}$ medida con un receptor ideal se expresa como [6]:

$$SNR_{entrada} = \frac{P_{entrada}}{2\hbar\omega} \quad (2.11)$$

Donde ω es la frecuencia de la señal óptica y \hbar es la constante de Planck dividida por 2π , la SNR de salida está definida por la potencia de la señal de salida en el dispositivo dividida por la intensidad total del ruido.

Queda dentro del tipo de ruido que afecta la señal el ruido de disparo, señal de ruido espontáneo, ruido por multitrayectoria y adicionalmente ruido causado por fluctuaciones en la polarización de la señal y el originado por el mecanismo de bombeo eléctrico.

Existen básicamente 2 métodos para medir la Figura de Ruido: el eléctrico y el óptico [13].

En lo que concierne al método eléctrico, este brinda la más amplia caracterización de la Figura de Ruido dado que considera todas las fuentes posibles de ruido. Por otro lado, el método óptico permite el cálculo de la Figura de Ruido de forma directa en base al conocimiento de la ganancia del amplificador y su espectro óptico a la salida, y a diferencia del método eléctrico, permite distinguir entre las diversas fuentes de ruido, pero no permite detectar otras fuentes de ruido en el sistema.

Tanto la medición correcta de la figura de ruido, como su definición, son temas de actual investigación y por tanto, están fuera del alcance de este trabajo de tesis.

2.3 Efectos no lineales

En este subtema se manejan tres conceptos sumamente importantes para el diseño de sistemas de comunicaciones con SOAs, *Self Phase Modulation*, *Cross Phase Modulation* y *Cross Gain Modulation*.

Las no linealidades que pueden aparecer en un amplificador óptico de semiconductor afectan la señal de datos hasta hacerla inservible. Estos efectos serán estudiados en este subtema a detalle ya que este trabajo de Tesis pretende, en la medida de lo posible, disminuir tales efectos mediante el control de potencia de la señal de entrada, detonante de las no linealidades en el dispositivo.

2.3.1 Auto-modulación de fase y Modulación cruzada de fase.

Tanto la auto-modulación de fase como la modulación cruzada de fase son efectos no lineales muy importantes en comunicaciones ópticas. Ambos efectos conllevan a una alteración de fase en los pulsos denominada generalmente modulación de fase por portadores inducidos [14]. El cambio de fase conlleva a un cambio en el espectro del pulso, para el caso de auto-modulación cambia su espectro debido a su misma intensidad. Así, el ensanchamiento del espectro y la dispersión del material inducen a ensanchamiento temporal del pulso.

Para comprender auto-modulación de fase se presenta el siguiente ejemplo.

Considérese una señal con una frecuencia f y una amplitud A , que va a pasar de un medio con índice de refracción n_1 a un medio con índice de refracción n_2 con la siguiente condición: $n_1 < n_2$.

El índice de refracción varía con respecto a la potencia del pulso, incrementando su valor conforme aumenta la potencia del pulso y viceversa. De la ecuación 2.12 se observa que la velocidad de fase varía a la inversa del índice de refracción por lo que:

$$n = \frac{c}{v_f} \quad (2.12)$$

Al pasar la señal de un medio a otro con mayor n , la longitud de onda disminuirá dado que:

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{n} \quad (2.13)$$

Así, la señal en el segundo medio con una longitud de onda menor tiene la característica de conservar su frecuencia lo que implica inequívocamente que la velocidad de fase debe disminuir (de 2.12) para que la señal en el segundo medio conserve su frecuencia y disminuya su longitud de onda.

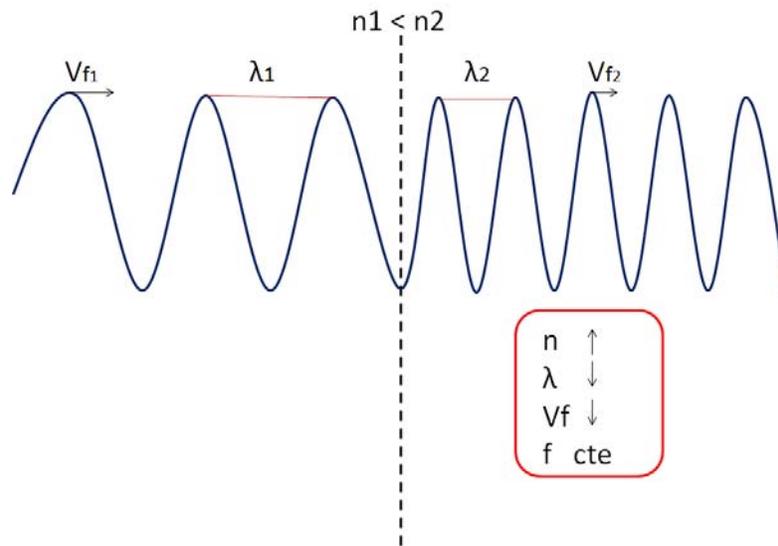


Figura 2.3.1 Auto-modulación de fase.

La figura 2.3.1 trata de ejemplificar como es que la velocidad de fase disminuye y la fase aumenta, suponiendo un cambio de medio para mostrar que el índice de refracción aumenta y que ello conlleva a una disminución de la velocidad de fase para mantener la frecuencia del pulso. Una disminución de velocidad de fase implica un mayor desfaseamiento en la señal. La figura 2.3.1 como sea no muestra auto-modulación de fase completamente, solo algunas características presentes para que se lleve a cabo. La automodulación implica un cambio en la frecuencia.

Ahora se observa el pulso de entrada al dispositivo y se hace una comparación con cada una de las variables involucradas:

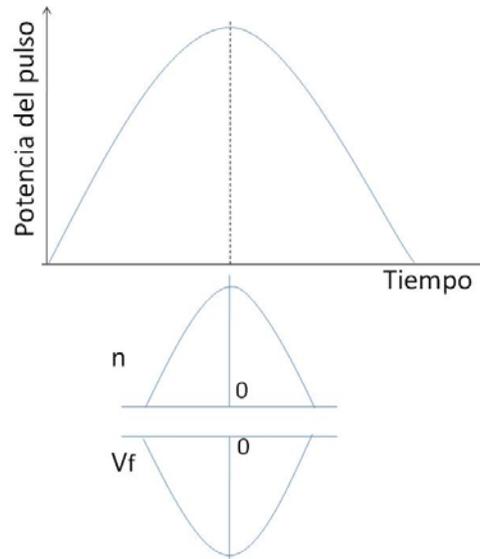


Figura 2.3.2 Variación del índice de refracción y velocidad de fase en función de la potencia del pulso.

La figura 2.3.2 en complemento con 2.3.1 muestra el comportamiento del índice de refracción y velocidad de fase como causas de la auto-modulación debido al cambio de potencia del pulso. La variación del índice de refracción del medio debido a la presencia de una variación de energía es consecuencia del comportamiento no lineal del medio, por ejemplo, debido a un proceso de saturación, como ocurre en un SOA, o al efecto Kerr, como ocurre en una fibra [6].

Cuando el pulso se propaga muestra entonces una variación natural en su fase debido al cambio en el índice de refracción; si el medio se comporta de forma no lineal esta fase tendrá una contribución no lineal. La expresión que indica el cambio total de la fase a cierta longitud z es:

$$\varphi(Z) = nk_0z \quad (2.12)$$

Donde: k_0 es el número de onda.

Considerando la parte no lineal del índice de refracción (el índice de refracción total considera una parte lineal y una no lineal; sin embargo, esta fuera del alcance de esta tesis el marco teórico de obtención de n_{total} , aquel lector que desee profundizar puede consultar [15]), se obtiene una fase final expresada de la siguiente manera:

$$\varphi_{NL}(Z) = n_2 k_0 z |E^2| \quad (2.13)$$

La ecuación 2.13 expresa el desfase debido al fenómeno de SPM Self Phase Modulation. Así, además del desfase de un pulso de forma intrínseca debido al medio de propagación, existe un desfase debido tanto a este como a la intensidad del campo eléctrico que se propaga.

Por otro lado, si se propagan dos o más pulsos ópticos con características espectrales diferentes, además de interactuar con el medio de propagación, interactúan entre ellos debido a las no linealidades. Este fenómeno es denominado Modulación Cruzada de Fase o XPM por sus siglas en inglés.

El fenómeno consiste en que si dos pulsos se propagan juntos, con diferente frecuencia central, la intensidad de cada uno influye en el otro provocándole un desplazamiento de fase. XPM implica que el índice de refracción total en un medio para un pulso óptico no depende solo de la intensidad del campo eléctrico del mismo, sino también de la intensidad del pulso con el que se propaga mutuamente. Este efecto, aparentemente dañino, también permite modular luz con luz, fenómeno que puede ser utilizado para procesamiento de señales y switcheo óptico [14].

A pesar de que todas las ondas de un sistema de transmisión pueden interactuar entre sí, en el caso de XPM, por simplicidad se consideran en esta explicación un pulso y una CW (*Continuous Wave*) propagándose al mismo tiempo y se asume que la dispersión en la guía de onda es pequeña y que las fuentes son cuasi monocromáticas centradas en ω_1 y ω_2 .

Al entrar al SOA ambas señales la ganancia y la densidad de portadores e- en la banda de conducción disminuyen debido a que la velocidad de emisión asistida es mayor a la de inyección de corriente bajo un régimen no cuasiestático. Dependiendo de la intensidad, el índice de refracción de la zona activa aumenta en forma proporcional. Se genera SPM y además, un desfase en cada una de las señales debido a la otra.

El pulso de entrada al SOA conferirá cambios de fase al CW. Debe señalarse que el CW se verá afectado también por XGM (Cross Gain Modulation), otro efecto no lineal presente en el SOA que permite la modulación en ganancia del CW. Así, se tiene que a la salida del SOA éste estará modulado en amplitud y tendrá cambios de fase.

Como XPM sólo produce cambios de fase se tiene que utilizar el SOA en una estructura interferométrica para convertir dichos cambios en la CW en cambios de intensidad mediante interferencia constructiva o destructiva. Los interferómetros generalmente utilizados son el Mach-Zehnder y el Michelson [16]. Aún cuando este efecto es muy interesante en el procesamiento de información, en el presente trabajo, que se busca una amplificación lineal por parte de SOA, no tendrá un rol preponderante, ya que el fotodetector, que se encuentra inmediatamente después del pre-amplificador bajo estudio, solamente detecta variaciones en potencia y no así en fase (detección no coherente).

2.3.2 Modulación por cruzamiento de ganancia

Los dispositivos que llevan a cabo procesamiento óptico, al cambiar sus características y comportarse de forma no lineal son capaces de modificar por medio de un pulso suficientemente energético a una señal CW, modulándola en ganancia o fase.

Al introducirse al SOA dos señales ópticas, siendo una de ellas una señal de datos a λ_{datos} y una señal de prueba CW a λ_{CW} , la señal de datos modulará en amplitud a la señal CW, fenómeno conocido como modulación por cruzamiento de ganancia o XGM.

Dado que XGM es un efecto no lineal del amplificador óptico, para que este ocurra debe presentarse la condición de saturación del dispositivo. Cuando la señal de datos satura el SOA este se comporta de forma no lineal y modula al CW en ganancia; es decir, el CW a la salida del SOA se habrá modificado de tal forma que se asemejará a la forma y amplitud de la señal de datos pero con fase totalmente contraria debido a que la CW se verá sujeta a los cambios en la densidad de portadores causados por la señal de datos.³

Al incidir de forma simultánea la CW en la región activa disminuye la densidad de portadores y su energía es modificada conforme a la distribución de energía producida por la señal de datos en la densidad de portadores; por lo que, la CW corresponde a la señal de datos invertida. Lo anterior implica que las variaciones en la densidad de portadores en el SOA modulan a la señal CW. Así, el fenómeno de XGM se define como la modulación de la ganancia inducida por una señal óptica de datos a otra señal que se propaga a lo largo del dispositivo, llevando a cabo un proceso no lineal de control de luz con luz [17]. La figura 2.3.3 muestra el fenómeno.

³ El fenómeno de XGM también se presentará cuando al sistema se inyecten más señales de datos. En este caso cada señal modulará en fase y en ganancia a cada una de las demás. Es importante mantener esta idea presente ya que el sistema bajo análisis en esta tesis está conformado por 4 señales de datos que se inyectan a la fibra óptica y llegan después al amplificador óptico, donde en caso de existir saturación del dispositivo habrá que corregirla mediante los procesos de control de ganancia, tema de desarrollo de esta tesis.

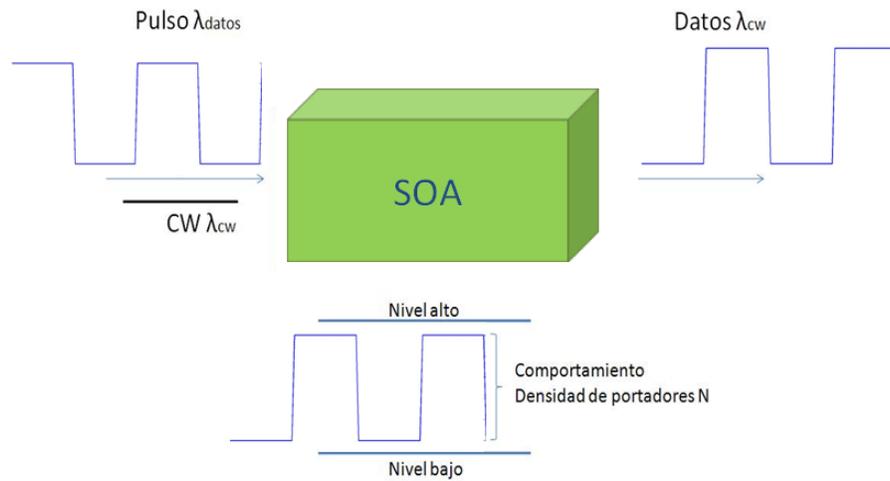


Figura 2.3.3 Fenómeno no lineal de XGM.

XGM es en realidad más complicada que lo que la figura muestra ya que existe un tiempo de recuperación de los portadores y se involucra también XPM.

La desventaja inmediata de XGM para modular una señal en ganancia es que ésta resulta invertida.

2.4 Referencias

- [1] Malvino Albert Paul, *Principios de electrónica*, McGrawHill 2000, pp. 33-56.
- [2] Kevin F. Brennan and April S. Brown, *Theory of modern Electronic Semiconductor Devices*. 2002 John Wiley and Sons, Inc. pp 84-91, 234-236.
- [3] Mork Jesper, Mads L. Nielsen and Tomy W. Breng. *The Dynamics of semiconductor Optical Amplifiers*. Optics and Photonics News, July 2003.
- [4] A. Relale, A. Di Carlo and P. Lugli. *Gain Dynamics in traveling-wave semiconductor optical amplifiers*. IEEE J. Select. Topics Quantum electron, volume 7, N° 2, pp 293-299, marzo/abril 2001.
- [5] Govind P. Agrawal. *Fiber-Optic Communication Systems*. Wiley Interscience Tercera edición 2002, pp 229.
- [6] Occhi Lorenzo, *Semiconductor Optical Amplifiers made of Ridge Waveguide Bulk InGaAsP/InP: Experimental characterization and Numerical Modeling of Gain, Phase and Noise*. PhD Thesis 2002, ETH Zürich, pp 46-50.
- [7] R.J. Manning, et al. *Semiconductor laser amplifiers for ultrafast all-optical signal processing*. J. Opt. Soc. Americana, Vol. 14, N° 11/ November 1997, pp 320-321.
- [8] M. J. Adamms, D. A. O. Davies, M. C. Tatham, M. A. Fischer. *Non linearities in semiconductor laser amplifiers*. Optical and Quantum Electronics 1995, pp 1-13.
- [9] M. J. O'Mahony, *Semiconductor Laser optical Amplifiers for Use in Future Fiber Systems*, Journal of Lightwave technology, vol. 6 N° 4, Abril 1988, pp 531-544.
- [10] Verdeyen Joshep T. *Laser Electronics*. 3th Edition, Prentice Hall, 1995, pp 173-180, 440-463.
- [11] A. R. Kerr, *Suggestions for revised definition of noise quantities, including quantum effects*, IEEE Trans. Microwave theory Tech., vol. 47, N° 3, pp 325-329, March 1999.

- [12]E. Desurvire, *Comments on: The noise Figure of Optical Amplifiers*, IEEE Photon.Technol. Lett. vol.11, N° 5, pp 620-621, May 1999.
- [13]D. M. Baney, P Gallion and R. S. Tucker, *Theory and measurement techniques for the noise figure of optical amplifiers*, Optical Fiber Technol., vol.6 N°2,pp 122-154, Apr 2000.
- [14]T. Schneider, *Non linear Optics in Telecommunications*, Springer, 2004, pp 143,144,154,155.
- [15]Godwin P. Agrawal, *Non Linear Fiber Optics*, 3rd ed., Academic Press, U.S.A 2001, Appendix B.
- [16]Kenichi Iga and Yasuo Kokubun, *Encyclopedic –handbook of Integrated Optics*, CRC, Taylor & Francis 2006, pp 470-483.
- [17]Alistair Poustie, *Semiconductor Optical Amplifiers Light Up All-opticall Signal Processing*, Photonics Spectra. August 2007.

3 Características del sistema de comunicaciones óptico

En este capítulo se muestra al lector el sistema de comunicaciones óptico sobre el cual se trabaja. Se menciona de forma introductoria por qué surge la necesidad de introducir una nueva tecnología Ethernet, que es la tecnología que se pretende usar en el sistema.

Se menciona el estándar 802.3 ba y la *Task Force* que está encargada del desarrollo teórico-técnico de esta nueva plataforma Ethernet. Después de introducir las bases del sistema y la plataforma en la que se desarrolla se muestra el diagrama de bloques del sistema constituido por los dispositivos correspondientes. Una vez presentado el sistema en general el capítulo se centra en la explicación de lo que a esta tesis concierne: el amplificador óptico de semiconductor.

3.1 Ethernet, siguiente generación

Existen infinidad de publicaciones cuyo tema principal es Ethernet. En este trabajo de tesis se da únicamente una introducción con el fin de ubicar al lector en el tema.

Ethernet en un marco general, es una tecnología que sustituyó a ATM *Asynchronous Transfer Mode* y frame relay. Frame relay fue una tecnología creada para el transporte de datos y no era lo suficientemente robusta para transmitir sobre una trama T1¹ (cuya

¹ La trama T1 es utilizada en USA y Japón y está constituida por 193 bits distribuidos en 24 canales de 8 bits cada uno. Su uso está definido para transmisión de datos o de voz. Para telefonía se utiliza una codificación PCM (Pulse Code Modulation (utilizado para señales en banda base [9])) con 8000 muestras por segundo lo que resulta en una velocidad de línea de :

$$v = 8000 \frac{\text{muestras}}{\text{seg}} \cdot 193 \text{ bits} = 1.544 \text{ Mbps}$$

velocidad de transmisión es 1.544 Mbs), mientras que ATM (cuya forma de transmitir la información era a base de pequeños paquetes o celdas ATM de longitud constante, con la ventaja de un enrutamiento por canales virtuales[12]) estaba diseñado para el transporte de voz, video y datos al mismo tiempo pero con la desventaja ante frame relay de no ser tan eficiente en la distribución de datos[1].

Ethernet ofrece, en una conjunción de características, un rango de velocidades variables y se enfoca en la distribución de datos. De esta manera permite al usuario el ahorro de dinero y tiempo sin tener que cambiar a un router de elevado precio para convertir su red LAN en WLAN. La velocidad de Ethernet IEEE 802.3 en sus inicios iba de los 10 Mb/s sobre cable coaxial [11] hasta 1 Gb/s. La tecnología Ethernet se convirtió en un protocolo prometedor para las siguientes generaciones debido a su principal característica: el excelente manejo de tráfico de datos.

Así, después de Gigabit Ethernet, surgió Ethernet a 10 Gb/s y fue desarrollándose sucesivamente hasta alcanzar la velocidad que ocupa a este tema de investigación, 100Gb/s Ethernet.

La necesidad de una nueva plataforma para Ethernet surgió al tiempo en que se requirió mayor ancho de banda, capacidad de procesamiento para los servidores, servicios de Investigación y Desarrollo, video bajo demanda y servicios de centros de datos entre otros. Hasta ahora se había trabajado con un estándar 10GbE, pero debido a los factores antes mencionados se incursionó en los 40 GbE y ahora se busca una plataforma amigable para ambas tecnologías, 40 GbE y 100 GbE. El desarrollo de esta tecnología quedó en manos de la Task Force bajo el estándar 802.3 ba de la IEEE [13,14], el cual surgió a mediados del año 1999 con la característica de preservar la trama de Ethernet utilizada en el estándar 802.3 MAC².

² La trama de datos MAC para 10/100 Mps Ethernet del protocolo IEEE 802.3 es la siguiente:

7	1	6	6	2	46-1500 _{bytes}	4
Pre	SFD	DA	SA	Length Type	Data unit + pad	FCS

Donde:

- (Pre) es un patrón de ceros y unos alternados que indica a una estación receptora que una trama se está transmitiendo. Utiliza 7 bytes
- (SFD) Inicio del limitador de trama, utiliza un byte y se trata de un patrón de unos y ceros que termina con dos unos consecutivos que indican que el bit de la izquierda es el ultimo bit a la izquierda del byte de información
- (DA) tiene una longitud de 6 bytes e identifica la dirección destino

Los objetivos principales de la Task Force del estándar 802.3ba para la transmisión a 100 GB/s son:

- Operar en modo full dúplex
- Preservar el formato de la trama de Ethernet 802.3 MAC
- Presentar una tasa de bit en error menor o igual a 10^{-12} en la interface MAC/PLS
- Proveer el soporte apropiado para OTN Optical Transport Networks
- Soportar una tasa de datos MAC de 100 Gb/s
- Proveer las especificaciones necesarias en la capa física para poder operar en 100 Gb/s sobre:
 - Por lo menos 40 [km] en SMF
 - 10 [km] en SMF
 - Por lo menos 100 [m] en OM MMF
 - Al menos 7[m] en cable de cobre

De lo escrito en el párrafo anterior se desglosan las características que hacen necesaria la transmisión a 100 Gb/s.

Las aplicaciones bajo el mercado potencial de 100 GbE son, entre otras, la creación de redes dorsales con necesidad de un ancho de banda mayor, switcheo, ruteo y agregación en centros de datos, provisión de servicios de puntos de interconexión y aplicaciones de gran ancho de banda como video sobre demanda y equipos de computación de alto desempeño [2].

Los datos mencionados fueron resultado de estudios en diversas materias realizados por la task force para definir el estándar. De allí que el sistema trabaje con una longitud de fibra máxima de 40 [km], aplicable a redes tipo metropolitanas y WLAN "pequeñas".

La figura 3.1.1 muestra el esquema general de Ethernet. El análisis del sistema bajo prueba se desarrolla en la capa física del esquema de Ethernet mostrado.

-
- (SA) de 6 bytes, identifica la estación transmisora.
 - (LT) de 2 bytes indica el número de datos y el tipo de trama utilizado
 - (Data) secuencia de n bytes entre 46 y 1500 de cualquier valor
 - (FCS) de 4 bytes contiene un código de redundancia cíclica de 32 bits, creado por el envío de la MAC. [12]

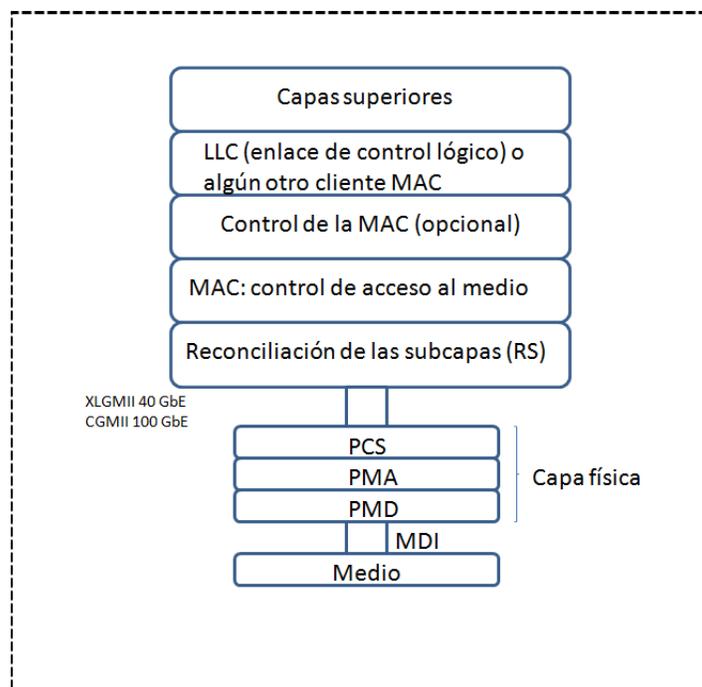


Figura 3.1.1 arquitectura típica de Ethernet.

La figura 3.1.1 muestra la arquitectura típica Ethernet, que ha sido la base de las generaciones previas de Ethernet. Como se mencionó anteriormente, no hay cambios en el estándar 802.3 MAC más que el incremento de la tasa de datos, el formato de la trama y el tamaño mínimo y máximo de la misma se conservan. Es importante recalcar que solo transmisión bidireccional *full duplex* es permitida.

La estructura en bloques mostrada arriba define cómo es que se hará uso de 40GbE o 100GbE, por medio de la subcapa física de codificación (PCS) y la dependencia del medio físico (PMD). La subcapa PCS procesa la cadena de datos en serie para que luego en subcapas superiores se decida si utilizar la capa física de 40 o 100 Gb/s.

El cómo utilizar una tasa determinada ha sido un tema de estudio reciente. Hasta ahora [3] existen dos aproximaciones propuestas para el uso de 40GbE-100GbE.

La primera aproximación es muy similar al esquema de la figura 3.1.1. La subcapa PCS se encarga de codificar y decodificar toda la cadena de datos, misma que después sería

combinada con la PMA y la PMD. Las capas físicas para cada tasa de transmisión serían creadas con base en la combinación de los procesos PCS/PMA/PMD.

La segunda aproximación se basa en el medio físico PME, concepto introducido en Ethernet de última milla³. Aquí, se soporta la tasa de datos deseada mediante un número apropiado de bloques paralelos PHY (capa física) a velocidad baja. Esta aproximación está familiarizada con Ethernet 10Gb; de hecho, reutiliza 10GbE PHY con la intención de implementar una técnica de empaquetado de cuatro PHYs para su uso en 40GbE PHY.

Aún así, la determinación de la arquitectura correcta para el estándar es una de las tareas primordiales a cumplir para la Task Force. Pudiendo elegir desarrollar dos arquitecturas o una que lleve a modo de compatibilidad el uso de 40GbE o 100GbE según se requiera.

El modelo utilizado en el sistema de comunicaciones que ocupa a este trabajo es bajo la interface de 100GbE mediante 4 canales o fuentes de emisión, cada una a una tasa de 25 Gb/s utilizando WDM *Wavelength Division Multiplexing*.

3.2 Sistema de Comunicaciones bajo estudio

El sistema está compuesto de forma general por el bloque de emisión, el medio de transmisión y el módulo de recepción (ver capítulo 1).

- Bloque de emisión

El bloque de emisión está compuesto por 4 módulos de emisión formados por EML's *Externally Modulated Lasers*. Cada EML está construido por un laser DFB *Distributed Feedback Laser* (ver figura 1.3.3) a una longitud de onda particular, que en este caso está alrededor de los 1312[nm] y un

³ El concepto de última milla en forma literal, se refiere a la última milla de acceso de una red; vista también como la estructura física montada para dar al cliente final acceso a los servicios de la red.

EAM *Electroabsortion Modulator* (ver tema 1.3.1), que es manejado por un transmisor electrónico individual de 25 Gb/s.

La modulación óptica utilizada es NRZ o *Non Return to Zero*⁴. Los canales están espaciados a 400 GHz. La distribución en frecuencia de los canales se observa en la tabla 3.2.1:

Tabla 3.2.1 Frecuencias ópticas y longitud de onda para cada láser DFB del sistema

Transmisor	Frecuencia [THz]	Longitud de onda [nm]
DFB1	227.9	1315.46
DFB2	228.3	1313.15
DFB3	228.7	1310.85
DFB4	229.1	1308.57

Antes de entrar al medio de transmisión, se multiplexan las 4 señales.

Las características del multiplexor óptico son las siguientes:

- Filtro paso banda Gausiano de 3^{er} orden.
- Ancho de banda de 175 [GHz]

⁴ En el método de codificación NRZ la señal permanece en el nivel binario asignado; es decir, si se trata de un 1 lógico el nivel se mantiene alto por el bit completo y en el caso de un 0 lógico el nivel se mantiene bajo (0 [V]). La siguiente figura ejemplifica el funcionamiento del código NRZ [8].



- Crosstalk⁵ de 25 [dB]
 - Pérdidas de inserción del Multiplexor de -3.7 [dB]
- Medio de transmisión

El medio de transmisión es fibra óptica con una longitud variable definida de 0 a 40 [km] por la task force. La fibra utilizada es SSMF *Standard Single Mode Fiber*, compatible con el estándar G.652 de la ITU-T.

Los parámetros de la fibra los muestra la tabla 3.2.2.

Tabla 3.2.2 Parámetros de la fibra óptica.

Parámetro	Valor
Dispersión @1310 [nm]	-0.2 [ps/nm*km]
Pendiente de Dispersión @ 1310 [nm]	0.090 [ps/nm ² *km]
Atenuación	0.45 [dB/km] (ITU-T G.652 Attr.A)
Pérdidas por conectores	2 [dB]
Área efectiva	80 [μm ²]
Índice de no linealidad	2.4×10^{-11} [μm ² /mW]

- Módulo de recepción

Está compuesto por un amplificador óptico de semiconductor SOA que amplifica simultáneamente las longitudes de onda de los cuatro canales antes de ser demultiplexados y procesados por su respectivo OFE *Optical Front End*. Cada OFE está conectado a un receptor electrónico con tasa

⁵ Interferencia existente entre los cables de comunicación o dispositivos. Son señales no deseadas debido al acoplamiento entre circuitos de transmisión.

de recepción de 25Gb/s. El modulo de recepción está integrado, es decir, tanto el SOA como el DEMUX, los OFE's y los receptores se encuentran en un chip.

Las características del demultiplexor óptico son las siguientes:

- Filtro paso banda Gausiano de 3^{er} orden.
- Ancho de banda de 175 [GHz]
- Crosstalk de 25 [dB]
- Pérdidas de inserción del demultiplexor de -5.2 [dB]

Las especificaciones de los OFE's se presentan en la tabla 3.2.3.

Tabla 3.2.3 Características del OFE

Parámetro	Valor
AB del OFE	20 [GHz] (Bessel 5 ^{to} orden)
Responsividad del Fotodiodo	0.7 [A/W]
Conversión de Ganancia TIA	1400 [Ω]
Densidad de ruido en la corriente de entrada	18 [pA/sqrt(Hz)]

Las características del receptor eléctrico son:

- Ancho de banda de 25 [GHz] (filtro RC de 5^{to} orden)
- Varianza de ruido aleatorio de 2.86 [mV_{rms}] correspondientes a una sensibilidad de 40 [mV_{pp}] para un BER de 1×10^{-12}

Dado que este trabajo de investigación se centra en el comportamiento del SOA como preamplificador dentro del sistema, se presenta una explicación más profunda sobre los parámetros del mismo.

En las simulaciones se utilizó una implementación particular del SOA en el sistema, la cual contempla un eficiente modelo unidireccional en el dominio del tiempo, diseñado para el estudio de la propagación no lineal de pulsos y la interacción a lo largo de una guía de onda activa de semiconductor [5]. La solución del modelo se basa en la integración analítica de la ecuación de densidad de propagación del fotón a lo largo del eje longitudinal (la cual no se explica dado que no entra en el alcance de este proyecto de tesis).

Los parámetros del SOA utilizado en las simulaciones que en esta tesis se presentan son los siguientes:

Tabla 3.2.4 Parámetros del SOA utilizado en las simulaciones

Parámetros del SOA	Valor []
Ganancia de señal pequeña	20 [dB]
Potencia de saturación a la salida	6.64 [dBm]
Longitud de onda en ganancia pico	1310 [nm]
Tiempo de vida de los portadores	200 [ps]
Tiempo de relajación por Carrier Heating	500 [fs]
Factor de compresión del CH (carrier heating)	0.002 [1/mW]

Factor de incremento de ancho de línea espectral del material α	6.0
Factor de incremento de ancho línea espectral del material debido a CH α_T	3.0
Figura de ruido SOA	7.5 [dB]

Para evaluar el desempeño del sistema existen varios parámetros de medida, uno de ellos es la medición del BER o *Bit Error Rate*, parámetro que arroja el número de bits en error en la cadena de datos recibida en determinado tiempo que ha habido en el sistema de comunicaciones. Una de las pruebas de desempeño al sistema bajo estudio fue la medición del BER.

En un sistema de comunicaciones por fibra óptica es común que el BER se defina en un valor de $1 \cdot 10^{-9}$, lo que implica que un sistema de comunicaciones se considera eficiente si en cada $1 \cdot 10^9$ bits hay solo un bit en error. Para este sistema en particular, la task force definió una tasa de bits en error de $1 \cdot 10^{-12}$ para asegurar un desempeño óptimo del sistema óptico de comunicaciones; lo que se traduce en que únicamente se permite un bit en error por cada $1 \cdot 10^{12}$ bits transmitidos. Para probar al sistema bajo las peores condiciones (FWM) y en consideración de estos últimos dos párrafos, se realizaron las pruebas de BER en el canal 3 (el peor escenario) [7].

Otro parámetro importante en el desempeño del SOA es la ganancia, el valor de ganancia de señal pequeña del SOA para efecto de las simulaciones del esquema de asistencia óptico se definió en 20 [dB]. Para el esquema electrónico es un valor que junto con la P_{sat} del SOA varía como efecto de variación de la corriente.

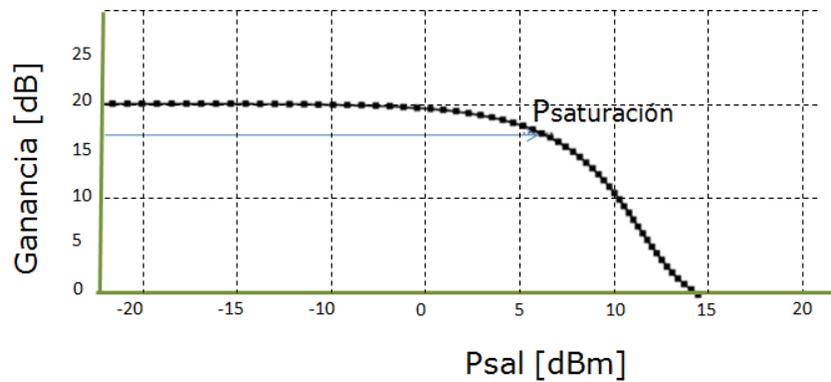


Figura 3.2.1 Compresión de la ganancia del SOA.

De la figura 3.2.1, se observa de forma gráfica la ganancia efectiva que es de 20 [dB]. La flecha apunta a los -3 [dB] de compresión en el comportamiento de la ganancia, valor correspondiente a la potencia de saturación del dispositivo (ver tema 2.2.2) [6].

En un esquema general, los bloques descritos representan el sistema bajo estudio, el cual se aprecia en la figura 3.2.2.

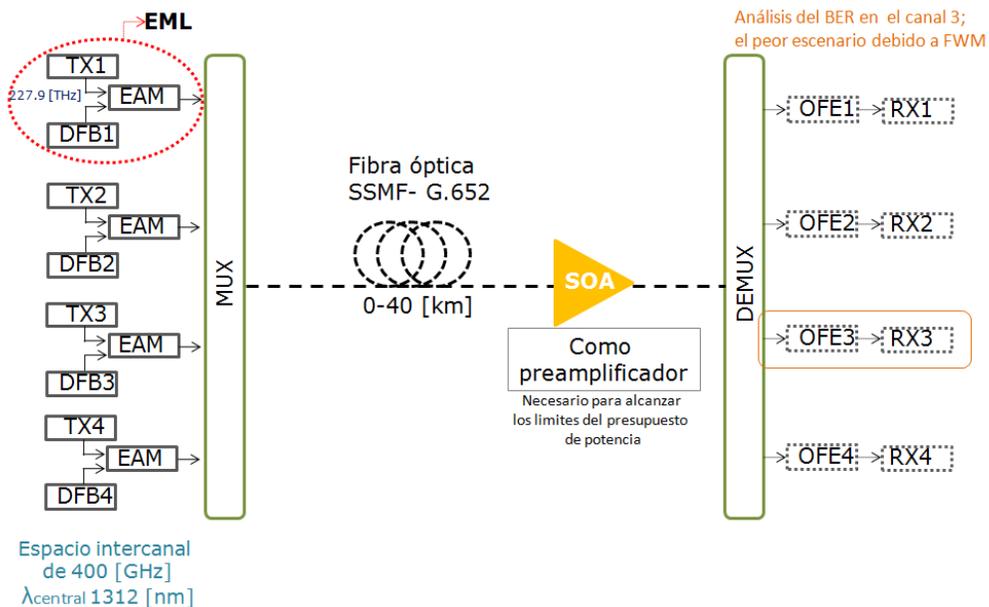


Figura 3.2.2 Diagrama en bloques del enlace óptico 4x25Gb/s. Los bloques antes del MUX y después del DEMUX son dispositivos electrónicos.

3.3 Causas y consecuencias de la variación en la longitud del enlace.

Como se mencionó con anterioridad, el bloque que comprende el medio de transmisión tiene una longitud determinada que varía de los 0 a los 40 [km], parámetro que influye directamente en el comportamiento físico del SOA, y que a su vez, define en cierta medida el buen o mal funcionamiento de todo el enlace.

El trabajo del SOA es amplificar las 4 señales que provienen de los transmisores de forma simultánea. La característica principal de un SOA es que presenta no linealidades al traspasar un límite de potencia definido por su ganancia de saturación (ver 2.2.2). Las no linealidades se traducen en un mal funcionamiento del dispositivo cuando se busca operarlo como amplificador, y por tanto, de todo el enlace. Es por eso que la longitud del enlace juega un papel fundamental en este sistema de comunicaciones. Con base en simulaciones realizadas (con los datos expuestos en el sub capítulo anterior), el SOA se comporta de forma lineal aproximadamente entre los 10 a 40 [km]; es decir, la señal proveniente en la fibra presenta una potencia moderada y está lo suficientemente atenuada para poder ser amplificada por el SOA sin llegar a saturarlo y con un valor dentro del rango admisible del receptor para no llegar a la sobrecarga u *overload*.

El problema surge cuando el enlace óptico tiene una longitud entre aproximadamente los 0 y 10[km] (dependiendo de la potencia de salida de los EMLs) porque la potencia de la señal que viaja en el medio es grande y prácticamente no está atenuada, por lo que entra al SOA con una potencia mayor a la que éste puede soportar en régimen lineal y comienza a trabajar en régimen no lineal, lo cual causa la pérdida de la información. La figura 3.3.1 muestra de forma gráfica lo que el párrafo anterior indica.

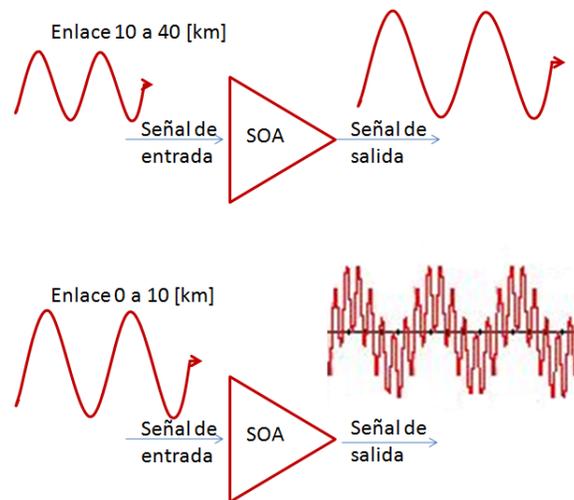


Figura 3.3.1 Comportamiento lineal del SOA (figura superior) y comportamiento no lineal (figura inferior).

Se muestra en la figura 3.3.2 la simulación del comportamiento de la tasa de bit en error conforme a la distancia del enlace [4], para los datos del sistema bajo prueba sin algún método de corrección, precisamente para demostrar gráficamente la necesidad del mismo.

El simulador utilizado es un programa integral elaborado en LabView®, un lenguaje orientado a objetos con ambiente gráfico que ofrece al usuario una interface amigable. Este software fue creado en colaboración de miembros del Instituto de ingeniería UNAM y Laboratorios Bell de Alcatel-Lucent.

El funcionamiento intrínseco de cada módulo que conforma el programa va más allá del alcance de esta tesis, pero cabe mencionar que los métodos utilizados en cada bloque programado consideran modelos matemáticos validados tanto en simulaciones de sistemas de comunicaciones complejos como en aplicaciones especiales y más aún, de forma experimental [15, 16, 17]. Para fines de este trabajo el programa es utilizado a nivel de usuario por lo que se limita a presentar resultados de simulaciones.

Para esta simulación, la potencia de salida de cada DFB fue de 12.96 [dBm] (19.77 [mW]), con un enlace de longitud variable de 0 a 40 [km], una tasa de extinción de entrada de 6[dB] (ver 1.3.1) y un OSNR de entrada al sistema de 40 [dB].

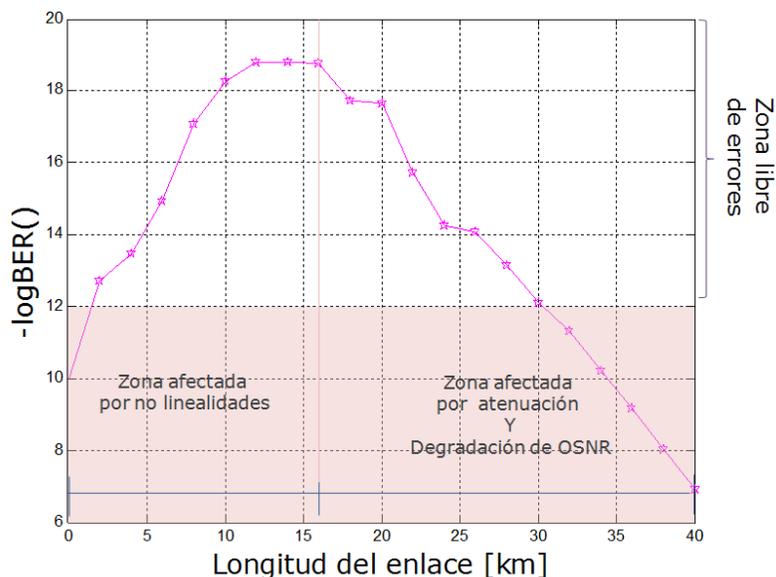


Figura 3.3.2 Características del BER contra la longitud del enlace para una tasa de extinción_{entrada} de 6 [dB].

Estas simulaciones se realizaron para saber hasta qué punto el sistema opera dentro de las especificaciones propuestas por la Task Force (ver tema 3.1); es decir, hasta cuándo se puede mantener un $BER < 10^{-12}$ o lo que es lo mismo, un $-\log(BER) > 12$ [4].

De la figura 3.3.2 se observa que el sistema muestra un desempeño limitado al principio y al final del enlace. La zona sombreada indica que el sistema no es viable (para las características definidas), por encima de la zona sombreada el desempeño del sistema es correcto.

El sistema está diseñado de tal forma que la mayor parte del enlace tiene un desempeño correcto; aún así en enlaces de muy corta distancia la transmisión no se da libre de errores, al igual que para distancias del enlace muy grandes.

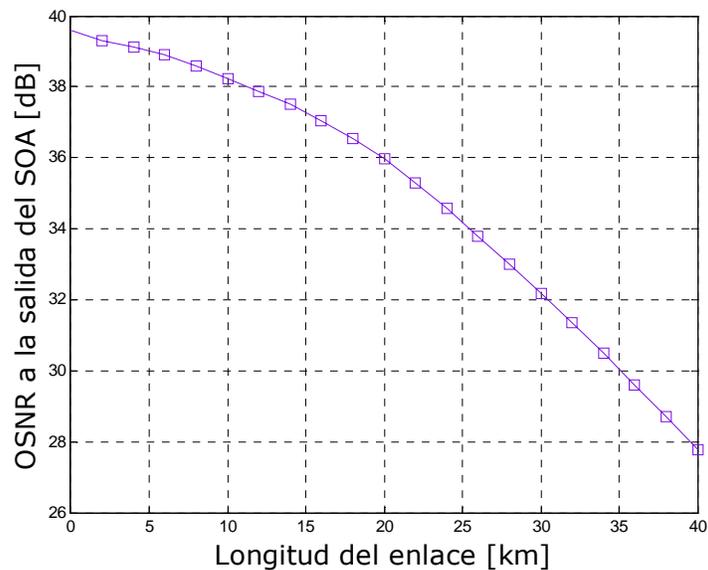
Del [km] 0 y hasta una distancia aproximada de 10 [km] las no linealidades son las principales causantes de errores en el enlace. De 10 [km] en adelante (para la potencia de salida de los láseres utilizada), atenuaciones y ruido son los principales motivos de degradación de la señal.

Cabe mencionar que si la potencia de salida de los láseres se aumentara se garantizaría, en principio, la transmisión correcta a lo largo de los 40 [km] de enlace; pero ello implicará el aumento de no linealidades en enlaces de corta distancia, lo que degradaría la señal en mayor nivel ya mayor distancia; así pues, he allí la necesidad de esquemas de corrección.

El recurrir a esquemas de asistencia asegura la transmisión de información en enlaces de corta y larga distancia; ya que por medio de los esquemas que aquí se estudian se controla al SOA de tal forma que se minimizan los efectos de *patterning* y XGM además de controlar la ganancia del dispositivo para que la señal de entrada no lo sature y de esta forma se asegure la transmisión.

Otros parámetros que reiteran la necesidad de incurrir en esquemas de asistencia son el comportamiento de la Tasa de extinción y la OSNR a lo largo del enlace, ya que la degradación de la tasa de extinción es un parámetro que nos permite evaluar (hasta cierto punto) el comportamiento del sistema y degradación de la señal producida por las no linealidades, mientras que la OSNR se degrada conforme la potencia de la señal que llega al SOA disminuye.

El resultado de las simulaciones que muestran las características de estos parámetros como función de la longitud de enlace se muestra en la figura 3.3.3.



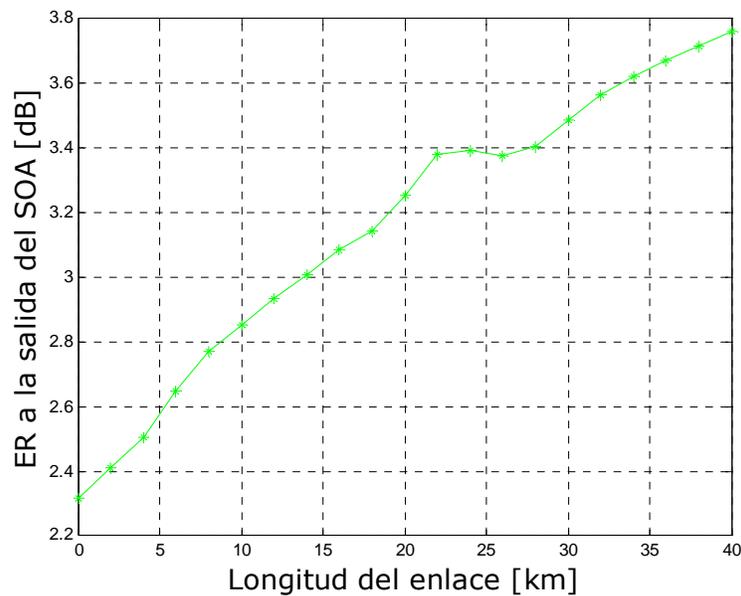


Figura 3.3.3 Valores que adquiere el SOA a la salida en función de la longitud del enlace, arriba OSNR y abajo ER.

De la figura 3.3.3 se observa que la tasa de extinción ER aumenta conforme aumenta la longitud del enlace debido a las pérdidas en la fibra. Para pérdidas grandes (longitudes de enlace grandes) la ER de salida casi se acopla a la ER de entrada porque la señal con una potencia inicial P_0 , se ha atenuado a lo largo del enlace de tal forma que su potencia final P_1 es muy pequeña, y al pasar esta por el SOA genera menor nivel de no linealidades lo que representa una mejora en el desempeño de la ER debido a que como ya se mencionó, esta reacciona a las no linealidades en el sistema.

De forma contraria, el valor de OSNR decrementa conforme aumenta la longitud del enlace y para longitudes pequeñas la OSNR presenta poca degradación. Al aumentar el enlace, debido principalmente al ruido producido por el SOA la distinción entre un uno lógico y un cero lógico se hace menos evidente, a tal grado que (como se muestra en la gráfica) la potencia de un cero lógico es casi igual a la de un uno, lo que ocasiona dificultades al sistema para discernir el bit que ha sido transmitido.

Lo anterior se traduce en que la señal se ve más afectada por ruido y atenuación conforme el enlace crece y por ende disminuye la OSNR a la salida del SOA.

Para obviar la necesidad de implementar esquemas de asistencia al sistema, la figura 3.3.4 contempla dos casos: uno a una distancia de 2[km] de fibra y otro a 38 [km] de fibra. La transmisión se llevó a través de los 4 canales, por lo que la potencia a la salida del preamplificador es total. La figura muestra el diagrama de ojo resultante a la salida del sistema.

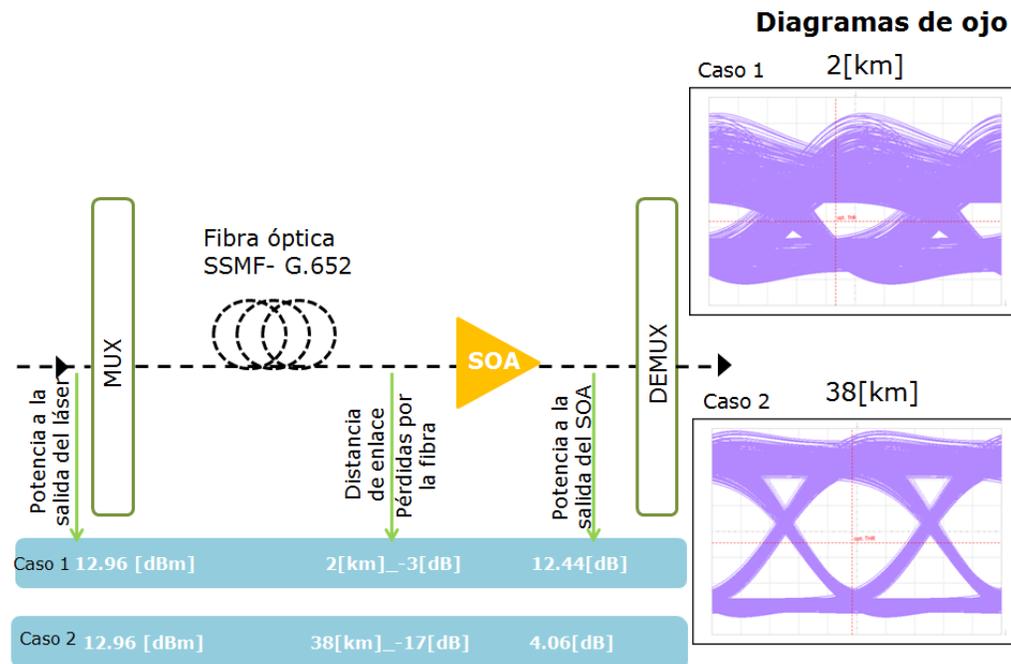


Figura 3.3.4 No linealidades en el SOA.

Como se puede observar en los diagramas de ojo resultantes de la figura 3.3.4, un enlace pequeño genera un ojo muy cerrado, debido principalmente a la degradación de la señal por causa de no linealidades que aparecen al cruzar la señal por el SOA.

En cambio, para un enlace largo, el ojo se encuentra bastante abierto, lo que indica que la cadena de bits se ha transmitido correctamente. Las degradaciones en este ojo son debido a la atenuación de la señal y el ruido que adquirió a lo largo del enlace y sobretodo, al cruzar por el SOA.

Para contrarrestar los efectos nocivos presentados en las figuras 3.3.2-4 se propone como tema de desarrollo de esta tesis, un sistema que implementa métodos de control

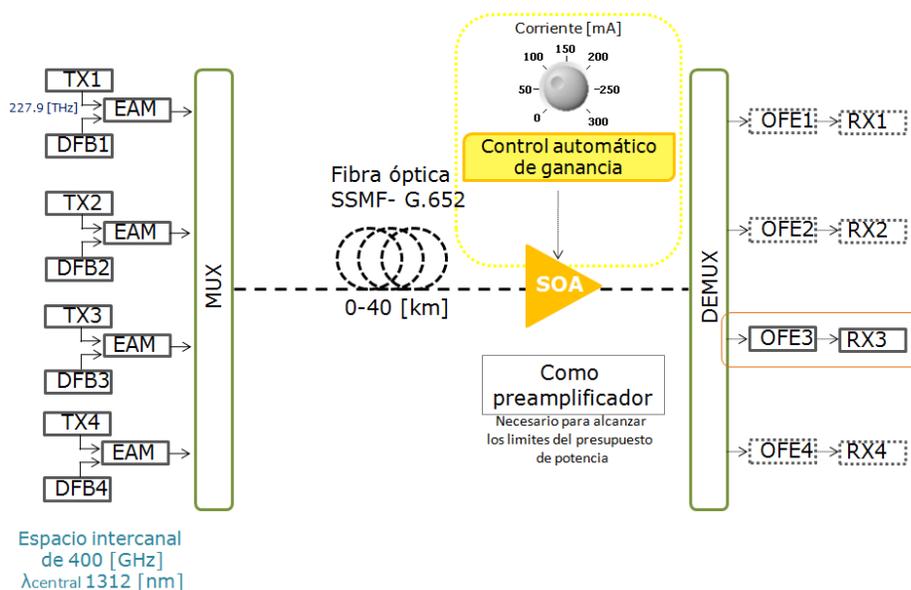
de ganancia en el SOA para que en la medida de lo posible se mitiguen las no linealidades que el dispositivo presenta y que deforma a señales de entrada con niveles altos de potencia.

Para cada método se hizo una profunda investigación considerando efectos físicos sobre el SOA, comportamiento de la señal a lo largo del enlace, calidad de la señal transmitida y efectos sobre el sistema en general (aplicaciones de costo beneficio (ver capítulo 4)).

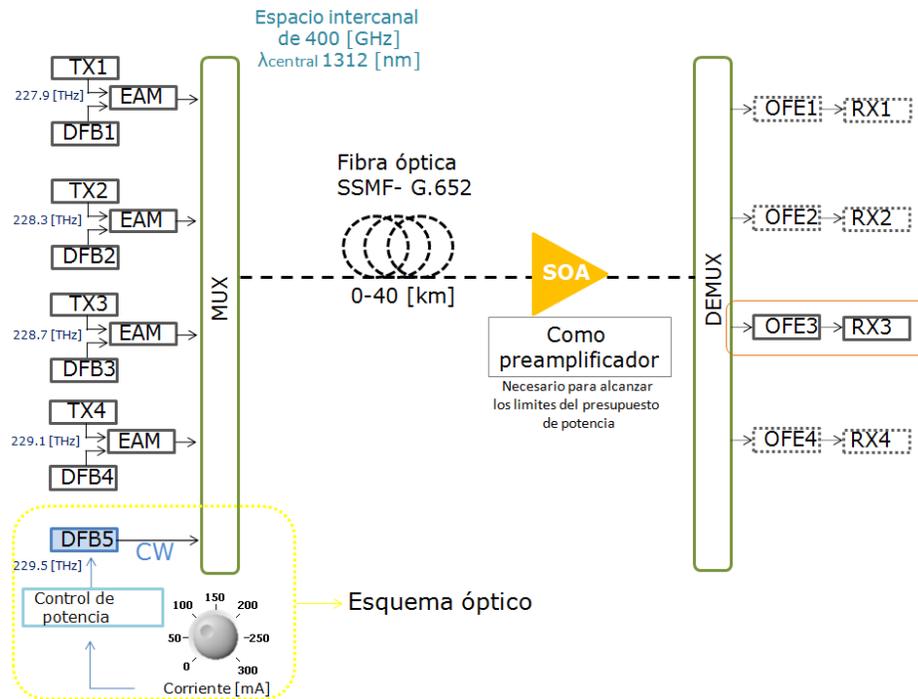
Los sistemas propuestos se simularon con el fin de observar su desempeño dentro del sistema y los resultados arrojados en las gráficas de BER y diagramas de ojo obtenidos para cada esquema de asistencia. Cabe mencionar que con el fin de hacer más extensos y contundentes los resultados, se simuló para cada esquema en distintas longitudes del enlace y variando los parámetros acordes a cada esquema en un amplio rango de valores.

Los esquemas de corrección propuestos son uno óptico y el otro electrónico, ambos con pueden ser implementados dentro del sistema de comunicaciones óptico.

3.4 Propuesta del sistema con métodos de control de ganancia



(a)



(b)

Figura 3.4.1 Esquema de los métodos de solución (a) eléctrico y (b) óptico para el sistema bajo estudio [6].

En la figura anterior se observa cómo es que se han implementado dos métodos distintos con el fin de controlar la potencia de entrada al SOA y eliminar el comportamiento no lineal.

El primer método –figura 3.4.1 (a)- consiste en implementar un control electrónico de corriente conectado a la entrada del SOA.

El AGC (control automático de ganancia) pretende bajar la corriente del dispositivo con el fin de disminuir el número de portadores N en el dispositivo e impedir así un efecto de *patterning* excesivo ocasionado por señales de entrada con potencia alta. Otro fenómeno no lineal presente en el SOA es la XGM (ver capítulo 2). El esquema de

corrección se basa en el control de la saturación del SOA lo que por ende controla el fenómeno de XGM.

Al bajar la corriente inyectada al SOA y con ello el número de portadores, la señal que entra al dispositivo con una potencia P_1 sufre de no linealidades, que se ven reducidas gracias a que al presentarse un nivel bajo de portadores, el tiempo de recuperación de dicho nivel dentro del SOA es menor caso contrario a cuando en el SOA el nivel de portadores es tal que llega a saturar el dispositivo y trabajar de forma no lineal. Al haber un tiempo de recuperación pequeño en el SOA, la señal que pasa a través de él puede recuperarse mejor presentando a la salida una forma más definida, con menos cambios sobre todo en la parte de recuperación de nivel bajo a nivel alto en la cadena de bits transmitida. Ahora bien, el método contempla la variación de la corriente inyectada considerando que el enlace varía en longitud.

Cabe mencionar que la perilla mostrada en la figura 3.4.1 (a) es una mera abstracción gráfica del concepto de variación de corriente. El método de implementación del SOA que utiliza el sistema bajo prueba no contempla la variación del parámetro de corriente directamente en el dispositivo. A causa de lo anterior; y retomando que el esquema de corrección se basa precisamente en la variación de corriente inyectada al SOA, se tuvo que recurrir a utilizar otro modelo físico del SOA (El desarrollo de este método no es de contundencia para este trabajo de tesis por lo cual sólo se menciona el método utilizado y se brinda la bibliografía -capítulo 4- para aquel lector que desee conocer el desarrollo teórico/matemático de dicho método), el cual considera la variación de los valores de Small Signal Gain y de la Potencia de saturación (SSG, P_{sat}) para poder variar la inyección de corriente [10].

Así, los valores de SSG y P_{sat} son dependientes del valor de la corriente inyectada al SOA. El modelo de variación de corriente utilizado en apoyo, fue elegido porque el simulador utilizado no incluye una variación directa de la corriente inyectada al SOA, pero maneja valores de SSG y P_{sat} como parámetros de entrada independientes, los cuales como ya se mencionó, al adquirir ciertos pares de valores bajo una correspondencia numérica específica implican la variación de la corriente inyectada al dispositivo.

En el capítulo 4 se muestra el método de control del SOA utilizado así como la descripción a detalle del esquema en base a las simulaciones.

El segundo método es puramente óptico y se trata de agregar un quinto láser controlado por corriente para que a su vez controle la potencia de la señal de entrada al SOA.

Este método pretende variar la potencia de salida del láser, el cual envía a la potencia establecida, una señal continua CW por la fibra hasta llegar al preamplificador. Al introducir la CW junto con la señal de datos a transmitir, el efecto que esta causa en el SOA es bajar la densidad de portadores y con ello la aparición excesiva de no linealidades como patterning y XGM. A la salida del amplificador, el tiempo de recuperación de subida en el dispositivo será menor (el tiempo de generación de portadores e-), lo que implica que la cadena de bits transmitida presente menor degradación por patterning a la salida del SOA (mediante el control del nivel de portadores se controla en forma simultánea la ganancia y el tiempo de recuperación en el SOA que permiten la disminución de la degradación de la señal por no linealidades).

El láser añadido es conectado directamente al MUX; es decir, sólo se envía la señal continua con la potencia de salida del láser, sin estar acoplado a un Tx electrónico ni a un EAM, como lo es el caso de los 4 láseres restantes.

El siguiente capítulo plasma los resultados de la simulación de cada uno de estos métodos, explica que es lo que sucede al pasar la señal por el SOA con el esquema de asistencia implementado y presenta los resultados con el fin de comparar cada método y mostrar por medio de gráficas el desempeño de sus parámetros de operación.

3.5 Referencias

- [1] *Ethernet training, section 1- why deploy Ethernet*, Acterna, pp. 1-3.
- [2] *IEEE 202.3 Higher Speed Study Group-Tutorial*, pp. 9, 10.
- [3] John D'Ambrosia, *The next generation of Ethernet*, commentary, pp. 1-2.
- [4] Ramón G. Castrejón, Markus Duelk. *Impact of the semiconductor Optical pre-amplifier in the Performance of 100 GB Ethernet*, slide 13, AOE 2008, Shanghai, China.
- [5] A. Mecozzi & J.Mork, *Saturation effects in non-degenerate four -wave mixing between short optical pulses in semiconductor laser amplifiers*, IEEE J. Sel, Topic Quantum Electron , vol.3 ,Nº5, 1997, pp. 120.
- [6] Ramón Gutiérrez Castrejón, Markus Duelk. *Electronic vs optical mitigation of nonlinearities in 4 x 25 Gb/s WDM system for 100 Gb Ethernet*. Slide 10. IEEE Summer Topical Meeting 2008, Mexico.
- [7] A. Bogoni, L. Poti, and A. Bononi, *Accurate measurements of in-band FWM power in DWDM systems over nonzero dispersion fibers*, IEEE, Photon. Technol. Lett., vol. 15, 2003, pp. 260-262.
- [8] Louis E. Frenzel, *Sistemas Electrónicos de Comunicaciones*, Alfa Omega, 2003. pp. 484,485.
- [9] Bernard Sklar, *Digital Communications, Fundamentals and Applications*. Second edition. Prentice Hall P T R, pp.79.
- [10] R. Gutiérrez Castrejón and M. Duelk, *Uni-directional time-domain bulk SOA simulator considering carrier-depletion by amplified spontaneous emission*. IEEE, Journal of Quantum Electronics, 42(6).2006, pp. 581-588.
- [11] <http://www.telecomspace.com/vop-atm.html>

[12] Ethernet/ IEEE 802.3 Chapter 7, pp.1, 3.

[13] http://www.ieee802.org/3/ba/PAR/P802.3ba_Objectives_0709.pdf

[14] http://www.ieee802.org/3/ba/PAR/par_0308.pdf

[15] Víctor M. Dolores Calzadilla, *Estudio de la propagación de solitones ópticos mediante la ecuación no lineal de Schrödinger*, México 2009.

[16] Alonso J. Millán Mejía, *Simulación de un láser DFB para un sistema de comunicaciones ópticas de alta velocidad*, México 2010.

[17] Iván Fernández de J. *Estudio de sistemas WDM para su implantación en redes de alta velocidad*, México 2010.

4 Simulación de los métodos de asistencia y resultados

Mitigación de no linealidades mediante el método electrónico.

Los valores (ver tema 3) introducidos al simulador son los correspondientes a cada dispositivo. Existe un módulo programado para cada bloque y dispositivo que conforma el sistema en su totalidad.

Las simulaciones que se realizaron para constatar la utilidad del método contemplan la obtención del desempeño de la tasa de bits en error, el comportamiento de la tasa de extinción, el comportamiento de la OSNR y el factor de calidad. Todos los parámetros anteriores para las siguientes distancias del enlace: 0.001 [km], 10 [km], 20 [km].

Como se ha mencionado, se utilizó un modelo de asistencia para simular la variación de corriente en el SOA del sistema bajo prueba, debido a que en el modelo utilizado no hay forma de variar directamente el valor de corriente inyectada. Así, al variar los parámetros de SSG y P_{sat} del dispositivo y en base al modelo de apoyo, se obtiene de forma indirecta la variación de la corriente. Esta relación está dada por el modelo de apoyo de variación de corriente utilizado, en el cual, para asegurar una relación funcional con relación a la experimental, se empleo un simulador de SOA para lograr la correspondencia entre algunas curvas en estado estacionario experimentales y las reportadas en el método originalmente desarrollado. Después, se utilizaron los parámetros de correspondencia y el simulador para generar la tabla de pares SSG, P_{sat} correspondiente al SOA utilizado en el modelo que este sistema contempla [1,2].

Para lograr la variación de corriente con las condiciones de este sistema, se utilizaron los valores para SSG y P_{sat} tomados de la tabla de pares de valores generada en base al desarrollo del modelo de asistencia. Aquí solo se toman dichos pares de valores y se presenta en la figura 4.1 que muestra la gráfica correspondiente a la relación en valor numérico entre la corriente inyectada, la potencia de saturación de salida del SOA y la SSG [1, 2, 3].

El utilizar este modelo permitió obtener resultados de desempeño del dispositivo más acertados sin comprometer la eficiencia del simulador del sistema de transmisión.

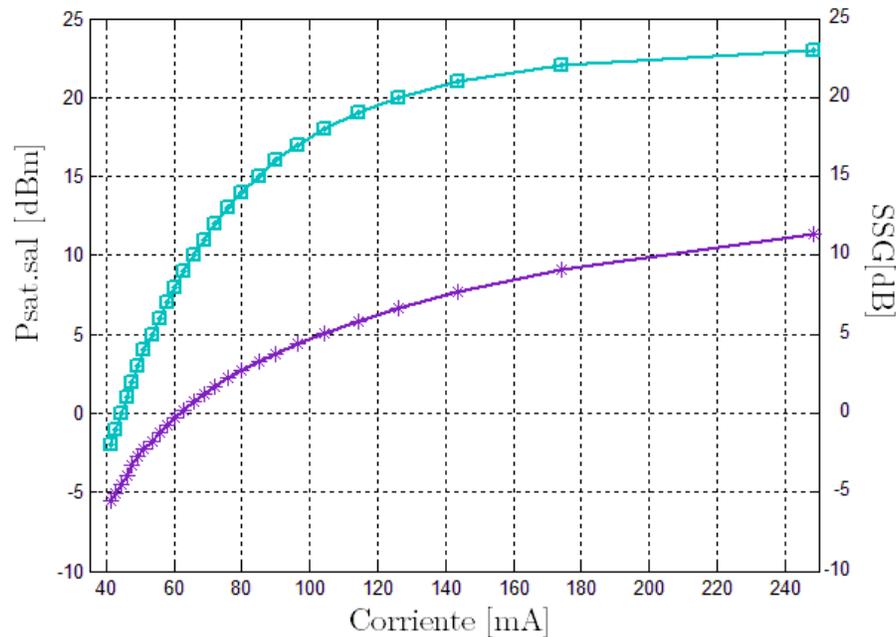


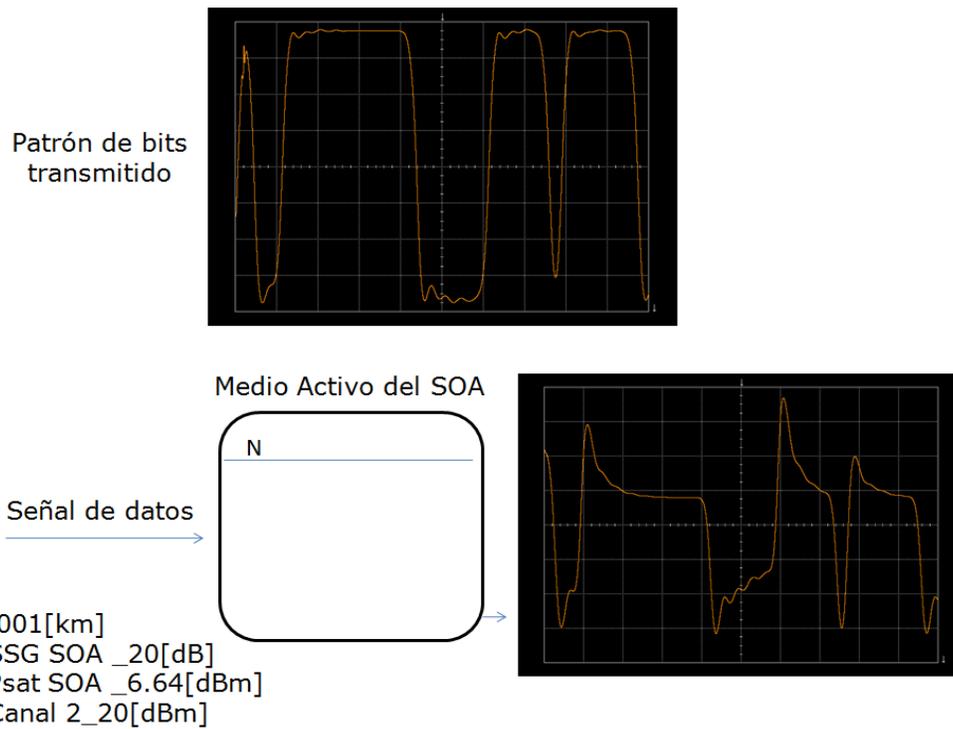
Figura 4.1 SSG (cuadros) y potencia de salida (asteriscos) como función de la corriente inyectada al SOA.

Ahora bien, la figura 4.2 ejemplifica el proceso físico que se lleva a cabo dentro del dispositivo, mostrando cómo es que al introducir el esquema electrónico de corrección en las simulaciones la señal a la salida tiende a una forma más definida, capaz de poder ser decodificada por el receptor.

En esta simulación se presenta el patrón de potencia óptica obtenido a la salida del DEMUX. La potencia de la señal enviada se eligió de 20 [dBm] con el propósito de ejemplificar mejor la transmisión de una señal potente a lo largo de un enlace pequeño, en este caso de 0.001 [km]

Nótese la diferencia en la degradación de los pulsos obtenidos para dos casos, el primero sin un esquema de asistencia incorporado; es decir, la transmisión de una cadena de bits. Se nota claramente la degradación sufrida en cada bit de la cadena transmitida. El segundo caso trata de la simulación de la misma cadena de bits transmitida pero ahora con el esquema de asistencia incorporado. Si la corriente de

inyección se reduce (nivel de densidad de portadores menor) como es el caso de (b), los cambios producidos en la señal no son tan notorios y los bits recuperados tienen una forma más definida, debido a que el tiempo de recuperación de condiciones iniciales en el SOA tiene que ver con la densidad de portadores en el dispositivo (ver apéndice II).



(a)

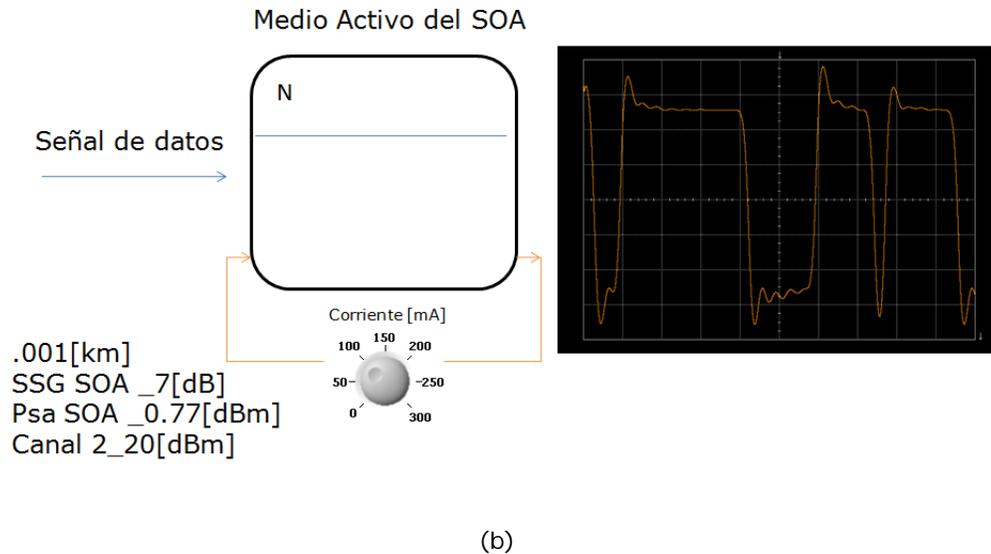


Figura 4.2 (a) Comportamiento de la señal al pasar por el SOA sin asistencia, (b) utilizando sistema de asistencia electrónico.

Método electrónico

Las simulaciones comenzaron con un valor de 5 [dB] de SSG debido a que antes de ese valor no se sobrepasa el nivel N_0 de transparencia de la densidad de portadores requerido y el dispositivo no funciona correctamente, ya que solamente está diseñado como amplificador.

Para mantener una extensión razonable en este reporte se presentan sólo resultados de las simulaciones en forma gráfica del desempeño de la tasa de bits en error y los correspondientes diagramas de ojo.

Se tienen entonces los 4 láseres del módulo de transmisión encendidos acoplados al multiplexor y la fibra, que a su vez está conectada al módulo de recepción.

Después de obtener varios puntos (diferentes valores de corriente) a diferentes distancias, se generó la gráfica (figura 4.3) de la simulación del comportamiento del sistema con este esquema de corrección.

Se puede constatar como el introducir un AGC al sistema genera un rango dinámico mayor para los valores de SSG y potencia de salida introducidos.

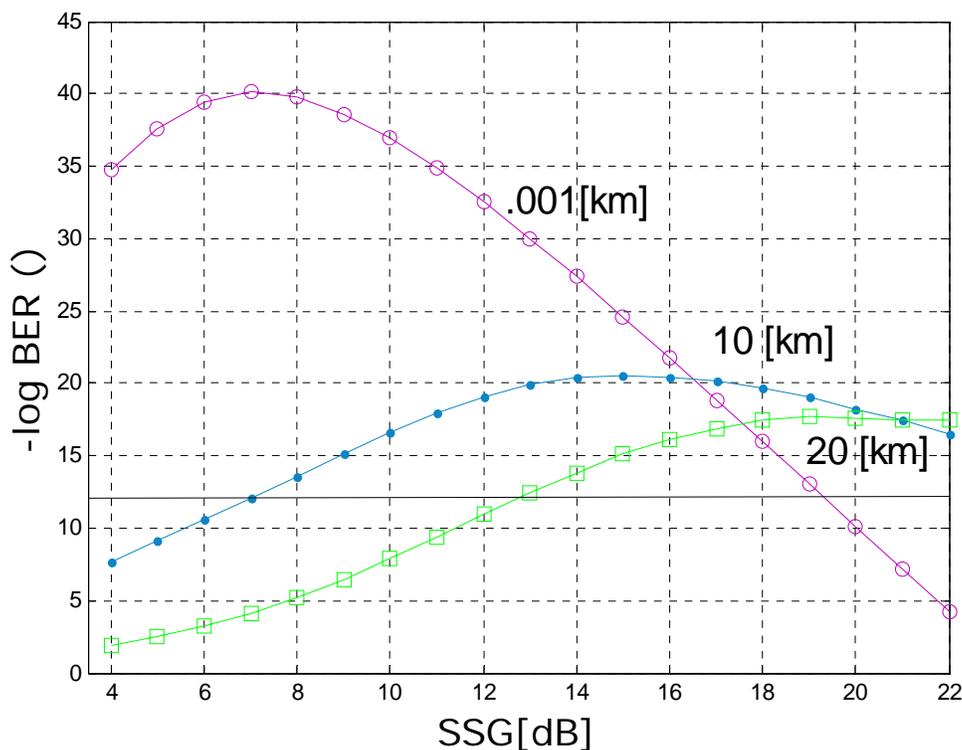


Figura 4.3 Tasa de bit en error $-\log BER ()$ vs SOA SSG [dB].

De la figura 4.3 la línea negra continua a nivel de 12 implica el desempeño óptimo para el sistema; es decir, una BER de 10^{-12} (ver capítulo 3). De una observación general se puede ver cómo es que para el caso de distancias medias y largas de enlace (10 y 20 [km]) y bajo las características particulares del sistema, la SSG determinada en el SOA debe de estar arriba de 7 [dB] o de un valor de corriente inyectada de 57.742 [mA] para el caso de 10 [km] y arriba de ~ 13 [dB] o 75.9805 [mA] para el caso del enlace a 20 [km]. Para distancias menores (.001 [km]), el desempeño óptimo se obtiene desde ~ 4 [dB] o 51.164 [mA].

Los valores comentados en el párrafo anterior encuentran validación recordando el funcionamiento físico del esquema de apoyo generado en el SOA. Así pues, resulta lógico que para un enlace de menor distancia (mayor potencia de la señal) se requiera un nivel de densidad de portadores menor, lo que se traduce en una corriente inyectada también menor.

Los enlaces de 10 y 20 [km] para valores de corriente inyectada muy pequeños (valores de SSG pequeños) no presentan el nivel de desempeño exigido por las especificaciones del sistema ya que la señal no tiene la suficiente potencia para ser identificada con éxito por el receptor por encontrarse muy degradada y/o por debajo del nivel de sensibilidad del mismo. Para dichos enlaces la señal se atenúa, y si la corriente del dispositivo es baja entonces la señal de salida no mostrará degradación por no linealidades pero sí por atenuación y ruido. Así, para valores de SSG pequeños a distancias largas se observa que la señal no llega al nivel óptimo de BER establecido.

Caso contrario para un enlace pequeño, el de 0.001[km], con una aplicación de corriente considerable. Tómese por ejemplo 126.23 [mA] o 20 [dB] en SSG, valor en el cual los enlaces de mediana y larga distancia presentan un desempeño óptimo. No es así para el enlace de corta distancia, aquí, la potencia que lleva la señal transmitida es demasiada, lo que ocasiona al pasar por el SOA no linealidades que degradan a tal punto la señal que no cumple con las especificaciones de transmisión impuestas por el estándar, además de que el nivel de potencia de la misma pueda resultar tan alto que sobrepase el nivel de sobre carga del receptor.

A manera de ejemplo se toman dos valores fijos de SSG, uno de 4[dB] y otro de 16[dB] (ver figura 4.3). Se observa para el enlace de 0.001[km] que con el primer valor de SSG se obtiene una tasa de bit en error con un desempeño muy alto, $-\log \text{BER}$ de ~ 35 , mientras que para un enlace mayor, el de 10 [km] por ejemplo, se tiene un $-\log \text{BER}$ de ~ 7.5 , lo que implica un desempeño no deseado en el sistema debido a que no cumple en primer instancia con las normas de desempeño establecidas en el estándar, y al parecer no se logra transmitir la señal de forma exitosa. Para 20[km] con el mismo valor de SSG el $-\log \text{BER}$ se encuentra en ~ 1.8 , valor para el cual se puede asegurar que no existe transmisión dado el nivel de degradación de la señal.

Para los tres casos con un valor de SSG de 16 [dB] se observa el siguiente comportamiento en la tasa de bits en error:

- Para .001 [km] se tiene un $-\log \text{BER}$ de 21.75 mostrando un muy buen desempeño. Nótese que a pesar de tener un valor por encima del óptimo, el desempeño ha bajado considerablemente en comparación al valor obtenido para 4[dB] por las razones explicadas con anterioridad.

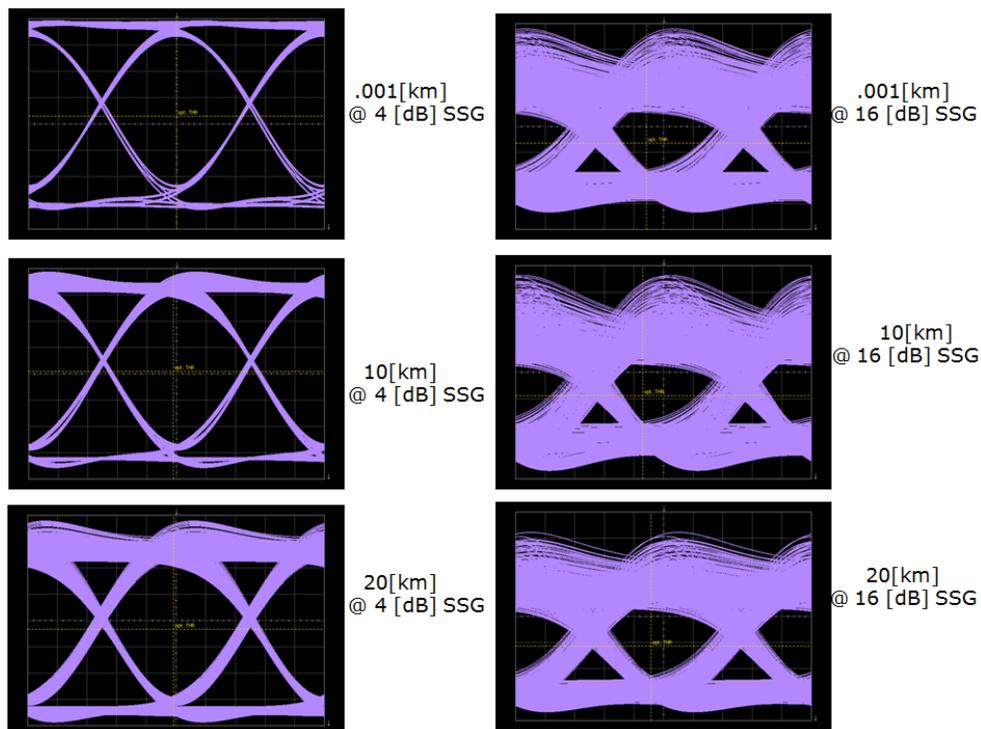
- Para 10[km] el valor de $-\log \text{BER}$ es de 20.43, cifra que representa una mejora visible en el desempeño del enlace en comparación al caso anterior.
- Para 20[km] se tiene un valor de $-\log \text{BER}$ igual a 16.07 que implica con respecto al caso anterior una gran mejoría en el desempeño, nuevamente, por las causas ya descritas.

Hasta ahora solo se ha considerado el parámetro de BER para evaluar el desempeño de la señal; sin embargo, como se presenta en párrafos posteriores al tomar en cuenta otros parámetros como el diagrama de ojo se puede decidir si se lleva o no a cabo la correcta recepción de la cadena de bits transmitida.

A continuación se presenta una tabla que comprende los diagramas de ojo para las tres distancias de enlace a distintos valores de corriente. Los casos analizados son, la inyección en el dispositivo de una corriente baja y de una alta. Los valores de SSG son los mismos que fueron utilizados para el desempeño de la tasa de bits en error.

La tabla 4.1 muestra los diagramas de ojo resultantes de las simulaciones bajo el esquema electrónico de asistencia.

Tabla 4.1 Diagramas de ojo correspondientes a 4 y 16 [dB] SSG para las 3 distancias simuladas.



Del análisis de cada una de las columnas de la tabla 4.1 surgen varios comentarios.

Primero, para el caso de 4[dB] de SSG a 0.001, 10 y 20 [km] se observa que el ojo para 20 [km] es el que presenta mayor degradación, sin embargo, habrá que recordar que un valor de SSG pequeño (poca corriente inyectada) genera muy pocas no linealidades lo que favorece en mayor grado al enlace pequeño. Se menciona lo anterior debido a que la columna derecha de la tabla presenta ojos más degradados. El porqué radica precisamente en que al aumentar la corriente inyectada las no linealidades producidas por el SOA son mayores.

Para la columna derecha de la tabla se observa que los ojos son muy parecidos, y tiene que ver con que a ese nivel de corriente inyectada la variación en el desempeño entre las tres distancias es de 2 unidades en el valor $-\log$ BER. Aún así, se observa que los ojos están abiertos y es posible distinguir los bits aunque estén afectados por ruido introducido por el propio sistema y no linealidades generadas por el exceso de potencia en el SOA (XGM, SPM, patterning).

Como se puede observar, este esquema de mitigación de las no linealidades presenta un desempeño óptimo (con un amplio rango de valores de corriente inyectada) para la transmisión de una cadena de bits considerando enlaces de corta distancia además del ya definido enlace de 40 [km].

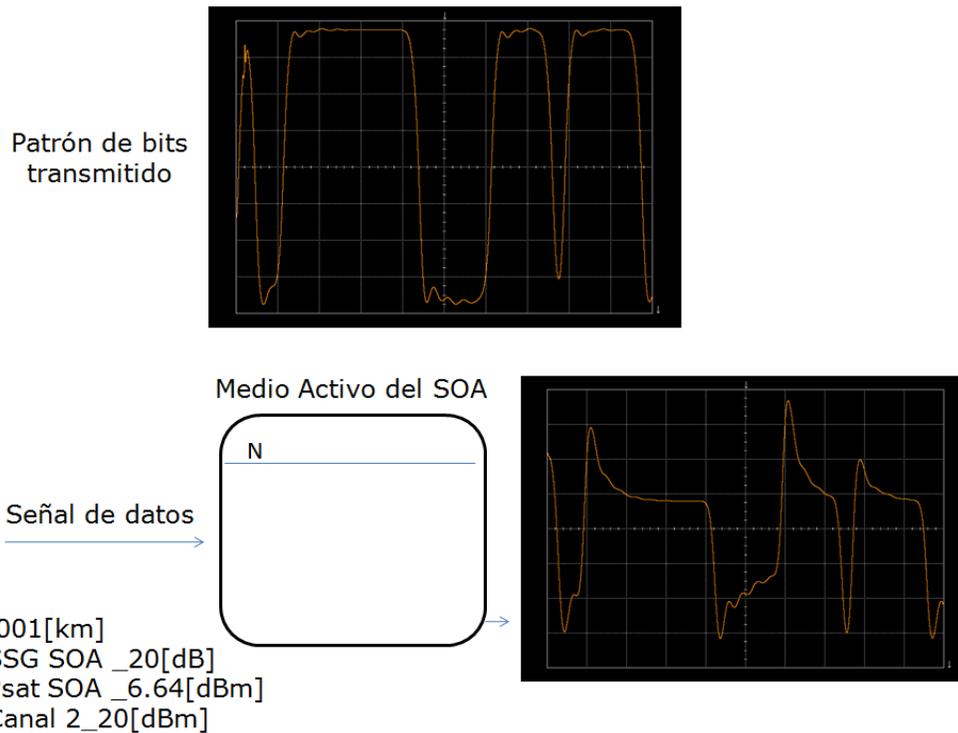
Con este esquema de asistencia, se puede ver por ejemplo que se tiene un rango aceptable de variación de la SSG en el SOA ($\sim 13 \sim 19$ [dB]) para mantener el sistema con valores de BER por debajo de lo establecido.

La ventaja principal de este esquema es una implementación económica.

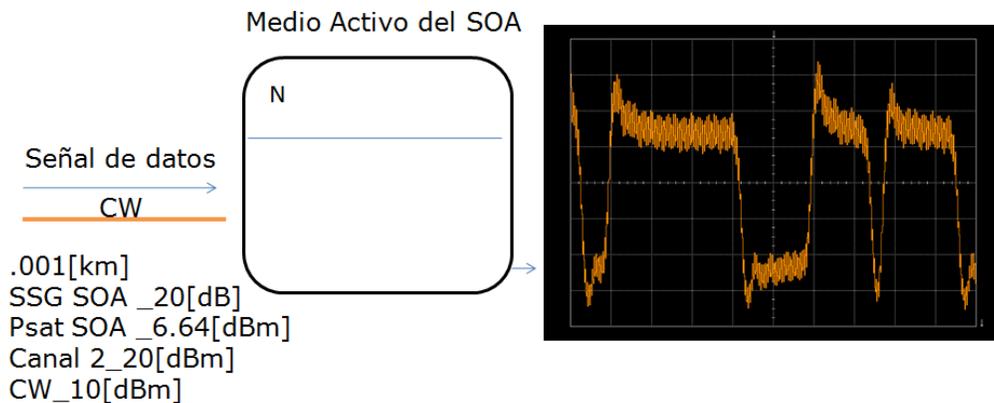
Esquema óptico

El láser añadido para este esquema es no modulado; es decir, una señal CW con los siguientes parámetros: una longitud de onda de 1306.285 [nm], frecuencia del láser de 229.5 [THz] y OSNR de 40 [dB], al igual que los otros canales tiene una separación intercanal de 400 [GHz]. Como parte de sus parámetros de configuración dentro del sistema, el SOA trabaja con una P_{sat} de 6.64 [dBm] a la entrada y una SSG de 20 [dB].

La figura 4.4 muestra la simulación que obtiene el patrón de potencia óptica, manejando dos casos, el primero transmitiendo la cadena de bits sin esquema de asistencia alguno y el segundo con la transmisión simultánea del CW y la señal de datos como esquema de corrección óptico. Nótese la diferencia de degradación con el esquema de asistencia.



(a)



(b)

Figura 4.4 Comportamiento físico de la implementación del CW a la señal transmitida. (a) Sin CW, (b) con CW.

Como lo indica la figura, el inciso (a) muestra el comportamiento de la señal de datos sin interacción con la CW. Para distancias cortas la señal de entrada al SOA resulta demasiado potente, lo que implica una recuperación degradada del patrón de bits transmitido. Para el inciso (b), en donde se introduce la CW, a pesar de que la potencia de entrada de los pulsos que representan los datos en un enlace corto sea grande, ésta no saturará al amplificador lo que ocasiona que la degradación de los bits a causa del tiempo de recuperación que presenta el SOA sea menor. La desventaja en el caso (b) se hace presente en enlaces largos, ya que la señal llega con potencia limitada y puede llegar a tener una potencia por debajo del límite de sensibilidad del receptor. Al enviarse la señal de datos junto a la señal continua existen los fenómenos de FWM y XGM lo que añade degradación a la cadena de bits transmitidos, aún así, la señal a la salida del preamplificador presenta una forma más definida; es decir, afectada por no linealidades en menor grado que cuando no existe dicho esquema de corrección.

Estos resultados se constatan con la gráfica de la figura 4.5. que muestra la simulación del desempeño del sistema bajo el esquema óptico con la gráfica de $-\log \text{BER} ()$ vs P_{sal} del CW para las tres distancias elegidas.

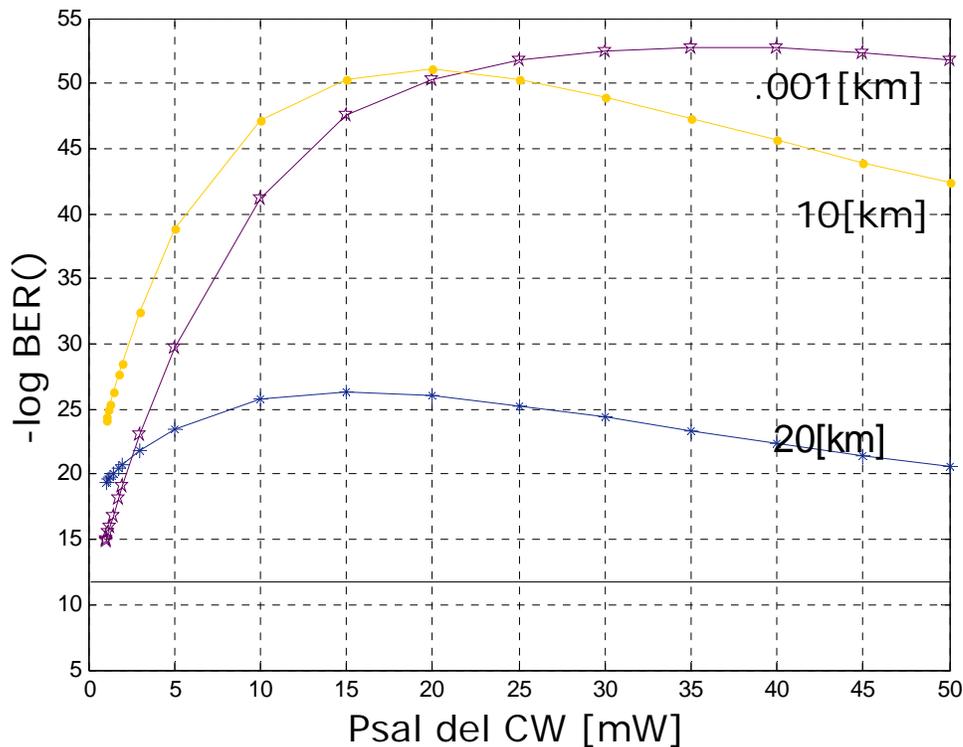


Figura 4.5 Tasa de bit en error vs P_{sal} del CW [dbm].

Se observa de la figura 4.5 como por encima de una P_{sal} del CW mayor a ~ 3 [mW] se asegura un desempeño correcto del sistema con un $-\log \text{BER}()$ mayor a 12. Con un valor de ~ 25 [mW] de potencia de salida del láser, para enlaces medios y largos, el desempeño de la transmisión comienza a decaer. Lo anterior se da debido a que al aumentar la potencia de salida del láser la densidad de portadores en el SOA disminuye de manera drástica, lo que implica un nivel de amplificación pequeño. Aún así, como se observa en la gráfica anterior, el desempeño del sistema se encuentra por encima del óptimo definido. Cabe mencionar que no es común en telecomunicaciones un diodo láser con una potencia de ~ 25 [mW] de magnitud.

Comparando las tres curvas presentes en la figura 4.5 se tiene lo siguiente:

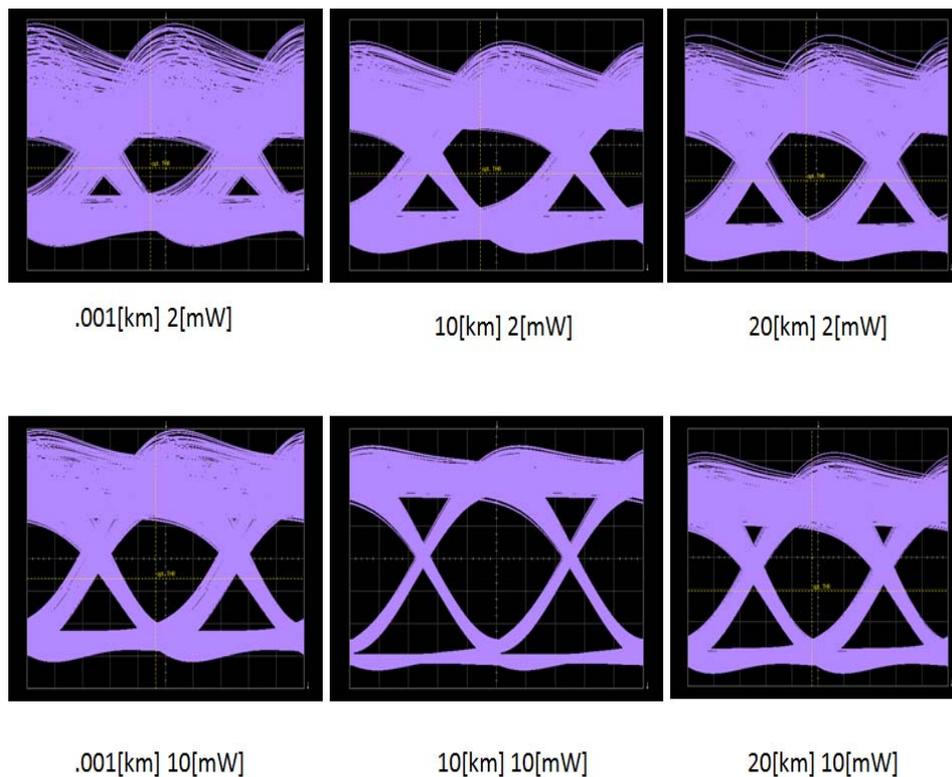
- Muestran un desempeño por encima del óptimo en un rango de >1 [mW] a >50 [mW].

- El enlace pequeño (principal caso para el que fue diseñado el esquema de corrección) presenta un excelente desempeño con valores de $-\log$ BER de hasta 50.
- Nótese que el comportamiento del desempeño del enlace decae conforme la distancia aumenta debido a la interacción física de la señal atenuada con el dispositivo.
- La principal ventaja de este esquema radica en que se logra el valor óptimo de desempeño para cualquier distancia de enlace con una potencia de salida del CW muy pequeña.

Aún así tomando en cuenta otros parámetros de desempeño tales como el diagrama de ojo, para el sistema bajo prueba, resulta conveniente trabajar con P_{sal} mayores a ~ 10 [dBm] (10 [mW]), con lo que se obtienen ojos abiertos para las tres distintas distancias de enlace simuladas.

Lo anterior se ve reflejado en la tabla 4.2. que muestra los diagramas de ojo resultantes para 2 y 10 [mW] en cada una de las distancias simuladas.

Tabla 4.2 Comparación de Diagramas de ojo para distintas P_{sal} del CW.



La tabla 4.2 muestra claramente cómo es que el parámetro de BER no es suficiente para definir el desempeño del sistema. El diagrama de ojo muestra de una forma más gráfica el desempeño de la recuperación de la cadena de bits transmitidos. Se nota para los tres enlaces distintos que el ojo es más abierto para una P_{sal} del CW de 10[dBm] (10 [mW]) a pesar de que la gráfica 4.8 muestra un desempeño óptimo con valores de BER menores a 1×10^{-12} a partir de 3 [dBm].

Para enlaces cortos la señal es afectada por las no linealidades (es la parte ancha del ojo que se observa para 0.001 [km] por ejemplo), mientras que para enlaces más largos como es el caso de 20[km] la degradación que se observa en el diagrama de ojo es debido a atenuación y ruido.

A manera de conclusión del análisis de este esquema se tiene que la inserción simultánea a la señal de datos de una señal continua CW ocasiona en el dispositivo amplificador la supresión excesiva de la densidad de portadores, lo que se traduce en disminución de no linealidades sobre la señal de datos como patterning y XGM causadas por el SOA. Este esquema goza de presentar valores de tasa de bit en error muy pequeños, más que para el esquema electrónico, pero resulta en una implementación de precio elevado.

4.1 Comparación entre esquemas

Para presentar al lector un esquema de comparación simple, se muestra en la tabla 4.1.1 la comparación sintetizada entre los esquemas electrónico y óptico.

Tabla 4.1.1 Comparación entre los esquemas de asistencia simulados

Esquema	Óptico	Electrónico
Desempeño del BER	Mejor desempeño del BER	Desempeño del BER más bajo
Consumo de energía	Mayor	Menor
Tamaño	Más grande	Más pequeño
Facilidad de implementación	Depende del mecanismo de control utilizado para fijar la corriente	Depende del mecanismo de control utilizado para fijar la corriente
Costo de fabricación	Más costoso	Menos costoso

Cada fila de la tabla 4.1 se discute a continuación con el fin de brindar una explicación al lector que comprenda los rubros principales de comparación entre esquemas.

Para el primer rubro de la tabla, se presentan las figuras 4.3 y 4.5 con el fin de comparar el resultado de las simulaciones de forma gráfica del desempeño de ambos esquemas en cuanto a la tasa de bits en error se refiere.

No se debe olvidar que en el esquema óptico se trabaja con la variación de la potencia óptica de salida de la CW y en el esquema de corriente se varía la SSG y la potencia de saturación como consecuencia de la variación de corriente en el SOA.

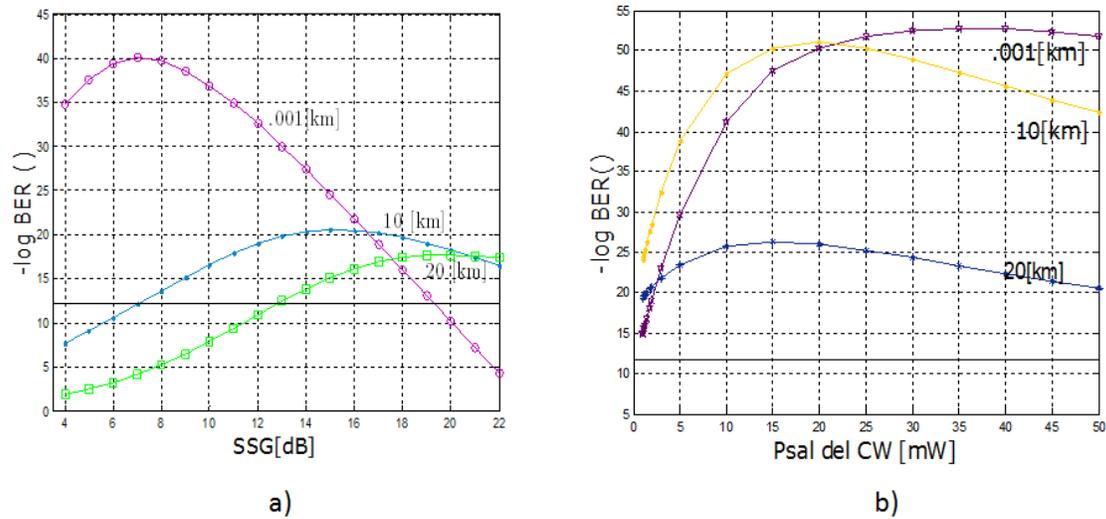
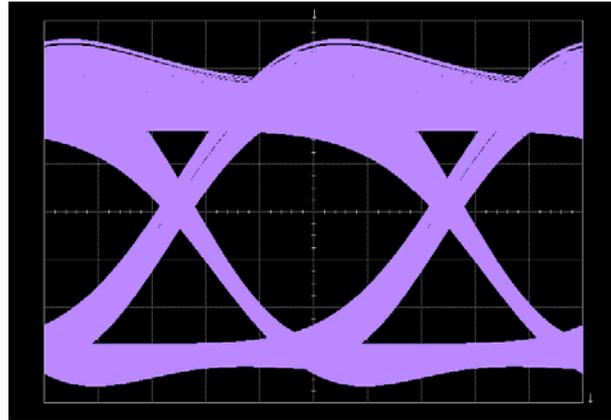


Figura 4.1.1 BER presentado en cada esquema (ACG-izquierda, óptico-derecha).

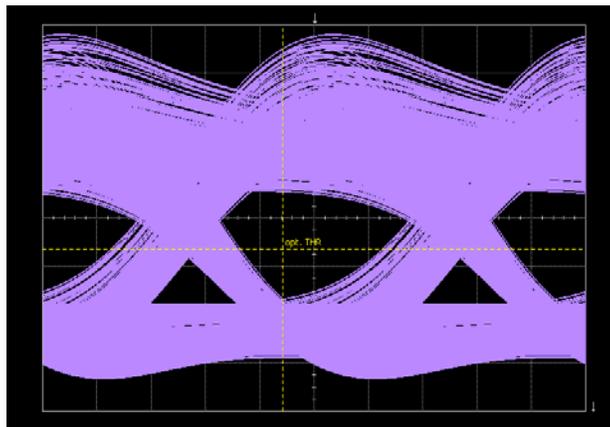
Ambos esquemas trabajan bajo las mismas exigencias de eficiencia del sistema; es decir, para el caso del BER deben alcanzar al menos un valor de 10^{-12} bits en error. Se observa de la figura 4.1.1 que el esquema óptico mantiene en general un mejor desempeño en la tasa de bits en error para cualquiera de las tres distancias de enlace simuladas. Con una potencia de salida del CW muy pequeña se alcanzan valores de $-\log \text{BER} (\)$ superiores al establecido; en cambio, si se observa (a), la gráfica de la izquierda (AGC) se nota cómo es que para valores muy pequeños de SSG en el SOA (0-4 [dB] y en comparación con los valores con los que trabaja el esquema óptico) el sistema no es viable debido a no linealidades en el enlace corto, y que para enlaces de mediana distancia (~ 10 [km]) se requieren valores mayores de SSG (~ 13 [dB]), lo que se traduce en una corriente inyectada mayor.

Se puede hacer la misma comparación para diagramas de ojo en una misma distancia, observándose que la distancia óptima de transmisión es la distancia media ~ 10 [km]. Aún así, con la implementación de cualquiera de estos dos métodos se asegura una correcta transmisión tanto para enlaces cortos, como para enlaces largos. Cumpliendo con las exigencias determinadas en el estándar y las exigencias particulares del cliente.

La figura 4.1.2 muestra una comparación entre los diagramas de ojo resultantes para un enlace de mediana distancia, 10 [km] en esquema óptico y en esquema con AGC. Se utilizaron para ambos casos la magnitud correspondiente en la cual el enlace muestra su mejor desempeño en base a las gráficas 4.3 y 4.5.



10 km] @ 20 [mW]



10[km]@16 [dB] SSG

Figura 4.1.2 Comparación de diagramas de ojo para un enlace de 10 [km]. Arriba esquema óptico, abajo AGC.

Cómo se observa en la figura 4.1.2 el esquema óptico presenta un mejor desempeño, tanto en valores de bit error rate, como de forma gráfica en el diagrama de ojo. A una distancia media ~10 -15 [km] el sistema se encuentra en un punto tal que las

degradaciones por no linealidades son mínimas, y la señal es atenuada y presenta ruido pero no a tal grado como sería en el enlace de 40[km]. Así pues, se nota que la señal con AGC implementado es más susceptible a daños inherentes a los componentes electrónicos y al sistema de comunicaciones (ruido añadido por el AGC, ruido amplificado por el SOA, dispersión, atenuación) que el sistema con el esquema óptico.

Se procede con la misma comparación entre diagramas de ojo para un enlace a corta distancia para observar a mayor profundidad las diferencias entre los esquemas propuestos.

La figura 4.1.3 muestra el resultado de las simulaciones para dos casos, el primero un enlace de 0.001 [km] y 35 [mW] de potencia de la señal CW y el segundo un enlace de 0.001 [km] a 7 [dB] de SSG. Ambos casos presentan el mejor desempeño para el esquema óptico y el electrónico respectivamente.

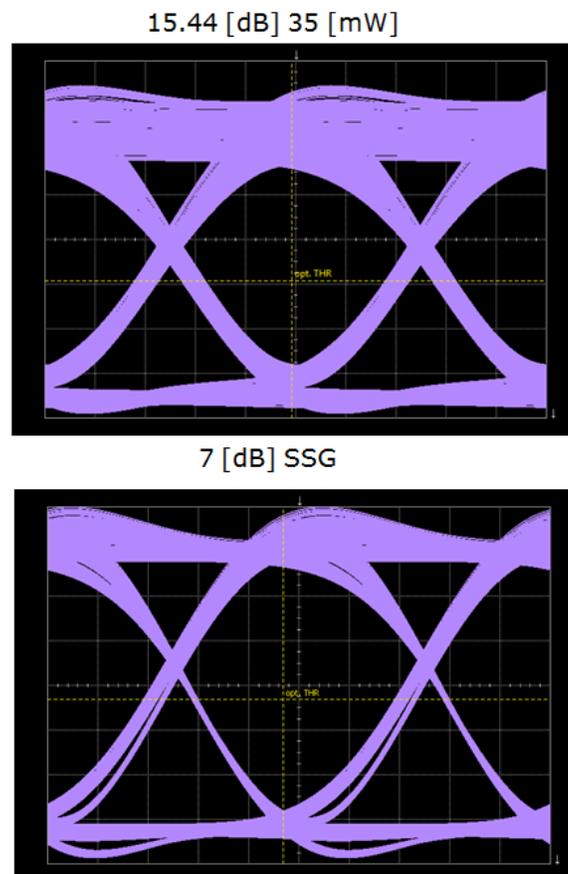


Figura 4.1.3 Diagramas de ojo de más alto desempeño para .001 [km]. Arriba esquema óptico, abajo esquema electrónico.

De la figura 4.1.3 se observa en primer instancia que los diagramas de ojo presentan un mejor desempeño que aquellos mostrados en la figura 4.1.2 para un enlace de 10[km], lo que obvia aún más el buen funcionamiento de los esquemas de asistencia propuestos.

El diagrama de ojo del esquema de asistencia óptico corresponde a un valor de $-\log$ BER de 52.77, mientras que el diagrama de ojo correspondiente al esquema electrónico presenta un valor de $-\log$ BER de 40.166. Nótese la apertura de los ojos, que indica esos valores tan grandes de $-\log$ BER. Ambos ojos muestran menor ruido y deformación de la cadena de bits que los mostrados en el enlace de 10 [km].

Ahora, referente al factor de consumo de energía. Éste también mayor para el caso del esquema óptico; sin embargo, como se ha visto en el tema 4 el esquema óptico presenta mejores condiciones de transmisión.

Por último y no menos importante a comparar entre el esquema con AGC y el óptico es el tamaño y el costo.

La implementación de un AGC resulta más económico y sencillo que insertar un quinto láser al sistema debido a que el AGC se encuentra integrado en el módulo de recepción, junto con el SOA, los OFEs y los Rxs. Implementar un quinto láser resulta más costoso en primer instancia por que el dispositivo en sí mismo es caro y además requiere un dispositivo de bombeo de corriente acópalo al láser para activarlo. Lo anterior implica un aumento en el tamaño del esquema de asistencia lo que resulta, en la mayoría de los casos, una molestia para el cliente dado que se busca un sistema eficiente y de dimensiones pequeñas.

Con respecto a la transmisión de datos, se debe recordar que el estándar que maneja la implementación de esta nueva tecnología Ethernet (el 802.3 ba) tiene parámetros definidos para redes tipo metro (de hasta 40 [km]), lo que implica aplicaciones de voz, datos y video en medios de transmisión como fibra óptica y en el caso particular del sistema bajo prueba, la transmisión a una tasa de 100 Gb/s.

Así pues, dependiendo de las necesidades del cliente la red puede extenderse de ~0 hasta 40 [km] de distancia mediante fibra óptica como medio de transmisión a una tasa de transmisión de hasta 100 Gb/s.

El sistema completo tiene la ventaja de ser compacto (debido entre otras cosas al módulo de recepción integrado) y garantizar una transmisión exitosa para cualquiera que sea la distancia del enlace elegida, gracias a los esquemas de mitigación de no linealidades propuestos.

4.2 Referencias

- [1]R. Gutierrez Castrejón, Víctor Dolores C. y Markus Duelk, *Gain controlled semiconductor optical preamplifier for 100 Gbit/s 40 km Ethernet receiver*, Applied Optics, Doc ID 106406, July 16th 2009. pp. F84.
- [2]R. Gutierrez Castrejón and M. Duelk, *Uni-directional time domain bulk SOA simulator considering carrier-depletion by amplified spontaneous emission*, IEEE J. Quantum Electron. 42, 581-588 (2006). Pp. 1683, 1684.
- [3]M. J. Conelly, *Wide-band steady-state numerical model and parameter extraction of a tensile-strained bulk semiconductor optical amplifier*, IEEE J. Quantum Electron (2007). pp. 43, 47-56.
- [4]A. Crottoni, F. Salleras, P. Moreno, M. A. Dupertuis, B. Deveaud, and R. Brenot. *Noise Figure improvement in Semiconductor Optical Amplifiers by holding beam at transparency scheme*. IEEE Photonics Technology Letters, 2005. pp 17(5):997-979,

5 Conclusiones

Este proyecto de tesis fue llevado a buen fin mediante el desarrollo teórico del sistema bajo prueba y las simulaciones realizadas, todo ello documentado a lo largo de 5 capítulos.

A manera de conclusión de este trabajo de tesis se tiene lo siguiente:

- Los esquemas de asistencia propuestos para el control de las no linealidades causadas por el preamplificador resultaron eficaces.
- El desempeño de la tasa de bits en error mejoró notablemente en ambos esquemas, el óptico y el electrónico.
- Los diagramas de ojo obtenidos son abiertos, lo que reitera el buen desempeño de los esquemas propuestos.
- El desempeño del esquema óptico en la tasa de bits en error es mejor que el del electrónico, a costa de mayor consumo de energía, tamaño y presupuesto.
- La aportación de estos esquemas al desarrollo del estándar que la Task Force tiene a su cargo implica una mejora en el sistema de comunicaciones óptico bajo estudio que se traduce en un sistema integral y robusto, con capacidad de ajustarse a los requerimientos del cliente.

Apéndice I

Métodos, desarrollos y deducciones matemáticas.

Desarrollo matemático para la obtención de la ecuación (2.6).

De la ecuación (2.5) se tiene $G = G_0 e^{\left(-\frac{G-1}{G} \frac{P_{salida}}{P_{sat}}\right)}$, sustituyendo $G = \frac{G_0}{2}$ y despejando P_{salida} en dicha expresión:

$$\frac{G_0}{2} = G_0 \cdot e^{\left(\frac{\frac{G_0}{2}-1}{\frac{G_0}{2}} \frac{P_{salida}}{P_{sat}}\right)}; \frac{G_0}{2} = G_0 \cdot e^{\left(\frac{-2G_0-4}{2G_0} \frac{P_{salida}}{P_{sat}}\right)}, \frac{1}{2} = e^{\left(\frac{-G_0-2}{G_0} \frac{P_{salida}}{P_{sat}}\right)}$$

Aplicando logaritmo natural a la última expresión obtenida:

$$\ln\left(\frac{1}{2}\right) = \left(-\frac{G_0-2}{G_0} \cdot \frac{P_{salida}}{P_{sat}}\right)$$

Por propiedades de los logaritmos:

$$\ln(1) - \ln(2) = \left(-\frac{G_0-2}{G_0} \cdot \frac{P_{salida}}{P_{sat}}\right); -\ln(2) = \left(-\frac{G_0-2}{G_0} \cdot \frac{P_{salida}}{P_{sat}}\right); \ln(2) = \left(\frac{G_0-2}{G_0} \cdot \frac{P_{salida}}{P_{sat}}\right)$$

Y finalmente despejando P_{salida} :

$$\frac{\ln(2) G_0}{G_0 - 2} = \frac{P_{salida}}{P_{sat}}; P_{salida} = \frac{G_0 \ln(2)}{G_0 - 2} P_{sat}$$

Apéndice II

Tiempo de vida de los portadores

De la ecuación (2.8) se tiene lo siguiente:

$$\frac{1}{\tau_c} = A + 2BN + 3CN^2$$

En donde se consideran efectos no lineales para la combinación radiativa y la no radiativa, como trampas y defectos, la recombinación de Auger y amplificación por emisión espontánea.

A es el coeficiente debido a las trampas y defectos, B define el coeficiente de amplificación por emisión espontánea y C es el coeficiente de Auger.

La ecuación (2.8) tiene un impacto importante en el tiempo de recuperación de la ganancia, sobretodo en SOAs pequeños (<1[mm] de longitud) donde los efectos por emisión espontánea son bajos [7].