



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

**ESTUDIO TEÓRICO DEL DESEMPEÑO DE UN
AMPLIFICADOR ÓPTICO DE SEMICONDUCTOR COMO
CONVERTIDOR DE LONGITUD DE ONDA
COMPLETAMENTE ÓPTICO**

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:
INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES

P R E S E N T A:

JOSÉ DE JESÚS CONTRERAS TORRES



**DIRECTOR DE TESIS:
DR. RAMÓN GUTIÉRREZ CASTREJÓN**

CIUDAD UNIVERSITARIA, MÉXICO D. F., 2005



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.

Gracias:

a mis padres Jesús Contreras y Soledad Torres por todo.

a mis hermanas Ale y Julieta por... porque sí.

a la Universidad Nacional Autónoma de México.

a la Facultad de Ingeniería.

al Instituto de Ingeniería, en específico a Automatización.

con todo respeto y admiración, al Dr. Ramón Gutiérrez Castrejón.

a mis “compas” Andrea, Alfredo, Alejandro, Tinoco, Toño; mejores momentos en la facultad con nadie más podría haber compartido y de mejores tareas no pude haber copiado.

a mis profesores y al resto de mis amigos y compañeros de la facultad.

al Programa de Alto Rendimiento Académico de la Facultad de Ingeniería (PARA-FI).

a la Escuela Nacional Preparatoria No. 5 “José Vasconcelos”

a todos mis amigos de la prepa.

a todos y cada uno de los Torres y de los Contreras.

a todas aquellas personas que algún día aparecieron en mi vida.

a DGAPA, proyecto PAPIIT IN104005-2.

a ¿Robin?

J. de Jesús Contreras T.

Índice general

1. Introducción	11
1.1. Perspectiva histórica	11
1.2. Cuatro generaciones de sistemas ópticos	13
1.3. Sistemas ópticos basados en <i>WDM</i>	14
1.3.1. Principio de funcionamiento de una red basada en <i>WDM</i>	16
1.4. Conversión de longitud de onda	18
1.4.1. Convertidores de longitud de onda	19
1.4.2. Clasificación de los convertidores de longitud de onda	20
1.5. Motivación de esta tesis	27
1.5.1. Objetivos	27
1.5.2. Contenido	28
2. Amplificadores ópticos de semiconductor	29
2.1. Física de los amplificadores ópticos de semiconductor	29
2.1.1. Materiales semiconductores	29
2.1.2. Conceptos básicos	31
2.1.3. Niveles de energía de Fermi y la distribución de Fermi-Dirac	33
2.1.4. Dopado de semiconductores	34
2.1.5. Juntura <i>p-n</i>	35
2.1.6. Polarización	36
2.1.7. Conservación de la energía y del momento	37
2.1.8. Diagrama energía-momento	38
2.1.9. Materiales semiconductores de banda prohibida directa e indirecta	39
2.1.10. Homojunturas y heterojunturas	41
2.1.11. Estructuras de los amplificadores ópticos de semiconductor	41
2.1.12. Amplificadores de semiconductor con ganancia guiada	43

2.1.13. Amplificadores de semiconductor con índice de refracción guiado	45
2.1.14. Recombinación no radiativa	45
2.1.15. Tiempo de vida de los portadores	47
2.2. Nolinealidades inter- e intrabanda de los amplificadores ópticos de semiconductor	48
2.2.1. Procesos interbanda en amplificadores ópticos de semiconductor	48
2.2.2. Procesos intrabanda en amplificadores ópticos de semiconductor	53
2.2.3. Dinámica inter- e intrabanda en un amplificador óptico de semiconductor	55
3. Modelo matemático del amplificador óptico de semiconductor	57
3.1. Ecuaciones del material semiconductor	58
3.1.1. Descripción de la intensidad de un pulso durante su propagación dentro del material semiconductor	58
3.1.2. Niveles de Fermi	60
3.1.3. Ganancia	61
3.1.4. Simplificación del sistema	62
3.1.5. Reducción de un sistema de ecuaciones diferenciales parciales a uno de ecuaciones diferenciales ordinarias	67
3.1.6. Variación de la fase de un campo óptico durante su propagación dentro del material semiconductor	70
3.1.7. Potencia y campo óptico de salida	72
3.2. Ecuación del campo óptico	73
3.3. Características distintivas del modelo	75
4. Simulación del convertidor de longitud de onda completamente óptico	79
4.1. Validación del modelo del amplificador óptico de semiconductor	79
4.1.1. Características principales del modelo matemático y del programa simulador	80
4.1.2. ¿Por qué la simulación matemática?	85
4.1.3. Utilización del modelo del amplificador en régimen de señal pequeña	86
4.1.4. Saturación de la ganancia	86
4.2. Conversión de longitud de onda con base en la modulación por cruzamiento de ganancia	92
4.2.1. Efectos de los procesos involucrados en XGM	92

4.2.2.	Compresión no lineal de la ganancia	95
4.2.3.	Conversión de longitud de onda mediante la modulación por cruceamiento de ganancia	96
4.3.	Desempeño del convertidor de longitud de onda	98
4.3.1.	Parámetros de evaluación	99
4.3.2.	Análisis de la influencia de las potencias de las señales de entrada en la Relación de Extinción	103
4.3.3.	Influencia de las potencias de las señales de entrada en la Abertura del Diagrama de Ojo	107
4.3.4.	Análisis de los efectos del tiempo de vida de los portadores en el Factor Q	109
4.3.5.	Análisis del Factor Q y de la Relación de Extinción en función de las potencias de las señales de entrada	111
4.3.6.	Estudio de la influencia de G_0 en el Factor de Calidad Q	116
4.3.7.	Observaciones acerca del desempeño del convertidor de longitud de onda	120
5.	Conclusiones	122
5.1.	Conclusiones generales	122
5.2.	Trabajo a futuro	127
A.	Términos tomados del idioma inglés	128
B.	Variables de simulación	132

Índice de Figuras

1.1.	<i>WDM</i>	15
1.2.	Funcionamiento de una red basada en <i>WDM</i>	16
1.3.	Broadcast and select.	17
1.4.	Enrutamiento por longitud de onda.	18
1.5.	Convertidor de longitud de onda opto-electrónico.	21
1.6.	Operación de un <i>AOS</i> mediante <i>XGM</i>	24
1.7.	Conversión de longitud de onda mediante <i>XGM</i>	26
2.1.	Estructura cristalina de dos dimensiones.	30
2.2.	Diagrama de bandas de energía.	30
2.3.	Procesos fundamentales: absorción, emisión espontánea y emisión estimulada.	32
2.4.	Nivel de energía de Fermi.	33
2.5.	Materiales semiconductores intrínsecos y extrínsecos.	35
2.6.	Bandas de energía para una juntura <i>p-n</i>	36
2.7.	Polarización y bandas de energía de una juntura <i>p-n</i>	37
2.8.	Diagrama $E-\mathbf{k}$	39
2.9.	Semiconductores con banda prohibida directa e indirecta.	40
2.10.	Diagrama de bandas de energía de una juntura <i>p-n</i> de doble heteroestructura.	42
2.11.	Confinamiento de la luz mediante el uso de la doble heteroestructura.	43
2.12.	Amplificador de semiconductor de área extensa.	44
2.13.	Estructura de un amplificador de geometría de cinta.	44
2.14.	Estructura de un amplificador con índice de refracción guiado.	46
2.15.	Dispersión de la ganancia para una capa activa de InGaAsP.	49
2.16.	Saturación de la ganancia de un <i>AOS</i>	51
2.17.	Compresión no lineal de la ganancia.	54
2.18.	Dinámica de los portadores.	56

4.1. Funciones del simulador de convertidor de longitud de onda.	83
4.2. Curvas de saturación de la ganancia en función de una señal CW.	88
4.3. Ganancia en función de la energía de un pulso Gaussiano de entrada.	90
4.4. Ganancia en función de la energía de un pulso Gaussiano de salida.	91
4.5. Señal de entrada: pulso cuadrado.	92
4.6. Señal de entrada: pulso Gaussiano.	93
4.7. Variación de la densidad de los portadores con respecto a un pulso cuadrado. . .	93
4.8. Variación de la densidad de los portadores con respecto a un pulso Gaussiano. .	94
4.9. Recuperación rápida y lenta de la ganancia de un AOS.	96
4.10. Señales de entrada al convertidor de longitud de onda.	97
4.11. Espectros de frecuencia de las señales de entrada y de salida de la función SOA.	98
4.12. Señal modulada después de la conversión de longitud de onda.	99
4.13. Diagrama de Ojo.	101
4.14. <i>ExtRat</i> en función de la potencia promedio de la señal de 1s y 0s.	104
4.15. Señales convertidas de los puntos extremos de la curva de Δ de la Figura 4.14. .	105
4.16. <i>ExtRat</i> en función de la potencia de la señal CW.	106
4.17. Señales convertidas de los puntos extremos de la curva de Δ de la Figura 4.16. .	107
4.18. <i>EOR</i> en función de la potencia promedio de la señal de 1s y 0s.	108
4.19. Factor Q en función de la Tasa de Bits, para distintos valores de τ_C	110
4.20. Factor Q en función de la Tasa de Bits de PRBS.	112
4.21. <i>ExtRat</i> en función de la Tasa de Bits de PRBS.	113
4.22. Señales convertidas incrementando la potencia promedio de la señal PRBS. . . .	115
4.23. Señales convertidas incrementando la potencia promedio de las señales de entrada.	116
4.24. Factor Q en función de la ganancia del amplificador.	117
4.25. Señal convertida para potencias promedio bajas de entrada.	118
4.26. Señal convertida para potencias promedio altas de entrada.	120

Índice de Tablas

4.1. Constantes características utilizadas	84
4.2. Potencias de saturación	88
4.3. Potencia de saturación de salida	89
4.4. Energía de saturación	91

Resumen

Esta tesis contiene una investigación acerca de los amplificadores ópticos de semiconductor, haciendo énfasis en su uso como convertidores de longitud de onda. A partir de una breve semblanza histórica sobre la evolución de las comunicaciones, se destaca la importancia de la luz como uno de los medios con mayor capacidad de transmitir información. Además, se subrayan los avances más significativos en el desarrollo de sistemas ópticos de telecomunicaciones, los cuales convergen en la implementación de una red completamente óptica. Entre los principales adelantos tecnológicos en que se basan estas redes se encuentra el multiplexaje por división de longitud de onda y el uso de amplificadores ópticos de semiconductor.

Las nociones básicas sobre el funcionamiento y la construcción de un amplificador óptico son expuestas; asimismo, con mayor relevancia, se presentan los conceptos de quemado de un hueco espectral y el calentamiento de portadores que, junto con la variación de portadores y la saturación de la ganancia, dan lugar a la técnica de modulación por cruzamiento de ganancia.

Un modelo matemático capaz de simular fidedignamente el funcionamiento de un amplificador óptico de semiconductor y, por consiguiente, de predecir la conversión de longitud de onda, fue comprendido e implementado en Matlab. Su programación fue formalmente evaluada y validada mediante la obtención de las curvas de saturación de la ganancia, y los resultados fueron comparados con otros resultados teóricos y experimentales ya existentes. Se encontró una excelente concordancia entre ambos resultados.

Finalmente, se definieron al factor de calidad Q y a la relación de extinción a partir del diagrama de patrón de ojo para evaluar, por primera vez, el desempeño de un simulador de convertidor de longitud de onda. A partir de estos análisis se encontró que son preferibles tiempos de vida de los portadores pequeños para efectuar una rápida conversión de longitud de onda, que incrementando la potencia promedio de la señal modulada en amplitud se obtiene mejores valores para Q , y que al disminuir la potencia de la señal continua se mejora la relación de extinción de la señal de salida. También se demostró que el funcionamiento del convertidor de longitud de onda puede ser optimizado cuando se incrementan simultáneamente las potencias promedio de las señales de entrada, o bien, cuando se incrementa, hasta un valor razonable, la ganancia del dispositivo.

Abstract

This thesis consists of a research about semiconductor optical amplifiers (*SOA*) with emphasis in their use as wavelength converters.

The beginning of this thesis is devoted to carry out a brief historical review about communications, where light plays the main role. This is due to its huge capacity to transport information. Besides, the most noteworthy advances on fiber-optic communications systems are stood out. Among them, all-optical networks, the wavelength division multiplexing (*WDM*) and the *SOAs*.

The working principles of a *SOA* are presented, and the concepts of spectral hole burning (*SHB*) and carrier heating (*CH*) are introduced, which, together with the gain saturation, give place to the cross gain modulation (*XGM*) technique. These novel concepts (*SHB*, *CH* and *XGM*) are employed in the wavelength conversion process.

A mathematical model able to simulate a *SOA*, and in particular the *XGM*-based wavelength conversion process is studied and implemented using Matlab. For validation purposes, its gain saturation curves were obtained and very good agreement was found when compared with experimental and similar theoretical curves.

Finally, the wavelength converter performance was evaluated based on the eye diagram patterns, the use of the quality factor Q and the extinction ratio. In particular, it was found that a faster wavelength conversion process takes place when the *SOA* exhibits a shorter carrier lifetime; an improvement of Q is observed when the average input power of the data stream is increased; and finally, a better extinction ratio can be produced in the output signal when the input power of the continuous wave signal is decreased. Lastly, the device performance can be optimized by simultaneously increasing the average input power of the injected beams or increasing the device gain.

Capítulo 1

Introducción

Aproximadamente hace cuarenta años, una fibra de vidrio del grosor de un cabello cambió la forma en la que nos comunicamos, aprendemos, trabajamos y vivimos. Esta invención y sus aplicaciones han transformado rápidamente a la sociedad contemporánea y nuestras expectativas futuras de vida. Su historia todavía no ha terminado, pues la revolución en las comunicaciones a nivel mundial aún continúa y avanza a pasos gigantes. Recientemente, investigadores e ingenieros han probado que una fibra óptica puede transportar 5 [Tb/s][1] de información, y en los próximos años se podría incrementar significativamente la capacidad de los sistemas ópticos de telecomunicaciones. También se ha demostrado que mientras se continúe con la investigación y el desarrollo de nueva tecnología, existirá una razón para transmitir cada vez más información, a una mayor velocidad y con un menor costo.

En este capítulo se revisará brevemente la historia de las comunicaciones, la aparición de la fibra óptica y del láser y de los avances en los sistemas ópticos de telecomunicaciones. Posteriormente, se resaltarán la relevancia de los sistemas ópticos basados en el multiplexaje por división de longitud de onda, *WDM*, la forma en que operan y la necesidad de la conversión de longitud de onda, así como los dispositivos que realizan dicha transformación.

1.1. Perspectiva histórica

El empleo de la luz en las comunicaciones se remonta a la antigüedad, cuando el hombre usó señales de fuego y de humo para compartir información[2]. A finales del siglo XVIII utilizó estaciones repetidoras intermedias, de tal forma que su mensaje fuera transmitido

a través de grandes distancias. Hasta entonces el papel de la luz fue simplemente el de hacer visibles las señales codificadas para que pudieran ser interceptadas y retransmitidas por las estaciones intermedias. Sin embargo, este tipo de sistemas de comunicaciones era muy lento.

Con la llegada del telégrafo a principios del siglo XIX se reemplazó la luz por electricidad y, de esta forma, inició la era de las comunicaciones eléctricas. El uso de nuevas técnicas de codificación, como la clave Morse, incrementó la cantidad de información transmitida; y, de nueva cuenta, el uso de estaciones intermedias permitieron la comunicación entre lugares cada vez más distantes. A finales del siglo XIX, con la invención del teléfono aparecieron grandes innovaciones, como el hecho de transmitir señales en forma analógica por medio de una corriente eléctrica. La transmisión de señales eléctricas analógicas predominaron en los sistemas de telecomunicaciones durante más de un siglo.

El desarrollo de redes telefónicas con cobertura global, ya en el siglo XX, llevó a numerosos avances en el diseño de sistemas de comunicaciones eléctricas. El uso del cable coaxial en lugar del par de cobre incrementó considerablemente su capacidad. Sin embargo, el ancho de banda de estos sistemas está limitado por las pérdidas del cable, las cuales están en función de la frecuencia y se incrementan rápidamente para valores superiores a 10 [MHz]. Es entonces cuando se desarrollaron los sistemas de comunicaciones por microondas, en los cuales una señal portadora electromagnética con frecuencias entre 1 y 10 [GHz] es usada para transmitir información mediante técnicas de modulación adecuadas.

Desde entonces, el cable coaxial y los sistemas de microondas han evolucionado considerablemente y son capaces de operar a altas Tasas de Bits (>100 [Mb/s]). Una desventaja de los sistemas a alta velocidad que utilizan el cable coaxial es el pequeño espacio entre repetidores (~ 1 [km]), lo cual hace al sistema relativamente caro de operar. El sistema de comunicaciones de microondas permite un espacio más grande entre repetidores, pero su Tasa de Bits está limitada por la frecuencia de la señal portadora.

Fue durante la segunda mitad del siglo XX cuando se advirtió que se podía incrementar la capacidad de transmisión de los sistemas si se empleaban señales ópticas como señales portadoras. Sin embargo, durante los años 1950s, todavía no existía una fuente óptica coherente ni un adecuado medio de transmisión. La invención del láser en 1960 resolvió el primer problema y mucha atención se concentró en encontrar la forma de utilizar su luz en las comunicaciones ópticas.

En 1966, se sugirió que la fibra óptica podría ser el medio de transmisión más conveniente, debido a que es capaz de conducir la luz de forma muy similar a como los electrones

son transmitidos a través de los alambres de cobre. El principal problema fueron las altas pérdidas de la fibra óptica, pues presentaban pérdidas de ~ 1000 [dB/km]. Un gran avance se presentó en 1970 cuando las pérdidas se redujeron a 20 [dB/km] a longitudes de onda cercanas a 1000 [nm]. Al mismo tiempo el láser de materiales de semiconductor GaAs, operando a temperatura ambiente, fue demostrado. La disponibilidad simultánea de una *fuerza óptica compacta y eficiente* y una *fibra óptica con bajas pérdidas* desembocó en un esfuerzo mundial por desarrollar sistemas de comunicaciones por fibra óptica.

1.2. Cuatro generaciones de sistemas ópticos

El desarrollo comercial de los sistemas ópticos fue seguido muy de cerca por la investigación y la ingeniería[3]. Después de muchos intentos, la primera generación de sistemas ópticos comerciales operando cerca de los 800 [nm] se convirtió en una realidad en 1980. Estos sistemas operaban a una Tasa de Bits de 45 [Mb/s] y permitieron que la distancia entre repetidores fuera mayor a 10 [km].

Desde finales de la década de los 1970s, los diseñadores se percataron de que la distancia entre repetidores podría ser incrementada si se trabajaba a longitudes de onda cercanas a 1300 [nm], donde las pérdidas de la fibra óptica son menores a 1 [dB/km]. Además, se desarrollaron el láser de semiconductor de InGaAs y detectores operando a esas mismas longitudes de onda. Con todos estos avances, la segunda generación de sistemas ópticos estuvo comercialmente disponible a finales de la década de los 1980s, pero su Tasa de Bits estuvo limitada, principalmente, debido a la dispersión en las fibras multimodo. Esta limitación fue superada con el uso de fibras monomodo permitiendo Tasas muy cercanas a los 2 [Gb/s] con repetidores a cada 50 [km].

La introducción de sistemas ópticos de tercera generación operando a 1550 [nm] fue considerablemente retrasada debido a la dispersión que presentaba la fibra de sílice a esas longitudes de onda, a pesar de que en esa región sus pérdidas son menores a 0.5 [dB/km]. Pero en 1990 los sistemas de tercera generación estuvieron comercialmente disponibles, operando a Tasas de Bits mayores a 10 [Gb/s] y sobrellevando el problema de la dispersión usando fibras diseñadas para tener una dispersión mínima cerca de los 1550 [nm] y limitando el espectro del láser a un sólo modo longitudinal. La desventaja de estos sistemas es que la señal es regenerada periódicamente usando repetidores opto-electrónicos ubicados entre 60 y 70 [km] uno del otro.

La cuarta generación de sistemas ópticos se sirvió de la amplificación óptica para incrementar la distancia entre repetidores y del multiplexaje por división de longitud de

onda (*WDM*) para incrementar la Tasa de Bits. En tales sistemas, las pérdidas en la fibra óptica son compensadas periódicamente usando la amplificación completamente óptica, es decir, sin pasar por la conversión óptica a eléctrica y, nuevamente, a óptica. Uno de los primeros dispositivos empleados en la amplificación fueron los amplificadores ópticos de semiconductor (*AOS*)¹; pero, debido a sus no linealidades, no fueron utilizados para este fin. En cambio los amplificadores de fibra dopada con erbio (Erbium-Doped Fiber Amplifiers, *EDFA*) fueron ampliamente usados a partir de 1990 cuando se encontraron comercialmente disponibles.

La importancia de los sistemas ópticos de cuarta generación está basada en la capacidad del sistema de transmitir múltiples señales, cada una en su respectivo canal, a través de la técnica de *WDM*. Los amplificadores ópticos son ideales para sistemas ópticos multicanal, debido a que todas las señales son amplificadas simultáneamente sin tener que demultiplexar a una sólo de ellas. Sistemas ópticos *WDM* comerciales operando a Tasas de Bits mayores a 40 [*Gb/s*] estuvieron disponibles a partir de 1996.

1.3. Sistemas ópticos basados en *WDM*

Desde la década de los 1980s con la aparición de los sistemas ópticos, y cuando la industria empezó a reemplazar el cobre (es decir, todas las tecnologías completamente eléctricas: alambres de cobre, cable coaxial y microondas) por fibras ópticas como medio de transmisión, parecía que con su enorme capacidad de transportar información se satisficaría la creciente demanda de ancho de banda. Sin embargo, aunque el ancho de banda de la fibra óptica es superior al de los medios de cobre, la demanda es tan alta hoy en día que los sistemas de telecomunicaciones en sus primeras fases difícilmente podrían afrontar estos requerimientos.

Una fibra multimodo tiene varias restricciones en cuanto a su ancho de banda debido a la dispersión. Pero incluso una fibra monomodo no puede transportar toda la información generada por las necesidades de la sociedad moderna. Esto es debido a que varios obstáculos impiden incrementar la Tasa de Bits en la transmisión de señales. El ancho de banda teórico de una fibra monomodo es de aproximadamente 50 [*THz*], mientras que los transmisores y receptores opto-electrónicos apenas si superan los 10 [*GHz*][4]. De esta forma, la Tasa de Bits de este tipo de sistemas está restringido por los dispositivos opto-electrónicos que lo integran. En otras palabras, estos sistemas de telecomunicaciones

¹En el Apéndice A se pueden encontrar los términos tomados del idioma inglés y su interpretación en español y, en algunos casos, también su acrónimo.

utilizan sólo una pequeña porción ($1/5000$) de la capacidad de transmisión de una fibra monomodo.

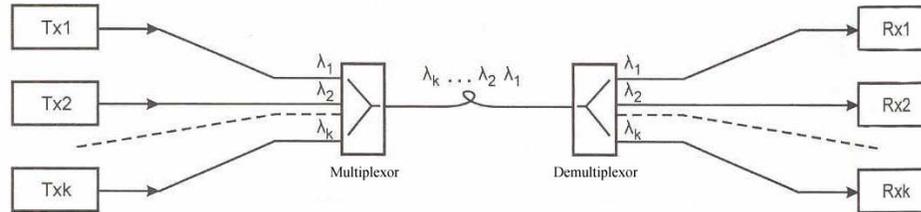


Figura 1.1: Multiplexaje por división de longitud de onda, *WDM*.

La solución para este problema ha existido en las telecomunicaciones incluso desde antes de la llegada de la fibra óptica: el multiplexaje, lo cual implica la transmisión de varias señales por el mismo canal. Una técnica utilizada en los sistemas por fibra óptica es el multiplexaje por división de longitud de onda, *WDM*, de la cual se hablará a continuación.

El multiplexaje por división de longitud de onda está basado en un principio fundamental de la física: varios haces de luz a diferentes longitudes de onda pueden propagarse simultáneamente en un medio lineal a través de la misma trayectoria sin interferencia. El principio de operación de un sistema basado en *WDM* se puede observar en la Figura 1.1. El transmisor Tx1 genera una secuencia de datos a una longitud de onda λ_1 , Tx2 otra a una λ_2 , y así consecutivamente. Todas estas señales son combinadas por un Multiplexor y son transmitidas simultáneamente por la misma fibra óptica. Al otro extremo de la fibra un Demultiplexor separa a las distintas señales y de acuerdo a sus longitudes de onda las filtra a sus respectivos receptores.

Esto quiere decir que en un sistema basado en *WDM* el ancho de banda entero de la fibra óptica se divide en muchos segmentos y cada señal (a su respectiva longitud de onda) usa su porción individual del ancho de banda. De esta forma se puede asociar un canal individual con una longitud de onda en específico e identificar a una señal desde su punto de origen hasta cualquier destino dentro de una red. Entonces, dentro de un sistema *WDM* el número de longitudes de onda podría determinar el número de direcciones independientes o trayectorias de luz diferentes; sin embargo, el número de nodos podría superar al número de direcciones independientes, con lo cual ya no se satisfacerían los requerimientos del sistema.

1.3.1. Principio de funcionamiento de una red basada en WDM

El multiplexaje, como se mencionó es una forma muy efectiva de incrementar el transporte de información a través de una fibra óptica, pero todos los beneficios tiene un precio. Una red real inicia con la capacidad de entregar una señal de un solo remitente a un único destinatario. Esta habilidad implica que una red debe de ser capaz de agregar y extraer cualquier señal del canal de transmisión, como se ejemplifica en la Figura 1.2.

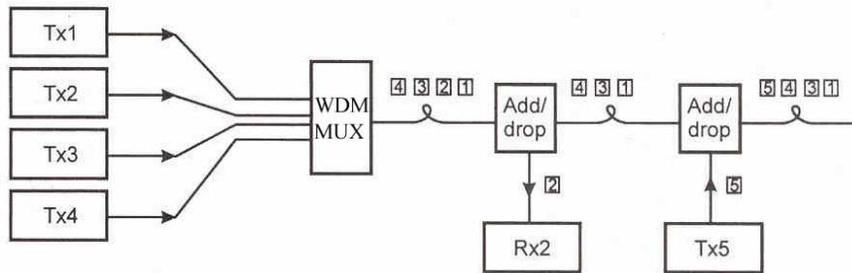


Figura 1.2: Problema de agregar y extraer una señal del canal de transmisión. Después del Multiplexor WDM, se extrae la señal 2 y se agrega la señal 5 del canal de transmisión. Add/drop, nodo en el cual se agrega o se extrae sólo una señal.

Al usar la tecnología WDM dos propuestas básicas para el problema de agregar y extraer una señal del canal de transmisión pueden ser consideradas. La primera es llamada emisión y selección (broadcast-and-select), o simplemente “broadcast” [5], Figura 1.3. En este caso, cada nodo transmite su señal a su respectiva longitud de onda y todas las señales son entregadas al Multiplexor WDM (también nombrado WDM MUX). El Multiplexor transmite todas las señales a todos los nodos, en donde cada uno selecciona la longitud de onda deseada al filtrarla de la señal entera. Un Multiplexor WDM es un dispositivo pasivo que realiza el multiplexaje por división de longitud de onda y transmite una señal multiplexada dividiendo equitativamente su potencia entre todos los nodos; y puesto que la potencia de la señal siempre es limitada, sólo puede ser dividida entre un número finito de nodos. Es fácil darse cuenta de que la misma longitud de onda puede ser captada por distintos receptores. Esta es llamada una transmisión multicast [5] (punto a multipunto); y al poder ser accesada en forma independiente por nodos distintos también es llamada de multiacceso.

Otra propuesta para resolver el problema de agregar y extraer es el enrutamiento por longitud de onda [6], Figura 1.4. Una señal de un nodo en particular a una longitud de

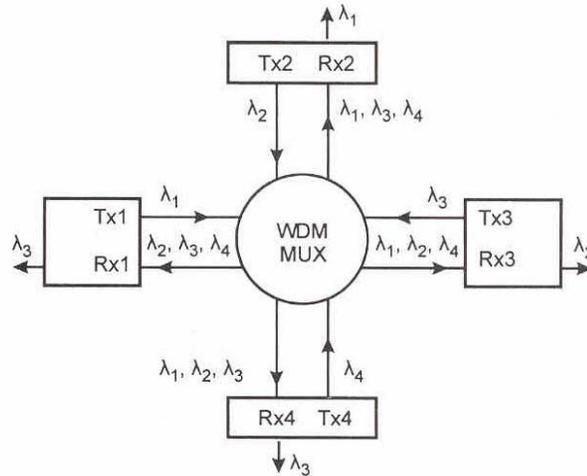


Figura 1.3: Emisión y selección (“broadcast”) en una red basada en *WDM*.

onda en específico es transmitida a través de un conjunto de interruptores activos (active switches); cualquier longitud de onda puede ser enrutada a cualquier nodo de destino. El pago al tomar esta propuesta es tener una red topológica y tecnológicamente más sofisticada. Una red enrutada por longitud de onda está basada en lo que se conoce como el concepto de la trayectoria de la luz y es un canal de comunicaciones óptico temporal entre dos nodos. Una trayectoria de luz puede incluir varias conexiones físicas y nodos.

Una característica importante de este tipo de redes es el reuso de longitudes de onda, lo cual permite que dentro de la misma red se utilice la misma longitud de onda para diferentes trayectorias de luz. Puesto que para una red de este tipo no hay división de potencia entre los enlaces, ni entre los nodos, permitirá muchas más conexiones que un red de tipo “broadcast”, además de que se elimina la transmisión de la señal a receptores que no la hayan solicitado. Estas son las principales ventajas de esta propuesta; sin embargo, existe una restricción fundamental: si dos o más trayectorias de luz viajan a través de la misma fibra, es necesario que utilicen distintas longitudes de onda para evitar interferir entre ellas.

Pero, ¿qué sucedería si dos transmisores envían sus propias señales al mismo receptor y con la misma longitud de onda?

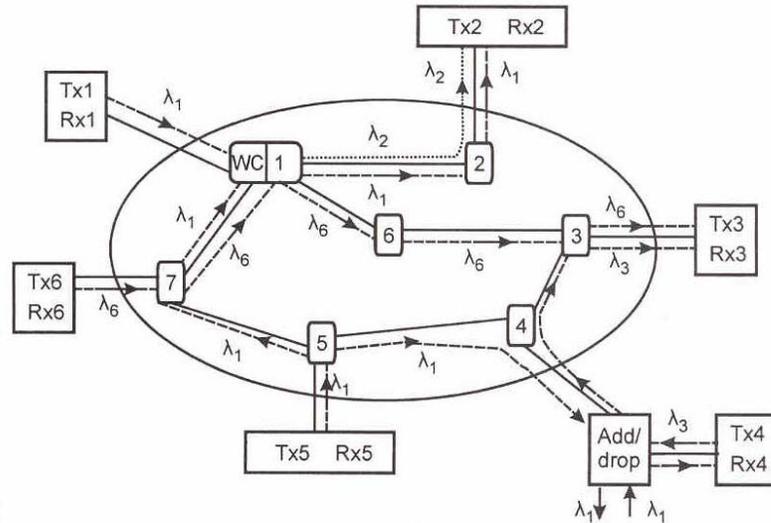


Figura 1.4: Enrutamiento por longitud de onda en una red basada en *WDM*.

1.4. Conversión de longitud de onda

La situación cuando dos transmisores envían sus señales al mismo receptor y con la misma longitud de onda esta ejemplificada en la Figura 1.4, en la cual Tx1 y Tx5 están enviando mensajes con una λ_1 a Rx2. Establecer tal enlace es imposible debido a que las longitudes de onda de ambos transmisores son iguales. Sólo si el sistema es capaz de convertir los datos de una longitud de onda a otra diferente en un nodo intermedio y después reenviarlo al sistema para que alcance su destino, entonces podrá quedar solucionado este problema. De hecho, este procedimiento es factible y es conocido como conversión de longitud de onda. En este caso el nodo 1 es el que tiene que realizar la conversión de longitud de onda. Una posible opción es que la longitud de onda λ_1 proveniente de Tx5, sea convertida a una longitud de onda λ_2 . Ahora desde el nodo 1 a Rx2, λ_2 lleva la misma información que λ_1 había portado desde Tx5 hasta el nodo 1. Entonces, la información desde Tx5 hasta Rx2 es llevada a las longitudes de onda λ_1 y λ_2 , mientras que la información de Tx1 a Rx2 es transportada sólo por λ_1 .

Queda claro que una sola trayectoria de luz puede usar diferentes longitudes de onda a lo largo de todo su camino. Entonces, la conversión de longitud de onda puede mejorar la eficiencia de la red al resolver los conflictos de bloqueo por iguales longitudes de onda en las trayectorias de luz. En la Figura 1.4, el dispositivo que se emplea en el nodo 1 para

convertir a los datos de λ_1 a λ_2 es un *convertidor de longitud de onda*, WC.

1.4.1. Convertidores de longitud de onda

La función del convertidor de longitud de onda es la de mudar la señal transmitida de una longitud de onda de entrada a una posible longitud de onda de salida diferente y que esté considerada dentro de las longitudes de onda del sistema, sin alterar los datos que porta.

Es muy claro que la conversión de longitud de onda es una herramienta muy útil en sistemas ópticos de telecomunicaciones y que debería presentar las siguientes propiedades[7]:

- Transparencia a la Tasa de Bits y al formato de la señal.
- No degradar la Relación de Extinción de la señal de salida.
- Permitir la conexión en serie de varios convertidores (esto implica una alta relación señal a ruido a la salida del dispositivo).
- Potencias de entrada moderadas (~ 0 [dBm]).
- Un amplio intervalo de longitudes de onda tanto para señales de entrada como de salida.
- Conversión a longitudes de onda tanto mayores, como a menores.
- La posibilidad de la misma longitud de onda tanto a la entrada como a la salida del dispositivo (es decir, sin conversión).
- Bajo ruido en la señal de salida.
- Un proceso de conversión rápido.
- Insensibilidad a la polarización de la señal de entrada.
- Implementación simple y con un bajo costo.

Idealmente estas características son deseables para cualquier dispositivo; pero como no se cuenta con él, es importante balancear las ventajas y desventajas de acuerdo a la aplicación y extensión del sistema de comunicaciones.

De acuerdo a la clasificación propuesta en [8], las características de los convertidores de longitud de onda pueden ser agrupadas en tres categorías principales.

Desempeño del convertidor que incluye la eficiencia de conversión (definida como la relación entre la potencia promedio de la señal modulada de salida, y la potencia promedio de la señal que contiene la información a la entrada del dispositivo), el ancho de banda de conversión (intervalo de longitudes de onda dentro del cual puede operar el convertidor adecuadamente y qué tan eficiente es), la tasa de bits límite (la máxima tasa de bits de operación dentro del ancho de banda de operación) y la transparencia (capaz de manejar ambos tipos de señales analógicas o digitales).

Configuración, está relacionada con la implementación del convertidor de longitud de onda dentro del sistema óptico. Los principales temas incluidos en esta categoría son la dependencia en la polarización del convertidor, las demandas de filtrado, el intervalo dinámico de las señales de entrada y los requerimientos de estabilidad y control del sistema.

Calidad de la señal la cual incluye la figura de ruido óptico del amplificador, el ruido, la deformación de la amplitud y la relación de extinción. Las características incluidas en esta categoría principalmente determinan el desempeño de la tasa de bit en error y en consecuencia la conexión en serie de los convertidores.

Debido a la complejidad de incluir todas estas características en un sólo modelo matemático, el que se tomó para este trabajo considerará sólo algunas de ellas para realizar la conversión de longitud de onda a través de la técnica de modulación por cruzamiento de ganancia, *XGM*.

1.4.2. Clasificación de los convertidores de longitud de onda

Los convertidores de longitud de onda pueden ser clasificados, en forma general, en dos tipos:

convertidores de longitud de onda opto-electrónicos, en los cuales la señal óptica debe ser primero transformada a una señal eléctrica para ser procesada y para que posteriormente sea nuevamente emitida a una longitud de onda diferente; y

convertidores de longitud de onda completamente ópticos, en los cuales la señal permanece en el dominio óptico.

Convertidores de longitud de onda opto-electrónicos

En los convertidores de longitud de onda opto-electrónicos, la señal óptica es primero trasladada al dominio electrónico usando un fotodetector. Entonces, esta señal electrónica es utilizada para modular un láser sintonizado a la longitud de onda de salida deseada.

La tecnología de conversión de longitud de onda opto-electrónica es la más desarrollada y fácilmente aplicable en comparación con la conversión completamente óptica. Además, la posibilidad de regeneración de la señal y su capacidad de controlar y administrar a la red hacen a este dispositivo extremadamente atractivo. La operación opto-electrónica y electro-óptica (O/E-E/O) es capaz de adaptarse a muchos niveles de potencia óptica, además de no requerir de filtros o de control de la polarización. Desafortunadamente, también, tiene algunas desventajas que se presentan a continuación.

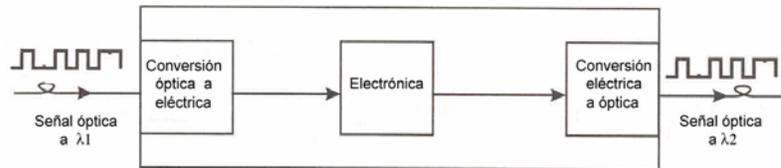


Figura 1.5: Diagrama a bloques de un convertidor de longitud de onda opto-electrónico. Conversión de longitud de onda de λ_1 a λ_2 .

Una primera desventaja de esta tecnología es la limitación en su transparencia. La información en su forma de fase, frecuencia y amplitud analógica se pierde durante el proceso de conversión. El grado más alto de transparencia que la conversión opto-electrónica puede lograr es una transparencia digital, con lo cual, en teoría, señales de cualquier Tasa de Bits pueden ser tratadas; pero las limitaciones en su ancho de banda determinan que el desempeño del convertidor opto-electrónico no puede ser optimizado para todas las Tasas de Bits. Incluso, el mayor ancho de banda al que los dispositivos opto-electrónicos pueden operar, no es comparable a la de un dispositivo completamente óptico, pues podría crear un “cuello de botella” en el flujo de información en sistemas de comunicaciones ópticos que trabajan a Tasas de Bits superiores a 10 [Gb/s][9].

En términos de la energía de alimentación, la electrónica de alta velocidad requiere de una fuente de alimentación constante y de alta potencia para alcanzar altas velocidades y una ganancia considerable; por ejemplo, la potencia de alimentación requerida para un repetidor a 2.5 [Gb/s] compuesto de un receptor, un amplificador y un transmisor es de aproximadamente 2 [W], y puede necesitar hasta el doble para un repetidor a 10

[Gb/s][10]. Esta demanda de potencia es mucho mayor que aquella para la mayoría de los dispositivos de conversión de longitud de onda completamente ópticos. Por ejemplo, un amplificador óptico de semiconductor (*AOS*) utilizado como convertidor de longitud de onda bajo la modulación por cruzamiento de ganancia (*XGM*) requiere una potencia de alimentación menor a 200 [mW][8].

Otra consideración importante en la comparación entre los métodos optoelectrónico y completamente óptico de conversión de longitud de onda es el costo de los equipos. Un convertidor de longitud de onda optoelectrónico a 2.5 [Gb/s] realizado combinando un receptor y un transmisor cuesta aproximadamente U.S.\$ 9000. Este es aproximadamente el mismo que el costo de un amplificador de semiconductor no susceptible a la polarización capaz de llevar a cabo la conversión de longitud de onda a 10 [Gb/s] (\sim U.S.\$ 10000). Si bien los costos unitarios son muy similares en ambos casos, hay dos factores que pueden eventualmente hacer a los convertidores de longitud de onda opto-electrónicos más costosos. El primer factor es el mercado. Actualmente el mercado de la opto-electrónica es más grande; pero el costo de los amplificadores ópticos podría disminuir si su mercado crece hasta un tamaño similar al de la opto-electrónica. El segundo factor es el costo del embalaje. Un convertidor completamente óptico podría requerir de múltiples convertidores de longitud de onda y empacar a todos dentro de un arreglo puede reducir significativamente su costo. Desafortunadamente el empaque para los convertidores opto-electrónicos no es tan trivial como para los convertidores completamente ópticos, pues debido a un gran acoplamiento de radio frecuencias se originan interferencias entre los canales adyacentes. La electrónica de alta velocidad requiere empaques sofisticados para evitar la interferencia de otros canales.

Además de ser dispositivos muy complejos y costosos, la principal desventaja de los convertidores opto-electrónicos es el límite de velocidad impuesto por los circuitos electrónicos. Aún así, la robusta operación y madurez tecnológica de los convertidores de longitud de onda opto-electrónicos los hace atractivos para aplicaciones de redes basadas en *WDM*. Pero a Tasas de Bits mayores a 10 [Gb/s] los convertidores de longitud de onda completamente ópticos son indispensables[9].

Convertidores de longitud de onda completamente ópticos

Los convertidores completamente ópticos son dispositivos que transfieren información de una longitud de onda a otra sin pasar por el dominio eléctrico. La tecnología presentada en esta sección no es tan madura como la de los convertidores opto-electrónicos menciona-

dos previamente; sin embargo, este tipo de convertidores tienen muchas ventajas sobre los convertidores opto-electrónicos, algunas en cuanto al costo y al empaque, y otras que se mencionaran más adelante.

Muchas técnicas se han explorado para llevar a cabo la conversión de longitud de onda mediante procesos completamente ópticos. Una de ellas son las no linealidades ópticas del silice en los amplificadores de fibra dopada con erbio (*EDFA*)[11], que pueden ser usadas para tener ventajas en cuanto a las bajas pérdidas durante la propagación de las señales y el pequeño tamaño del núcleo en una fibra óptica unimodal, lo que permite una menor dispersión y una mayor densidad de potencia. Si bien las no linealidades son muy rápidas y los dispositivos han demostrado un amplio rango de funcionalidad, los componentes basados en fibras ópticas no son los más utilizados debido a que son necesarias fibras con longitudes entre 1 y 10 [km][11]. A pesar de que los recientes avances en fibras ópticas han reducido el largo en estos convertidores de longitud de onda, la incapacidad de integrar estos dispositivos con los componentes opto-electrónicos de semiconductor en un sistema de comunicaciones por fibra óptica, permanecerán como un obstáculo para su completa adopción.

Los convertidores de longitud de onda completamente ópticos basados en materiales semiconductores son compactos, de fácil integración y de producción en masa, para su fabricación se emplean técnicas similares a aquellas usadas para circuitos integrados hechos de silicio. Actualmente, los dispositivos más prometedores usan las no linealidades de los amplificadores ópticos de semiconductor (*AOS*) para llevar a cabo la conversión de longitud de onda.

Los amplificadores ópticos de semiconductor hechos de InP/InGaAsP son los de mayor interés debido a que la ganancia óptica que producen está dentro de las longitudes de onda de las fibras utilizadas en los sistemas de comunicaciones ópticas modernos; esto es, cubren las ventanas ópticas de 1300 [nm] y de 1550 [nm][4]. Un amplificador de este tipo consiste de una heteroestructura *p-n* polarizada directamente por medio de una corriente eléctrica, y una guía de ondas ópticas que confina la luz entrante a la región activa en la cual se produce la amplificación. En contraste con los amplificadores de fibra óptica, la guía de ondas de un amplificador óptico de semiconductor no excede de 1 [mm] de longitud[12].

En las caras de entrada y de salida del dispositivo se aplican cubiertas antirreflejantes para prevenir la realimentación óptica, lo que de otra forma ocasionaría que el amplificador actuara como un láser. La corriente de polarización incrementa la concentración de portadores dentro de la región activa resultando en la inversión de la población y en la variación de la ganancia óptica a través de la emisión estimulada para una señal de

entrada.

Otra característica de los *AOS* es su insensibilidad a la polarización, que se logra cuando la región activa de los dispositivos es casi cuadrada, de tal forma que la ganancia para la señal transversal eléctrica (*TE*) y la señal transversal magnética (*TM*) es prácticamente la misma. Finalmente otra cuestión clave de los *AOS* es su eficiencia de acoplamiento a la fibra óptica o a otros componentes ópticos u opto-electrónicos, las cuales pueden ser menores a 2 [dB].

La conversión de longitud de onda se lleva a cabo por medio de la interacción entre señales ópticas y los portadores dentro del amplificador óptico. Una de las principales técnicas de conversión de longitud de onda, que está todavía siendo investigada en muchos laboratorios a nivel mundial, es el de la modulación por cruzamiento de ganancia (*XGM*), método en el que se basará el trabajo de investigación aquí presentado.

Convertidores de longitud de onda basados en *XGM*

Una forma práctica y sencilla de realizar la conversión de longitud de onda es utilizando convertidores de longitud de onda que basan su funcionamiento en la modulación por cruzamiento de ganancia (*XGM*) y que están hechos de amplificadores ópticos de semiconductor. Esta técnica está ilustrada en la Figura 1.6.

La tasa de emisión estimulada en un amplificador óptico de semiconductor depende de la corriente eléctrica de polarización y de la potencia de la señal de entrada. Con una señal óptica potente de entrada, la concentración de los portadores en la región activa disminuye drásticamente por efecto de la emisión estimulada a tal punto que la ganancia del amplificador óptico también se ve reducida. Este efecto es conocido como saturación de la ganancia.

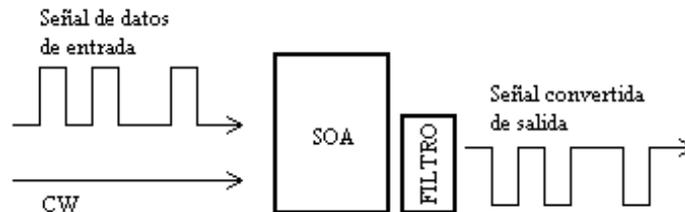


Figura 1.6: Principio de operación de la modulación por cruzamiento de ganancia (*XGM*) en un amplificador óptico de semiconductor (*AOS*), utilizado como convertidor de longitud de onda.

Es, precisamente, la saturación de la ganancia el proceso que se utiliza para convertir

datos de una longitud de onda a otra. Con respecto a la Figura 1.6, dos señales ópticas entran a un amplificador óptico de semiconductor, una modulada en amplitud (*PRBS*), que es la que transporta la información, y una segunda señal que tiene una amplitud constante (*CW*), cada señal a una longitud de onda diferente; siendo la longitud de onda de la señal *PRBS* la longitud de onda original y la de la señal *CW* la longitud de onda objetivo. Si el valor de la potencia óptica promedio de la señal modulada es comparable o superior a la potencia óptica de saturación del amplificador, la ganancia variará en sincronía con la excursión de la potencia de la señal modulada; esto es, cuando la señal de datos está a un nivel alto (un valor lógico igual a “1”), la densidad de portadores en la región activa disminuirá junto con la ganancia y cuando la señal de datos está a un nivel bajo (un valor lógico igual a “0”), la densidad de portadores aumentará al igual que la ganancia, Figura 1.7. Esta modulación en la ganancia es impuesta en el otro haz de la señal de entrada (*CW*), para que así una replica invertida de la señal de datos de entrada sea creada a la longitud de onda objetivo. Finalmente, esta señal se obtiene al utilizar un filtro después del convertidor de longitud de onda, Figura 1.6, para suprimir la señal que originalmente estaba modulada. En las gráficas de la Figura 1.7, se ejemplifica el proceso de *XGM*, además que también se observa la variación del índice de refracción con respecto a la señal de datos de entrada, cuando presenta un nivel alto aumenta el valor del índice de refracción y para un nivel bajo disminuye su valor. Estas variaciones en el índice de refracción repercutirán en la variación de la fase de la señal de salida.

En un principio se creía que la velocidad de conversión de longitud de onda usando la saturación de la ganancia de los amplificadores ópticos de semiconductor estaba limitada por el tiempo de vida intrínseco de los portadores. Sin embargo, posteriores investigaciones mostraron que la velocidad de tales dispositivos es mucho más grande y que pueden procesar señales de hasta 100 [Gb/s] o quizá hasta superiores. Esto es porque debe ser considerado el tiempo de vida efectivo de los portadores, el cual es disminuido por la inyección de una señal óptica potente y por una adecuada corriente eléctrica de polarización; entonces, el tiempo de vida efectivo de los portadores puede ser reducido a 10 [ps] o menos[11].

Las características principales de los amplificadores ópticos de semiconductor utilizados como convertidores de longitud de onda bajo el régimen de modulación por cruzamiento de ganancia son:

- alta ganancia debido al material semiconductor,
- rapidez en el proceso de conversión debido a los procesos ópticos no lineales,

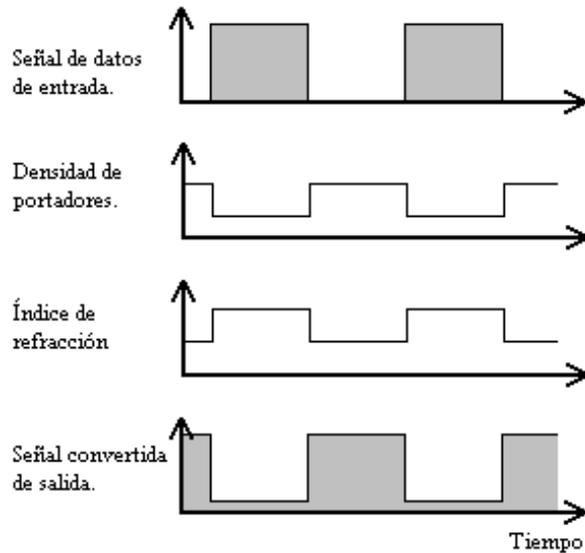


Figura 1.7: Proceso de conversión de longitud de onda mediante *XGM*, en un *AOS*.

- simplicidad,
- alta eficiencia en la conversión,
- independencia de la polarización de la luz,
- insensibilidad a la longitud de onda de la señal de datos de entrada (suponiendo que se encuentra dentro del ancho de banda del amplificador),
- un amplio espectro de operación lo que los hace capaces de transferir datos de una longitud de onda a varias otras en un sólo dispositivo.

La principal desventaja de los dispositivos usando *XGM* para la conversión de longitud de onda es la degradación de la relación de extinción, lo cual puede ser un serio problema para su interconexión en una red óptica. Otros inconvenientes son: las componentes espectrales inducidas en la señal objetivo debido a la modulación simultánea del índice de refracción y que la señal resultante está invertida con respecto a la señal original. El uso de *XGM* también restringe los formatos de datos que pueden ser convertidos a únicamente las señales que están moduladas en amplitud.

1.5. Motivación de esta tesis

En la actualidad, la industria de las telecomunicaciones utiliza los sistemas basados en el multiplexaje por división de longitud de onda (*WDM*), debido a que ofrecen la ventaja de aumentar la capacidad de transmisión de un sistema de comunicaciones por fibra óptica a un costo muy atractivo. La penetración de estos sistemas ha creado la necesidad de desarrollar convertidores de longitud de onda que permitan llevar a cabo el re-direccionamiento de las señales que arriban a los nodos de la red a nivel longitud de onda. Estos dispositivos facilitan la reconfiguración de la red y disminuyen la probabilidad de bloqueo de canal, requisitos muy apreciados en las arquitecturas que actualmente se están desarrollando.

Por esta razón, en este trabajo se presenta el empleo, a través de un novedoso simulador, de un convertidor de longitud de onda basado en procesos completamente ópticos, el cual implica una significativa reducción de costos, de potencia, y la gran ventaja de no tener que recurrir a los usualmente lentos convertidores opto-electrónicos.

1.5.1. Objetivos

Esta tesis tiene los siguientes objetivos:

- Ubicar dentro del campo de las telecomunicaciones basadas en fibra óptica, especialmente en los sistemas basados en *WDM*, la utilidad de los convertidores de longitud de onda, profundizando en el estudio de los dispositivos completamente ópticos.
- Describir el funcionamiento y la construcción de los amplificadores ópticos de semiconductor (*AOS*) y de los procesos de la dinámica de los portadores que en ellos se presentan. Tal es el caso de efectos inter-banda (recombinación espontánea, recombinación estimulada y absorción) e intra-banda (calentamiento de los portadores, *CH*, y quemado de un hueco espectral, *SHB*).
- Comprender cabalmente el proceso no lineal de modulación por cruzamiento de ganancia, *XGM*, basado en los procesos anteriormente mencionados y empleado en la conversión de longitud de onda.
- Implementar el simulador de un amplificador óptico de semiconductor basado en un modelo matemático que considera interacciones de radiación-materia, y que por ende permite estudiar el intercambio de energía que se da en el interior del amplificador mediante el procesos de *XGM*. Para sustentar el correcto funcionamiento del

programa, se valida con ejemplos teóricos o experimentales ya conocidos, como son curvas de saturación.

- Analizar el desempeño del *AOS* como convertidor de longitud de onda; empleando el factor de calidad Q , la relación de extinción y la abertura del diagrama de ojo como función de la corriente inyectada en el amplificador y de las potencias de las señales de entrada.

1.5.2. Contenido

En el Capítulo 1 se presenta una breve semblanza sobre la evolución de los sistemas ópticos de telecomunicaciones, cuyos últimos logros son el multiplexaje por longitud de onda (*WDM*) y los convertidores de longitud de onda hechos de amplificadores ópticos de semiconductor (*AOS*) y que operan bajo la técnica de modulación por cruzamiento de ganancia, *XGM*.

El Capítulo 2 contiene los conceptos básicos para comprender el funcionamiento de un *AOS*, entre los que se incluyen los procesos no lineales inter- e intrabanda como la variación y saturación de la ganancia, el quemado de un hueco espectral (*SHB*) y el calentamiento de los portadores (*CH*).

En el Capítulo 3, a partir de los trabajos de A. Mecozzi y de J. Mørk, se presenta un conjunto de ecuaciones diferenciales ordinarias (*EDO*) y acopladas, que definen a un modelo matemático que contiene los tres procesos mencionados y que simula el funcionamiento de un *AOS*. Al final, también se enlistan sus características distintivas.

En el Capítulo 4 se valida el correcto funcionamiento del simulador al obtener las curvas de saturación de la ganancia; y con un ejemplo se ilustra la conversión de longitud de onda. En este mismo Capítulo se definen los parámetros que se emplearán para evaluar el desempeño del convertidor de longitud de onda. Estos parámetros son: el diagrama de patrón de ojo, el factor de calidad Q , la relación de extinción y la abertura del diagrama de ojo.

Finalmente, las Conclusiones se presentan en el Capítulo 5.

Capítulo 2

Amplificadores ópticos de semiconductor

Los amplificadores ópticos de semiconductor (*AOS*) originalmente fueron concebidos para realizar una amplificación lineal y extender el alcance de los sistemas de comunicaciones por fibra óptica debido a que están limitados por pérdidas y dispersión. Sin embargo, recientes investigaciones en las propiedades no lineales de estos dispositivos han mostrado su versatilidad en el procesamiento fotónico de información y serán una pieza importante para la implementación de redes multiplexadas por longitud de onda (*WDM*) rápidas y eficientes.

En este Capítulo se revisarán en forma breve los conceptos básicos que describen las características principales y el funcionamiento de los amplificadores ópticos de semiconductor. Finalmente se hará énfasis en los principales procesos no lineales ultra rápidos en los que se basa la modulación por cruzamiento de ganancia (*XGM*)¹ y su empleo en la conversión de longitud de onda, la cual es una de sus principales aplicaciones.

2.1. Física de los amplificadores ópticos de semiconductor

2.1.1. Materiales semiconductores

La mayoría de los dispositivos ópticos modernos están hechos de una combinación de materiales semiconductores, metales y aislantes. Los materiales en los que se enfocará el

¹En el Apéndice A se pueden encontrar los términos tomados del idioma inglés y su interpretación en español y, en algunos casos, también su acrónimo.

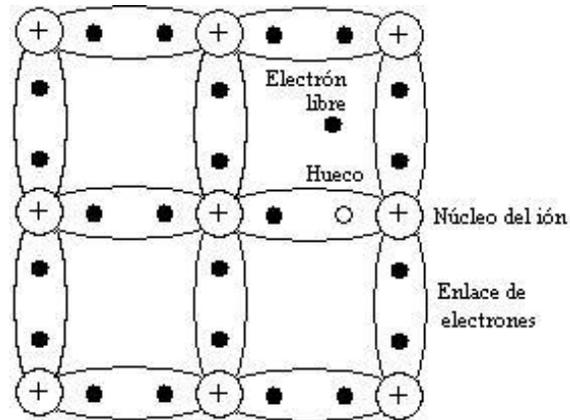


Figura 2.1: Estructura cristalina de dos dimensiones. Los iones positivos están unidos mediante dos electrones por enlaces covalentes.

presente trabajo son los semiconductores, entre los cuales se incluye: silice (Si), galio (Ga), arsénico (As), indio (In), fósforo (P) y germanio (Ge). La característica en la que se basa la pasada clasificación es su capacidad de conducir electricidad, la cual en un material semiconductor puede ser incrementada con la temperatura y alterada con la adición de dopantes. Es posible saber más de este tipo de materiales revisando sus propiedades a un nivel atómico.

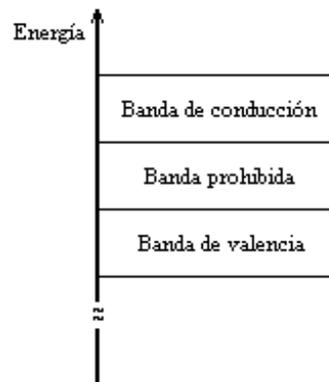


Figura 2.2: Diagrama de bandas de energía para una estructura cristalina típica.

Los semiconductores, metales y aislantes están formados por un arreglo cristalino de átomos en el cual los vecinos más cercanos están unidos por enlaces covalentes, como se

muestra en la Figura 2.1; aunque en realidad el orden de los átomos para cualquier material es tridimensional. La estructura ordenada de los átomos causa que los electrones en el orbital más externo de cualquier átomo se vea influenciado por todos los demás átomos dentro del cristal. Este efecto, llamado *efecto de orden de largo alcance*, transforma los niveles discretos de energía del electrón de un sólo átomo, en bandas de energía disponibles para todos los electrones dentro del cristal. La banda con mayor energía es llamada *banda de conducción* y la de menor energía es la *banda de valencia*. Además, los saltos de energía entre los niveles discretos de los electrones de un átomo se transforman en lo que se conoce como banda prohibida. Esquemáticamente se ilustran estas bandas en la Figura 2.2.

La estructura de bandas también puede ser descrita en términos de enlaces químicos. La banda de valencia contiene a los electrones que están atados por enlaces covalentes, la banda de conducción contiene a los electrones que son libres y la banda prohibida representa la energía requerida para romper el enlace de los electrones[13].

2.1.2. Conceptos básicos

Bajo condiciones normales, todos los materiales absorben luz en lugar de emitirla. Este tipo de procesos pueden ser explicados considerando un sistema con dos niveles de energía, E_1 y E_2 , y dos densidades atómicas, N_1 y N_2 , que corresponden al estado *base* y *excitado* de los átomos en el medio activo, respectivamente, Figura 2.3; y en el cual se hace incidir un flujo de fotones, cuya energía está definida por la ecuación (2.1):

$$E = h\nu \quad (2.1)$$

donde:

E es la energía del fotón,

h es la constante de Plank ($6,626 \times 10^{-34}$ [Js])

ν es la frecuencia de la luz incidente.

Si la energía del fotón de la luz incidente es aproximadamente la misma que la diferencia E_g :

$$E_g = E_2 - E_1 \quad (2.2)$$

entonces el fotón es absorbido, Figura 2.3(a), provocando que un átomo pase a su nivel excitado E_2 . La luz incidente es atenuada como resultado de muchos eventos similares

que ocurren dentro del medio activo. Los átomos excitados eventualmente regresarán a su estado normal, o *base*, y emitirán luz en el proceso. La emisión de luz puede ocurrir a través de dos procesos fundamentales conocidos como emisión espontánea y emisión estimulada.

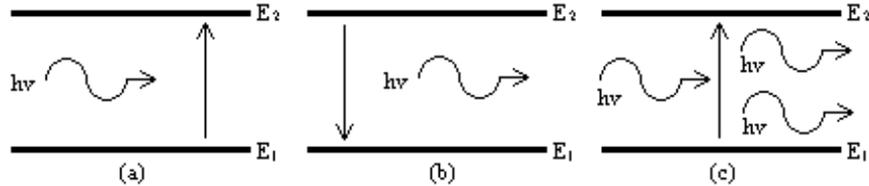


Figura 2.3: Procesos fundamentales que ocurren entre dos estados de energía de un átomo: (a) absorción; (b) emisión espontánea; y (c) emisión estimulada.

La emisión espontánea, Figura 2.3(b), aparece cuando los átomos decaen al nivel E_1 y por lo tanto aportan su exceso de energía en forma de fotones a la cavidad. Esta emisión es en forma aleatoria, sin ninguna relación de fase entre ellos.

Por otro lado, en la emisión estimulada, Figura 2.3(c), cuando la energía del fotón es al menos igual a $E_g = h\nu$, se induce una transición de una partícula en un nivel alto a un nivel de energía más bajo, y en el proceso se emite un fotón clonado en el mismo modo que el fotón inicial; esto es, a la misma frecuencia, con la misma polarización, con la misma fase y en la misma dirección. Estos dos fotones en turno pueden servir para estimular la emisión de dos fotones adicionales y continuar de esta manera.

En equilibrio térmico la emisión espontánea predomina sobre la emisión estimulada. Es por ello que se debe trabajar lejos del equilibrio térmico y esta condición es lograda bombeando el sistema con una fuente de energía externa. Para que la emisión estimulada sea el proceso dominante, además de que se cuente con el bombeo externo, debe cumplirse que la densidad de portadores en el nivel de mayor energía sea mayor que en el nivel de menor energía, esto es $N_2 > N_1$. Esta condición es conocida como *inversión de población* y es el prerequisite para el funcionamiento de un amplificador óptico de semiconductor. En sistemas atómicos esto se logra usando esquemas de bombeo de más de dos niveles, de tal forma que la fuente de energía externa lleve a la población atómica del estado base a una capa del estado excitado que se encuentre sobre el estado de energía E_2 . Ésta población, a su vez, decrecerá por procesos de emisión espontánea sumamente rápidos al nivel E_2 , a partir del cual se llevará a cabo la emisión estimulada, [3].

2.1.3. Niveles de energía de Fermi y la distribución de Fermi-Dirac

A partir de la banda de valencia, la banda de conducción y la banda prohibida en un semiconductor, se presenta el nivel de energía de Fermi, E_F , Figura 2.4. Considerando la probabilidad de encontrar un electrón a un nivel de energía E , y suponiendo que los niveles de energía están tan cerca unos de otros que la banda que los contiene se puede considerar un medio continuo. Cuando la temperatura absoluta T es igual a 0 [K] todos los electrones pueden ser encontrados en cualquier nivel de energía por debajo de E_F . Pero cuando la temperatura absoluta está sobre cero, esta energía térmica excitará a algunos electrones de tal forma que ocuparán niveles de energía superiores a E_F . Esta consideración es formalmente descrita como:

Cuando $T = 0$ [K],

$$f(E) = 1 \text{ para } E < E_F \quad (2.3a)$$

$$f(E) = 0 \text{ para } E > E_F \quad (2.3b)$$

Cuando $T > 0$ [K],

$$f(E) = \{1 + \exp[(E - E_F)/k_B T]\}^{-1} \quad (2.4)$$

en donde k_B es la constante de Boltzmann ($k_B = 1.38 \times 10^{-23}$ [J/K]). La ecuación (2.4) es conocida como la *distribución de Fermi-Dirac*.

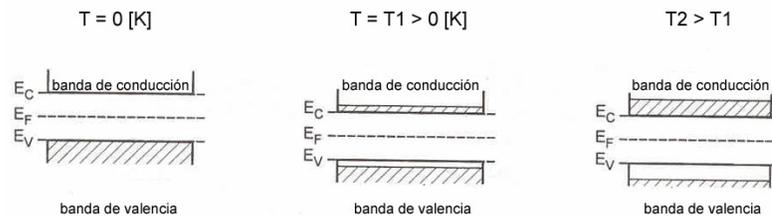


Figura 2.4: Nivel de energía de Fermi. Distribución a distintas temperaturas.

Las ecuaciones (2.3) y (2.4) sirven como definición de los *niveles de energía de Fermi* y la Figura 2.4 ilustra esta definición. En la Figura 2.4 el nivel de energía de Fermi, E_F , está a la mitad entre los bordes de los niveles de la banda de valencia, E_V , y la banda de conducción, E_C .

A $T = 0$ [K], todos los niveles de energía menores a E_F se encuentran llenos, como la ecuación (2.3) lo establece. Conforme la temperatura se incrementa, cada vez más electrones son excitados térmicamente, de tal forma que adquieren suficiente energía para saltar la banda prohibida y ocupar niveles de energía mayores en la banda de conducción.

2.1.4. Dopado de semiconductores

Hasta este punto, la discusión que se ha hecho ha sido con respecto a materiales de semiconductor *intrínseco*, esto es, materiales en los que la concentración de huecos y electrones es la misma. Esto implica que el nivel de Fermi para un material de semiconductor intrínseco yace justo en medio de la banda prohibida, Figura 2.5(a). Un ejemplo muy claro de este tipo de material es un material puro que está constituido de átomos de un sólo tipo, como el silicio o el germanio. Sin embargo, un compuesto como el GaAs, por ejemplo, también puede ser intrínseco: no importa cuántos átomos distintos constituyan la estructura cristalina de un material semiconductor, la única característica que determina si un material es intrínseco es si hay una igual concentración de huecos y electrones dentro de él.

Para facilitar el salto de la banda prohibida, se pueden insertar átomos de otros materiales. Estos materiales adicionales son llamados *dopantes*. Por ejemplo, los átomos de arsenico (As) tienen cinco electrones de valencia en su orbital exterior, y el germanio (Ge) tiene sólo cuatro. Estas estructuras tienen una estructura cristalina muy similar. Cuando los átomos de arsenico son agregados al germanio, cada ión de As reemplaza a un ión de Ge dejando la estructura del material sin cambios pero agregando un electrón que está listo para moverse cuando un pequeño voltaje externo sea aplicado. En este tipo de materiales hay mayor cantidad de portadores con carga negativa, por lo que son llamados semiconductores tipo *n*. Por otra parte, cuando, por ejemplo, átomos de boro (con sólo tres electrones de valencia) son agregados al germanio, los huecos (portadores con carga positiva) exceden a los electrones y se obtiene semiconductores tipo *p*. Un semiconductor dopado es llamado material *extrínseco*.

El dopado cambia la configuración de los niveles de energía dramáticamente: en el material de tipo *n* el nivel de energía de Fermi está más cerca de la banda de conducción, Figura 2.5(b), mientras que para un material de tipo *p* el nivel de energía de Fermi se aproxima a la banda de valencia, Figura 2.5(c).

Una gran ventaja del dopado de semiconductores es que los electrones en un material de tipo *n* extrínseco tiene que saltar una barrera de energía mucho menor que en un

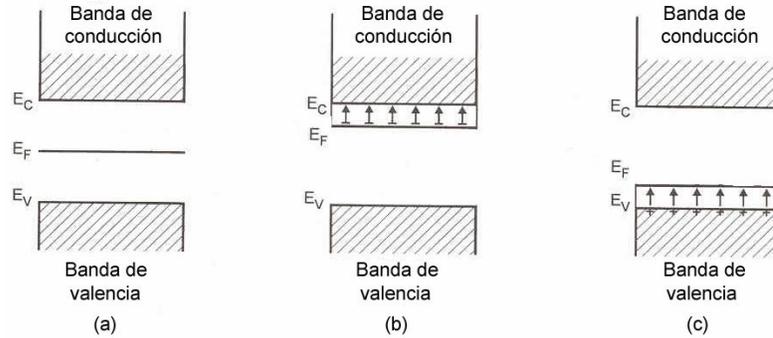


Figura 2.5: Bandas y niveles de energía de Fermi para materiales semiconductores: (a) intrínsecos, (b) extrínsecos tipo n y (c) extrínsecos tipo p .

material de tipo intrínseco. Esto quiere decir que es más fácil crear portadores de carga negativa (electrones libres) en la banda de conducción, en este tipo de material. Una consideración similar es hecha para los portadores de carga positiva (huecos libres). Entonces, el resultado del dopado es que los semiconductores de tipo n y de tipo p tienen una alta concentración de electrones y de huecos móviles.

2.1.5. Juntura p - n

Al poner en contacto dos semiconductores de tipo n y de tipo p hechos del mismo material, lo primero que ocurre (durante, quizá, un par de nanosegundos) es que los electrones libres del material n fluyen al material p y los huecos libres del material p se mueven hacia el material n . Pero tan pronto los electrones terminan de moverse, dejan iones positivos inmóviles (con los cuales han hecho que el material sea eléctricamente neutro) del lado del material n . También los huecos dejan iones negativos inmóviles en el material p . Este movimiento de portadores es llamado difusión de electrones y huecos y tiene como resultado un campo eléctrico, con potencial V_D , que evita que los portadores sigan moviéndose (también es llamada barrera de potencial); es decir, se alcanza el equilibrio estático.

El punto es que: en equilibrio, los niveles de energía de Fermi dentro del material n y del p es el mismo. En efecto, si dos materiales, por ejemplo A y B, son puestos en contacto físico y están en equilibrio, entonces deben de tener la misma distribución de Fermi-Dirac. Esto significa que $f_A(E) = f_B(E)$. Puesto que $k_B T$ tiene el mismo valor para ambos materiales, de la ecuación (2.4) se tiene que $E_{FA} = E_{FB}$. Después de un corto lapso de tiempo, las bandas de energía en la juntura p - n alcanzan la posición mostrada en la

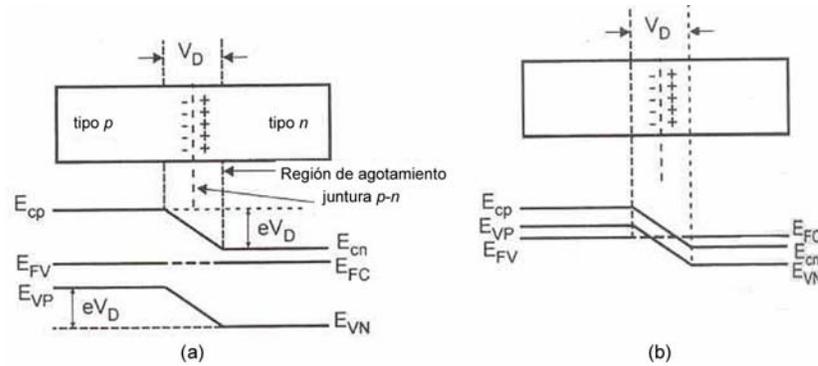


Figura 2.6: Bandas de energía para una juntura $p-n$.

Figura 2.6(a). Lo que se puede observar es que el equilibrio se alcanza cuando los niveles de Fermi de la banda de conducción y de valencia quedan alineados. Para materiales altamente dopados, los niveles de Fermi se encuentran dentro de la banda de conducción y de valencia, como se muestra en la Figura 2.6(b).

En la región que rodea la juntura, conocida como región de agotamiento, los electrones y huecos están presentes simultáneamente. Estos electrones y huecos pueden recombinarse a través de emisiones estimuladas, principalmente, y generar o amplificar luz. Por lo tanto, un amplificador óptico de semiconductor (AOS) está formado por una juntura $p-n$; que a su vez está formada por materiales de semiconductor de tipo p y de tipo n los cuales se encuentran en contacto físico.

2.1.6. Polarización

Cuando se aplica un voltaje externo a una juntura $p-n$, la juntura se dice que está polarizada. Polarización directa significa aplicar el voltaje positivo al material p y el voltaje negativo al material n . Al polarizar directamente una juntura $p-n$, ésta ya no se encontrará en equilibrio. Esto es porque un número significativo de electrones adquirirán suficiente energía de la fuente de polarización para saltar la región de agotamiento; esto es, un flujo de electrones que pasa a través de la región de agotamiento cuando son atraídos por el voltaje positivo. Esta misma consideración es hecha para los huecos. Como resultado los niveles de Fermi serán diferentes para los materiales de tipo p y n de un semiconductor en polarización directa, Figura 2.7(a).

La polarización directa reduce, sino es que prácticamente hace desaparecer, la barrera

de potencial haciendo que los electrones libres fluyan fácilmente del material n al material p . La misma situación ocurre para los huecos; sin embargo, cuando la juntura $p-n$ se encuentra en polarización inversa, la barrera de potencial se incrementa significativamente, Figura 2.7(c). Entonces, muy pocos electrones pueden superar esta barrera y no hay flujo de portadores.

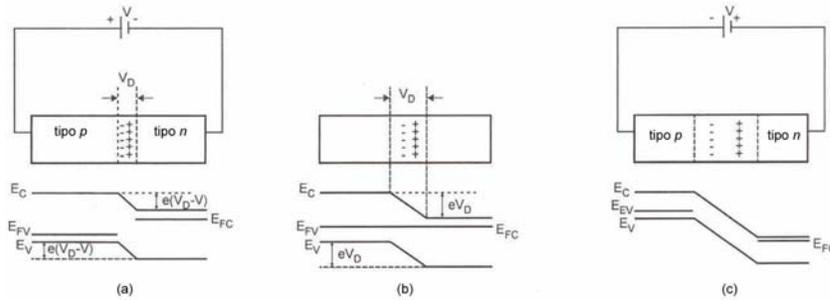


Figura 2.7: Bandas de energía de una juntura $p-n$ en: (a) polarización directa, (b) sin polarizar, y (c) polarización inversa.

2.1.7. Conservación de la energía y del momento

Hasta ahora el diagrama de las bandas de energía que se ha considerado, Figura 2.2, ha servido para entender la operación básica de un amplificador óptico de semiconductor (AOS), en el cual sólo se presenta el eje vertical, el de la energía.

Cuando se describe la absorción y emisión de un fotón, se opera con los niveles de energía E_1 y E_2 dentro de las bandas de valencia y de conducción, respectivamente, Figura 2.3. Esto es, la energía de un fotón es igual a la diferencia expresada por la ecuación (2.2). Puesto que la energía de un fotón determina la frecuencia o longitud de onda, λ , de la luz emitida o absorbida, parecería que lo único que es necesario conocer es la ley de la conservación de la energía, ecuación (2.2). Sin embargo, esto no es suficiente. Los procesos de radiación y absorción en un AOS también deben de cumplir la ley de la conservación del momento, la cual se presenta a continuación.

Sea el vector de onda de un electrón \mathbf{k} , cuya magnitud es igual a:

$$|\mathbf{k}| \equiv k = \frac{2\pi}{\lambda} \tag{2.5}$$

La dirección de este vector es la dirección de la velocidad de un electrón, v . Además, sea \mathbf{p} el momento del electrón:

$$\mathbf{p} = m^*v \quad (2.6)$$

donde m^* es la masa efectiva del electrón². Como toda partícula elemental, un electrón presenta la dualidad onda-partícula, la cual está formalmente descrita por la fórmula de de Broglie:

$$p = \frac{h}{\lambda} \quad (2.7)$$

donde h es la constante de Plank. Puesto que ambos vectores (el momento del electrón \mathbf{p} y el vector de onda del electrón \mathbf{k}) tienen la misma dirección, su relación está dada por:

$$\mathbf{p} = (\hbar)\mathbf{k} \quad (2.8)$$

en la cual $\hbar = h/2\pi$. Por lo tanto, la ley de la conservación del momento para una transición óptica de la banda de conducción (el estado inicial, k_e , magnitud del vector de onda del electrón) a la banda de valencia (el estado final, k_h , magnitud del vector de onda del hueco) es reducida a la regla de conservación de k :

$$\Delta k = k_e - k_h + k_{fot} \approx 0 \quad (2.9)$$

donde k_{fot} es la magnitud del vector de onda del fotón. La magnitud del vector de onda de un fotón es de dos órdenes de magnitud menor que el número de onda de los otros dos vectores (k_e y k_h); en consecuencia, a partir de la ecuación (2.9), se puede hacer la siguiente aproximación:

$$k_e - k_h = 0 \quad (2.10)$$

2.1.8. Diagrama energía-momento

Existe una relación entre la energía, E , y el vector de onda, \mathbf{k} , de todos los elementos involucrados en la transición óptica en un *SOA*. La relación entre la energía y el momento, el diagrama $E - \mathbf{k}$, proporciona información importante acerca de la disponibilidad de estados en la banda de conducción y de valencia.

La relación entre la energía E y el vector de onda \mathbf{k} está dado por la siguiente ecuación[4]:

²La masa efectiva del electrón describe dos características importantes del electrón: su dualidad onda-partícula y su interacción con la estructura cristalina del *AOS*[4].

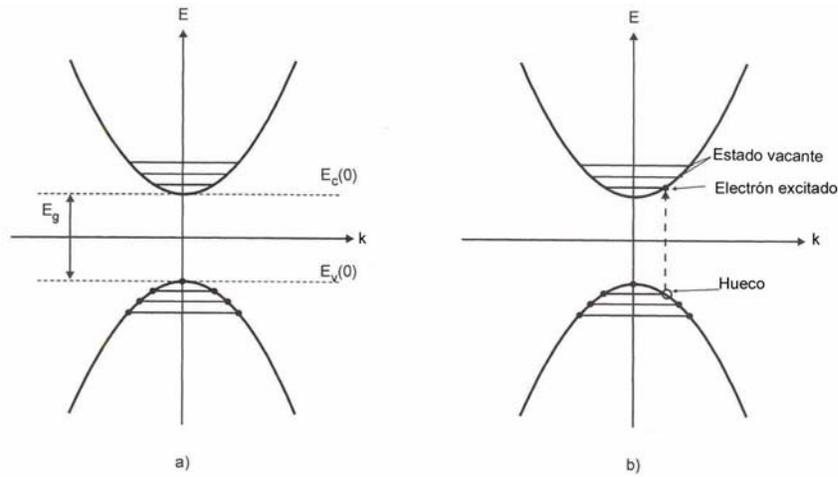


Figura 2.8: Diagrama $E-k$: (a) cuando $T = 0$ [K]; (b) cuando $T > 0$ [K].

$$E = \frac{1}{2}m^*v^2 = \frac{p^2}{2m^*} = \frac{(\hbar k)^2}{2m^*} \quad (2.11)$$

Si ahora representamos las bandas de energía, dibujando la energía E a lo largo del eje vertical y el vector de onda a lo largo del eje horizontal, se tendrán parábolas representando a las bandas de conducción y de valencia. Pero se debe de recordar que en el dominio de la física cuántica, donde \mathbf{p} y \mathbf{k} son cantidades discretas, la ecuación (2.11) define un conjunto de niveles de energía, E , para cada valor de \mathbf{k} . Estos niveles de energía están tan cerca uno de otro que suelen representarse como bandas de energía. La Figura 2.8 es llamada diagrama $E - \mathbf{k}$ (energía-momento).

2.1.9. Materiales semiconductores de banda prohibida directa e indirecta

Dentro de las transiciones entre las bandas de energía y de conducción, en el espacio $E - \mathbf{k}$, sólo dos posibilidades existen. Una es que la porción mínima de la banda de conducción se encuentre directamente sobre el segmento máximo de la banda de valencia, esta situación es mostrada en la Figura 2.9(a). Tal material es conocido como semiconductor de *banda prohibida directa*. La segunda posibilidad es cuando la porción mínima de la banda de conducción y el segmento máximo de la banda de valencia se encuentran separados. Este material es llamado semiconductor de *banda prohibida indirecta*, Figura 2.9(b).

Ambas leyes, la del momento y la de la conservación de la energía, se cumplen plenamente en los semiconductores de *banda prohibida directa*. Y para que los semiconductores de *banda prohibida indirecta* cumplan cabalmente con estas leyes es necesario el empleo de un fonón, lo cual no es deseable.

Los semiconductores de *banda prohibida directa* presentan una fuerte y muy probable interacción (o emisión estimulada), entre la radiación externa y el material. Por el contrario, los semiconductores de *banda prohibida indirecta* experimentan una débil y menos probable interacción entre la radiación externa y los materiales semiconductores, y en su lugar existirá una radiación térmica. Esta es la razón por la que únicamente materiales de semiconductor de *banda prohibida directa* son usados para fabricar amplificadores ópticos, diodos láser y LEDs. Ejemplos de este tipo de materiales son los compuestos: GaAs, AlGaAs, InP y InGaAsP.

No hay que olvidar que lo que se busca de los materiales de semiconductor es generar o amplificar luz. Por lo que es necesario considerar a los procesos desde este punto de vista; es decir, es importante reconocer que las transiciones de electrones excitados de la banda de conducción a la de valencia son puramente radiativas en semiconductores de *banda prohibida directa* y son acompañadas por transiciones no radiativas en semiconductores de *banda prohibida indirecta*. Esto es porque para conservar el momento de todas las partículas involucradas en la transición (electrones, huecos y fotones), el proceso de radiación en semiconductores de *banda prohibida indirecta* esta acompañada por la emisión de fonones no radiativos de luz. Esta es otra razón por la cual sólo semiconductores de *banda prohibida directa* son usados para fabricar AOS.

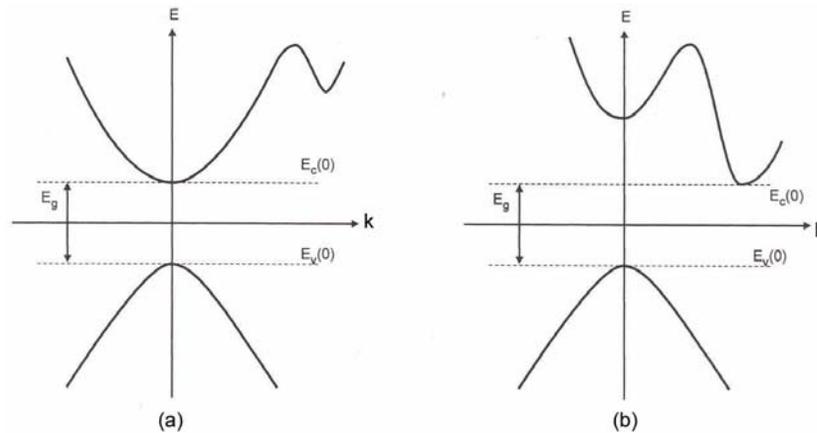


Figura 2.9: Semiconductores con banda prohibida directa (a) e indirecta (b).

2.1.10. Homoestructuras y heteroestructuras

La juntura $p-n$ mostrada en la Figura 2.6, es llamada *homoestructura* dado que el mismo material semiconductor es usado en ambos lados de la juntura. Un problema con la homoestructura es que la recombinación de electrones y huecos ocurre sobre una región relativamente extensa ($\sim 1-10 [\mu m]$) [3]. Puesto que los portadores no son confinados a la vecindad inmediata de la juntura, es difícil alcanzar una alta densidad de portadores. Este problema de confinamiento puede ser resuelto colocando una capa más delgada entre las capas de tipo p y tipo n de tal forma que su banda prohibida sea más pequeña que la de las capas que la rodean.

La capa media puede o no estar dopada, dependiendo del diseño del dispositivo; su papel es confinar a los portadores inyectados dentro de ella. Este confinamiento ocurre como resultado de la discontinuidad de bandas prohibidas en la juntura entre los dos materiales semiconductores, los cuales tienen la misma estructura cristalina. Estas junturas son llamadas *heteroestructuras* y tales dispositivos son llamados *heteroestructuras dobles*, Figura 2.10. Dado que el grosor de la capa intermedia puede ser ajustada a las necesidades del diseño (típicamente, $\sim 0.1 [\mu m]$), se puede alcanzar una alta densidad de portadores para bajas corrientes de alimentación.

Los beneficios de utilizar las heteroestructuras de materiales de semiconductor son muy importantes en el desarrollo e implementación de amplificadores ópticos. Como ya se mencionó, la diferencia entre la banda de conducción y la de valencia (la banda prohibida) ayuda a confinar portadores en la capa intermedia, también llamada *capa o región activa* puesto que es ahí donde se genera y amplifica la luz. Sin embargo, esta capa también tiene un índice de refracción mayor que las capas de tipo p y tipo n que la rodean, y es ocasionado por el simple hecho de que su banda prohibida es más pequeña, estos efectos se muestran esquemáticamente en la Figura 2.11. Como resultado de esta diferencia en el índice de refracción, la región activa actúa como una guía de ondas dieléctrica y soporta modos ópticos cuyo número puede controlarse con sólo ajustar sus dimensiones físicas. En conclusión: una heteroestructura confina la luz generada a la región activa.

2.1.11. Estructuras de los amplificadores ópticos de semiconductor

La estructura más simple de un amplificador óptico de semiconductor consiste de una capa delgada o región activa (con un grosor de aproximadamente $0.1 [\mu m]$) con una banda prohibida menor y situada entre otras dos capas de otro material semiconductor de tipo p y tipo n . La heteroestructura $p-n$ resultante es directamente polarizada por medio de

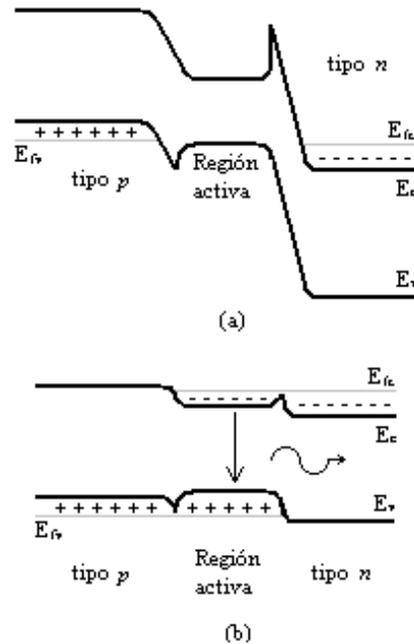


Figura 2.10: Diagrama de bandas de energía de una juntura $p-n$ de doble heteroestructura en (a) equilibrio térmico y (b) directamente polarizada.

contactos metálicos. Tales dispositivos son llamados *amplificadores de semiconductor de área extensa* debido a que la corriente es inyectada sobre el área, relativamente amplia, de la cubierta metálica del amplificador. La Figura 2.12 muestra dicha estructura. La luz es emitida por las dos caras en la forma de un haz elíptico de dimensiones $\sim 1 \times 100$ [μm^2]. Como se mencionó anteriormente, la capa activa actúa como una guía planar de ondas debido a que su índice de refracción es más grande que el de las capas que la rodean ($\Delta n \approx 0,3$). En forma similar a las fibras ópticas, soporta cierto número de modos, conocidos como *modos transversales*. En la práctica la capa activa es lo suficientemente delgada (~ 0.1 [μm]) para que soporte un único modo transversal. Sin embargo, no hay un mecanismo de confinamiento de la luz en las direcciones laterales paralelas al plano de la juntura. En consecuencia, la luz generada se esparcirá sobre todo el ancho del amplificador. Los amplificadores de semiconductor de área extensa no son muy eficientes y por lo tanto no son usados en los sistemas de comunicaciones ópticas. Las mayores desventajas son: una alta corriente de alimentación y un patrón espacial demasiado elíptico, el cual es muy sensible a la corriente inyectada. Estos problemas pueden ser resueltos introduciendo un

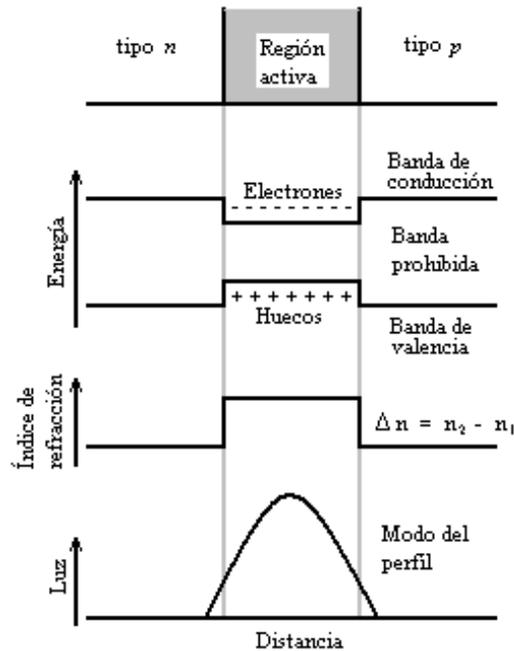


Figura 2.11: Confinamiento de los portadores y de la luz generada mediante el uso de la doble heteroestructura. La capa central tiene una banda prohibida menor y un índice de refracción mayor que las capas n y p que la rodean.

mecanismo para confinar a la luz en las direcciones laterales. Este tipo de amplificadores de semiconductor son clasificados en dos grandes categorías, las cuales se presentan a continuación.

2.1.12. Amplificadores de semiconductor con ganancia guiada

Un sencillo esquema resuelve el problema de confinamiento de la luz y es limitando la corriente de inyección sobre una cinta estrecha sobre el amplificador. Tales amplificadores son conocidos como *amplificadores de semiconductor de geometría de cinta*[14]. La Figura 2.13 muestra la estructura de un amplificador de este tipo.

Se puede observar que una capa de un material dieléctrico (SiO_2) es depositada en la parte superior de la capa p con una apertura central a través de la cual es inyectada la corriente. Existen muchos otros diseños, pero el funcionamiento en todos ellos es prácticamente el mismo: la corriente es inyectada sobre una cinta central estrecha, de

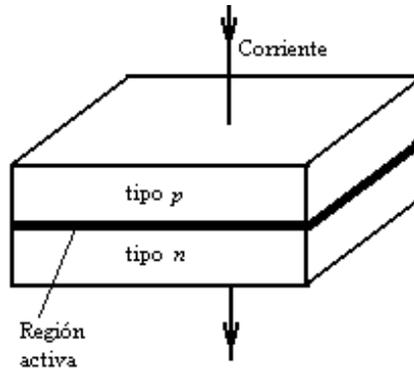


Figura 2.12: Amplificador de semiconductor de área extensa. La capa activa esta colocada entre dos capas tipo p y tipo n cuya banda prohibida es más grande.

aproximadamente $5 [\mu m]$ de ancho, que induce una mayor distribución espacial de la densidad de los portadores en el centro del dispositivo. La ganancia óptica también tiene un valor máximo en el centro de la cinta. Puesto que la capa activa presenta grandes pérdidas debido a la absorción en las regiones que no están bajo la cinta central, la luz es confinada a la región bajo la cinta. Estos dispositivos reciben su nombre al hecho de que para el confinamiento de la luz basan su funcionamiento en el confinamiento de la ganancia. Su corriente de alimentación está típicamente entre los $50 [mA]$ y los $100 [mA]$, y la luz es emitida en forma de un haz elíptico de dimensiones $\sim 1 \times 5 [\mu m^2]$ [3]. Su principal desventaja es que el tamaño del haz no es estable cuando se incrementa la potencia del amplificador; y es por ello que no son tan comúnmente usados en sistemas ópticos de telecomunicaciones.

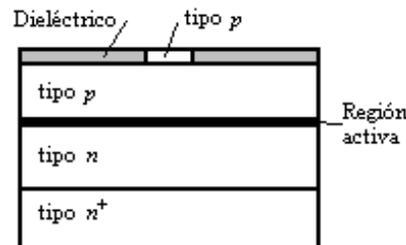


Figura 2.13: Sección transversal de la estructura de un amplificador de geometría de cinta utilizado en el diseño de un amplificador de semiconductor de ganancia guiada.

2.1.13. Amplificadores de semiconductor con índice de refracción guiado

Otra forma de resolver el problema del confinamiento de la luz es utilizando los *amplificadores de semiconductor con índice de refracción guiado*[14], en los cuales se introduce una diferencia en el índice de refracción Δn_L en la dirección lateral, de tal forma que en la dirección longitudinal se forma un conducto, así como en la dirección transversal se forma una guía de ondas por el diseño de la heteroestructura. Estos amplificadores pueden ser subclasificados como amplificadores de semiconductor con índice de refracción guiado fuertes y débiles, dependiendo de la magnitud de Δn_L . La Figura 2.14 muestra dos ejemplos de este tipo de amplificadores.

Un diseño de amplificadores de semiconductor con índice de refracción guiado débil es conocido como *amplificador con guía de ondas acanalado*, en el cual un canal es formado desgastando partes de la capa p . Una capa de material dieléctrico (SiO_2) es depositada para bloquear el flujo de corriente y para formar una débil guía de ondas basada en el índice de refracción. Dado que el índice de refracción en el SiO_2 es considerablemente más bajo que en la región de la capa p , se obtiene una diferencia en su valor ($\Delta n_L \simeq 0,01$) que confina la luz generada a la región del canal. La magnitud de la diferencia en el índice de refracción es sensible a muchos detalles de fabricación, tales como el ancho del canal y la proximidad de la capa de SiO_2 a la capa activa. Sin embargo, la simplicidad en el diseño de este amplificador y su bajo costo de fabricación lo hacen muy atractivo para muchas aplicaciones.

En los amplificadores de semiconductor con índice de refracción guiado fuertes, la región activa de dimensiones $\sim 0.1 \times 1 \text{ } [\mu\text{m}^2]$ es enterrada por varias capas con un índice de refracción más bajo. Por esta razón, tales amplificadores son llamados de heteroestructura enterrada (BH)[3]. Han sido desarrollados diferentes tipos de estos amplificadores, pero todos ellos permiten una gran diferencia en el índice de refracción ($\Delta n_L \simeq 0,1$) en la dirección lateral y, en consecuencia, permiten un fuerte confinamiento de la luz. Debido a su excelente desempeño, estos amplificadores son ampliamente usados en los sistemas ópticos de telecomunicaciones actuales.

2.1.14. Recombinación no radiativa

Cuando una juntura $p-n$ está polarizada, electrones y huecos son inyectados dentro de la región activa, donde se recombinan para generar luz; esta es una recombinación radiativa. Pero, en cualquier semiconductor, los electrones y huecos pueden también recombinarse

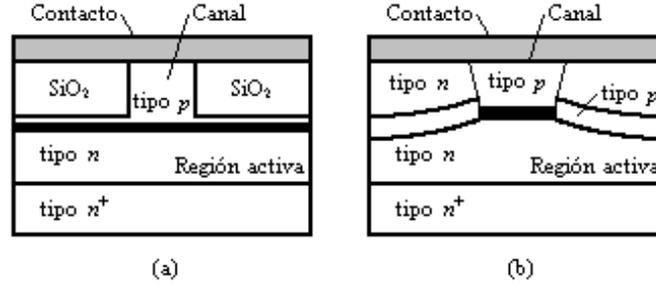


Figura 2.14: Sección transversal de la estructura de un amplificador con índice de refracción guiado: (a) de guía de onda acanalado y (b) de heteroestructura enterrada.

de forma no radiativa. Los mecanismos de recombinación no radiativa incluyen recombinación en trampas o defectos, recombinación superficial, y la recombinación de Auger [14]. Este último mecanismo es particularmente importante para materiales semiconductores emitiendo luz a una longitud de onda en el intervalo de 1300 a 1600 [nm] debido a una banda prohibida relativamente pequeña de su capa activa. En el proceso de recombinación de Auger, la energía liberada durante la recombinación de electrones y huecos es dada a otro electrón o hueco como energía térmica en lugar de producir luz.

Desde el punto de vista de operación del dispositivo, todos los procesos no radiativos son perjudiciales, ya que reducen el número de pares de electrón-hueco que podrían emitir luz. Sus efectos pueden ser considerados en conjunto a través de la *eficiencia cuántica interna*, definida como[3]:

$$\eta_{int} = \frac{R_{rr}}{R_{tot}} = \frac{R_{rr}}{R_{rr} + R_{nr}} \quad (2.12)$$

donde:

R_{rr} es la razón de recombinación radiativa,

R_{nr} es la razón de recombinación no radiativa y

$R_{tot} = R_{rr} + R_{nr}$ es la razón de recombinación total.

Es común presentar los tiempos de recombinación τ_{rr} y τ_{nr} usando las definiciones: $R_{rr} = N/\tau_{rr}$ y $R_{nr} = N/\tau_{nr}$, donde N es la densidad de portadores. Entonces la eficiencia cuántica interna esta dada por:

$$\eta_{int} = \frac{\tau_{nr}}{\tau_{rr} + \tau_{nr}} \quad (2.13)$$

2.1.15. Tiempo de vida de los portadores

La recombinación radiativa puede ser escrita como $R_{rr} = R_{spon} + R_{stim}$ para el caso en general en el cual la recombinación radiativa ocurre por causa de la emisión espontánea (R_{spon}) al igual que para la emisión estimulada (R_{stim}).

Es útil definir una cantidad conocida como *tiempo de vida de los portadores* τ_C , la cual representa el tiempo de recombinación total de los portadores en la ausencia de recombinación estimulada. Está definida por la relación:

$$R_{spon} + R_{nr} = \frac{N}{\tau_c} \quad (2.14)$$

Si R_{spon} y R_{nr} varían linealmente con N , τ_c tiene un valor constante. Pero en la práctica ambos se incrementan en forma no lineal con N de acuerdo con la siguiente expresión:

$$R_{spon} + R_{nr} = AN + BN^2 + CN^3 \quad (2.15)$$

donde:

A es el coeficiente no radiativo debido a la recombinación en los defectos o trampas,

B es el coeficiente de recombinación radiativo espontáneo y

C es el coeficiente de Auger.

El tiempo de vida de los portadores entonces será dependiente de N y se obtiene como:

$$\frac{1}{\tau_c} = A + BN + CN^2 \quad (2.16)$$

En este momento se ha definido formalmente el tiempo de vida de los portadores, τ_C ; sin embargo, en este trabajo de investigación y debido al modelo matemático empleado no se considerarán los coeficientes A , B ni C , y el valor que se adjudicará a τ_C será constante y estará perfectamente definido en todos los cálculos matemáticos en los que se vea involucrado. Esta aproximación es ampliamente usada y en particular cuando el dispositivo trabaja en el régimen de saturación, como en el caso de un convertidor de longitud de onda; por ejemplo, en la referencia [15].

2.2. Nolinealidades inter- e intrabanda de los amplificadores ópticos de semiconductor

La dinámica de los procesos que ocurren dentro de la región activa describen los cambios en las propiedades del material semiconductor, las cuales interactúan con los campos ópticos que se propagan dentro del *AOS*.

Considerando algunas simplificaciones, las interacciones entre los campos ópticos y el material semiconductor están descritas por un conjunto de *ecuaciones de razón de cambio*. Estas ecuaciones diferenciales describen la razón de cambio temporal de las densidades total y local de los portadores. La concentración total de portadores determina el comportamiento de los procesos interbanda, mientras que la densidad local y la temperatura de los portadores determina la dinámica asociada con los efectos intrabanda[16].

2.2.1. Procesos interbanda en amplificadores ópticos de semiconductor

Ganancia óptica

El proceso de emisión estimulada puede predominar sólo si la condición de inversión de población es satisfecha. Para los amplificadores de semiconductor esta condición es alcanzada dopando a las capas de tipo *p* y tipo *n* de tal forma que la separación del nivel de Fermi exceda la banda prohibida bajo la inyección de una corriente eléctrica a la juntura *p-n*. Cuando la densidad de portadores inyectados (N) rebasa el valor conocido como valor de transparencia (N_τ) y la inversión de población es alcanzada, la región activa presenta ganancia óptica. Una señal de entrada propagándose dentro de la capa activa se amplificará en forma exponencial, $\exp(gl)$, donde g es el *coeficiente de ganancia* y l es su posición a lo largo del dispositivo. Conforme N se incrementa, g también se incrementará hasta un valor máximo pico, g_p , sobre un intervalo espectral y hacia una energía de fotones más grande. La alta ganancia que se obtiene en los *AOS* se alcanza en dimensiones menores a 1 [mm], esta propiedad es uno de los factores que hacen tan atractivos a estos dispositivos. Por ejemplo, la Figura 2.15 muestra que la ganancia óptica en un material semiconductor se incrementa rápidamente, una vez que la inversión de población se ha alcanzado.

La dependencia casi lineal de g_p en N sugiere una aproximación empírica de la forma:

$$g_p(N) = a(N - N_\tau) \quad (2.17)$$

donde:

N_{τ} es el valor de transparencia de la densidad de portadores,

a es la ganancia de la sección transversal; también es llamado *ganancia diferencial*.

Los parámetros a y N_{τ} pueden ser estimados a partir de cálculos numéricos o pueden ser medidos experimentalmente. Los amplificadores ópticos con una a grande tendrán un excelente desempeño debido a que alcanzarán una alta ganancia para bajas densidades de portadores y, de la misma forma, para una menor corriente inyectada.

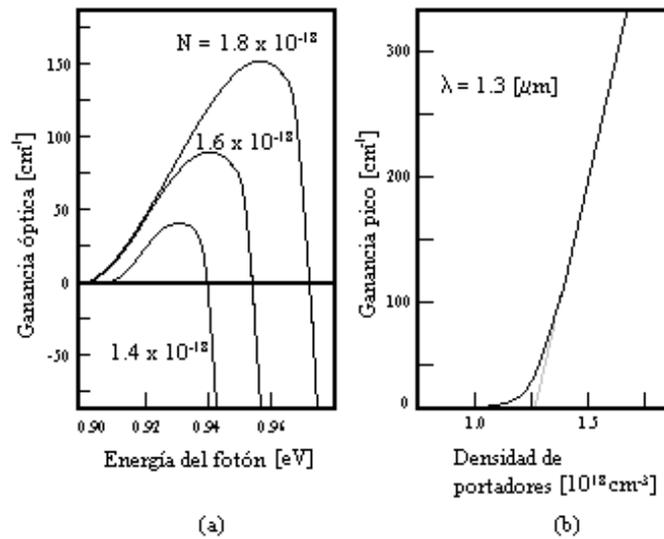


Figura 2.15: Variación de la ganancia y su dependencia en la frecuencia para una capa activa de InGaAsP con un grosor de $1.3 \text{ } [\mu\text{m}]$ para diferentes valores de la densidad de portadores N ; (a) la ganancia g en función de la energía de los fotones y (b) variación de la ganancia pico g_p con respecto a N [3].

Saturación de la ganancia

Consideremos un haz óptico potente incidiendo en un material semiconductor cuyos fotones presentan una energía ligeramente más grande que la banda prohibida. El haz será absorbido por la transición de electrones entre las bandas de valencia y conducción. Si el haz es suficientemente intenso entonces la absorción se saturará debido a que habrá un número limitado de estados de energía en la banda de conducción en donde los electrones terminen. Si ahora el material semiconductor es operado como un amplificador óptico, es decir, es polarizado mediante una corriente eléctrica, entonces el haz incidente será

amplificado en lugar de ser absorbido, y en consecuencia ocurrirá la saturación de la amplificación; esto es, habrá un número limitado de estados que puedan participar en las transiciones y provoquen, todavía, un aumento en la ganancia óptica. De esta manera para ambos sistemas, el pasivo y el activo, la saturación puede ser descrita como un llenado no lineal de bandas de energía mediante la variación de la densidad de portadores dentro de la región activa de un *SOA*, lo cual ocurre en relación con la potencia de la señal óptica de entrada.

La *saturación de la ganancia* ocurre cuando, bajo la inyección de una alta potencia óptica, la concentración de portadores en la región activa disminuye debido a la emisión estimulada, de tal forma que la ganancia del dispositivo también se reduce.

Una descripción analítica simple de la saturación de la ganancia se puede obtener a partir de las ecuaciones de razón de cambio en estado estacionario de los electrones y fotones, asumiendo que el proceso de recombinación está caracterizado por un tiempo de vida τ . Denotando a los coeficientes de ganancia saturada y no saturada como g y g_0 , respectivamente, y asumiendo que están linealmente relacionados a la concentración de electrones, se tiene que:

$$\frac{g_0}{g} = 1 + \frac{P}{P_{sat}} \quad (2.18)$$

donde:

P es la potencia de la señal incidente y

P_{sat} es la potencia de saturación del amplificador, y está dada por:

$$P_{sat} = \frac{EA}{a\Gamma\tau C} \quad (2.19)$$

en la cual:

$E = h\nu$ denota la energía del fotón,

A es el área de la sección transversal de la guía de onda dentro el amplificador y

Γ es el factor de confinamiento.

El factor de confinamiento es un parámetro que simplifica la dependencia espacial del campo electromagnético a una sola variable longitudinal[12]. Físicamente representa la fracción de los modos de energía contenidos en la región activa, o bien, es la cantidad de

energía que se inyecta y se propaga eficientemente a lo largo del eje z de la guía de ondas del *SOA*. El factor Γ está definido matemáticamente como[17]:

$$\Gamma = \frac{\int_0^d \int_0^w |F(x, y)|^2 dx dy}{\int_0^\infty \int_0^\infty |F(x, y)|^2 dx dy} \quad (2.20)$$

en donde:

$F(x, y)$ representa la distribución de los modos dentro de la guía de ondas y

d y w son las dimensiones transversales de la región activa.

La potencia de saturación[18] (P_{sat}), en la Figura 2.16, está definida como la potencia del amplificador para la cual la ganancia del amplificador disminuye 3 [dB], o bien, disminuye a la mitad de su valor de la ganancia sin saturar, G_0 .

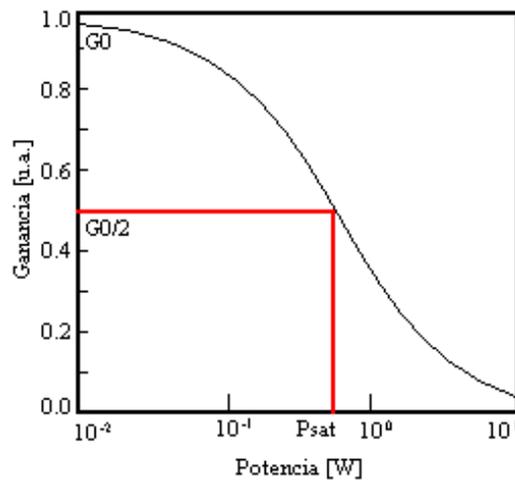


Figura 2.16: Curva de saturación de la ganancia de un amplificador óptico de semiconductor.

Factor de Henry

Asociado con la saturación de la ganancia, se encuentra el proceso no lineal correspondiente en el índice de refracción, [16]. El cambio en el índice de refracción, con respecto a la concentración de portadores dentro de un amplificador óptico de semiconductor, es ocasionado por las emisiones de los portadores libres y los efectos de dispersión. Es una buena aproximación asumir que el índice de refracción n , varía con la concentración de

portadores N y tras una manipulación de las ecuaciones de razón de cambio en estado estacionario se obtiene[17]:

$$\alpha_N = -2 \frac{\frac{\partial k}{\partial N}}{\frac{\partial g}{\partial N}} \quad (2.21)$$

en la cual k es la constante de propagación del campo óptico:

$$k = \frac{2\pi n}{\lambda} \quad (2.22)$$

y:

λ es la longitud de onda del campo óptico en el vacío.

El factor α_N llamado factor de incremento del ancho de línea (*LEF*) o Factor de Henry[19], es un parámetro clave en los amplificadores ópticos de semiconductor, pues describe el acoplamiento entre los cambios de fase inducidos y los cambios de amplitud de una señal dentro de la región activa de material semiconductor. Valores pequeños del factor α_N son recomendados

Existe también un factor que se encuentra en función de la temperatura de los portadores, matemáticamente es:

$$\alpha_T = -2 \frac{\frac{\partial k}{\partial T}}{\frac{\partial g}{\partial T}} \quad (2.23)$$

El modelo matemático en el que se basa este trabajo de investigación considera a ambos factores; sin embargo, los factores α_N y α_T sólo afectan la fase del campo de salida y su espectro.

Velocidad de respuesta

Las propiedades dinámicas de las no linealidades interbanda en los amplificadores ópticos están gobernadas por el *tiempo de vida efectivo de los portadores* [16] τ_{eff} , definido como:

$$\frac{1}{\tau_{eff}} = \frac{1 + \frac{P}{P_{sat}}}{\tau_c} \quad (2.24)$$

en la cual:

τ_c es el tiempo de vida de los portadores.

Típicamente τ_c yace en el rango de 100 a 750 [ps], disminuyendo cuando se incrementa la corriente I . Puesto que la potencia P es el valor medio en el amplificador, este parámetro puede tomar valores más grandes que la magnitud de la potencia de entrada, y por lo tanto reducir el tiempo de vida efectivo a valores del orden de varias decenas de picosegundos. Esta combinación de alta corriente y una potencia óptica moderada de entrada ha sido usada para obtener una respuesta más rápida de los amplificadores ópticos para la conversión de longitud de onda usando saturación en la ganancia.

2.2.2. Procesos intrabanda en amplificadores ópticos de semiconductor

Para pulsos cuyo ancho es apenas menor que el tiempo de vida de los portadores, la saturación de la ganancia está determinada por la potencia de saturación. Bajo estas condiciones la ganancia del amplificador es independiente del ancho del pulso. Sin embargo para anchos de pulso menores a unos cuantos picosegundos se encuentra, experimentalmente, que la energía de saturación es dependiente del ancho del pulso. Este descubrimiento ha sido exitosamente explicado por un modelo teórico que incluye dos procesos intrabanda: el calentamiento de portadores (CH) y el quemado de un hueco espectral (SHB) [20].

Estos procesos afectan la distribución de portadores dentro de la banda de energía, pero dejan al total de la concentración sin cambio[16].

Quemado de un hueco espectral (SHB)

El quemado de un hueco espectral es la formación de una cavidad en la distribución de los electrones en los niveles de energía de Fermi debido al proceso de recombinación estimulada. La distribución es restablecida mediante la dispersión de portador a portador [21] con una constante de tiempo (τ_{SHB}) de alrededor de 100 [fs] [22].

Calentamiento de portadores (CH)

El calentamiento de portadores ocurre debido a que la emisión estimulada remueve portadores cuya temperatura es menor que la temperatura promedio, esto es, aquellos con una energía menor que la energía promedio de la distribución de Fermi; adicionalmente, algunos portadores son transferidos a niveles de energía más altos debido a la absorción de portadores libres. Debido a que la distribución original de los portadores tiende a ser inmediatamente restaurada, la pérdida de estos portadores “fríos” incrementa la temperatura de toda la distribución.

El equilibrio en la distribución de los portadores se restablecerá a la temperatura de la estructura cristalina del AOS mediante la dispersión de portador a fonón[21]. Valores típicos para esta constante de tiempo (τ_{CH}) se encuentran entre los 250 y los 700 [fs][22].

Compresión no lineal de la ganancia

Cuando un campo óptico potente es introducido a un amplificador óptico de material semiconductor, ocurren numerosas variaciones en las distribuciones de los portadores y en su temperatura, en específico dentro de las bandas de conducción y de valencia debido principalmente a los procesos de *SHB* y *CH*. Estas distribuciones en desequilibrio ocasionan una mayor modulación en la saturación de la ganancia, fenómeno que usualmente es referido como *efecto de compresión no lineal de la ganancia*. La compresión de la ganancia está representada por los coeficientes de compresión de la ganancia: ϵ_{SHB} y ϵ_{CH} , para los procesos ya mencionados.

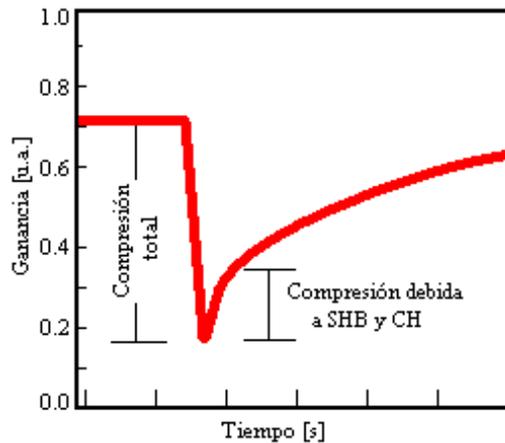


Figura 2.17: Compresión no lineal de la ganancia, total y originada por los procesos ultra rápidos de SHB y CH.

Esta compresión en la ganancia se recupera rápidamente debido a que una nueva distribución se alcanza a través de las constantes de tiempo (τ_{SHB} y τ_{CH}) que caracterizan a los procesos intrabanda ultra rápidos descritos. Este proceso se ilustra en la Figura 2.17.

2.2.3. Dinámica inter- e intrabanda en un amplificador óptico de semiconductor

La dinámica de la ganancia en un amplificador óptico de semiconductor está sustentada en la variación de los portadores libres. La variación total en la densidad de portadores y su distribución de energía dentro de las bandas de energía son causadas por las transiciones inter- e intrabanda. La primera son transiciones de los portadores entre las bandas de conducción y de valencia, mientras que la última modifica la distribución de energía de portadores dentro de la misma banda.

Para distinguir los diferentes procesos físicos que afectan a los portadores libres en un *AOS* se considerarán los efectos de un pulso óptico ultra corto (con una energía superior al valor de la banda de energía prohibida) en la distribución de portadores libres[23]. La Figura 2.18 muestra esquemáticamente tales efectos dentro de la banda de conducción. Como se puede apreciar, la densidad de portadores es el producto de la densidad de estados en la banda de conducción y una función de distribución.

En el estado estacionario, antes de la llegada del pulso, se encuentra una distribución de densidad de portadores de Fermi-Dirac, Figura 2.18(a). Una vez que el pulso es inyectado en el *AOS*, interactuará sólo con los electrones de un intervalo estrecho a cierto nivel de energía, removiendo portadores por emisión estimulada (siempre y cuando el *AOS* esté operando en régimen de ganancia) y creando una cavidad en la densidad de portadores, proceso *SHB*, Figura 2.18(b).

Cuando el pulso óptico ha salido del *AOS* la distribución tenderá nuevamente a ser una de Fermi-Dirac; pero la emisión estimulada removió portadores con una energía menor que la energía promedio de la distribución, además de que la absorción de portadores con una mayor energía contribuirán a incrementar la energía promedio de la distribución. Entonces, a pesar de que es restaurada la distribución de Fermi, la temperatura de los portadores es más alta que la temperatura de la estructura cristalina del *AOS*, proceso *CH*, Figura 2.18(c).

A continuación, la temperatura disminuirá por medio de la emisión de fonones y se aproximará a la temperatura de la estructura cristalina del *AOS*, Figura 2.18(d). La integral bajo la curva de distribución es proporcional a la densidad de electrones. Dado que el pulso ha removido portadores de la distribución, entonces el área bajo la curva de la distribución después de la interacción del pulso, Figura 2.18(b)-(d), será menor que el área de la distribución en la Figura 2.18(a).

Finalmente, cuando los electrones son nuevamente suministrados al *AOS* mediante el

bombeo eléctrico, la densidad de estado estacionario, Figura 2.18(a), es alcanzada nuevamente. La variación entre la dinámica de la densidad de portadores (dinámica interbanda) y la redistribución de portadores (dinámica intrabanda) sigue la discusión aquí presentada. Los procesos intrabanda ocurren a una escala de tiempo mucho más pequeña que la dinámica de la densidad de portadores interbanda.

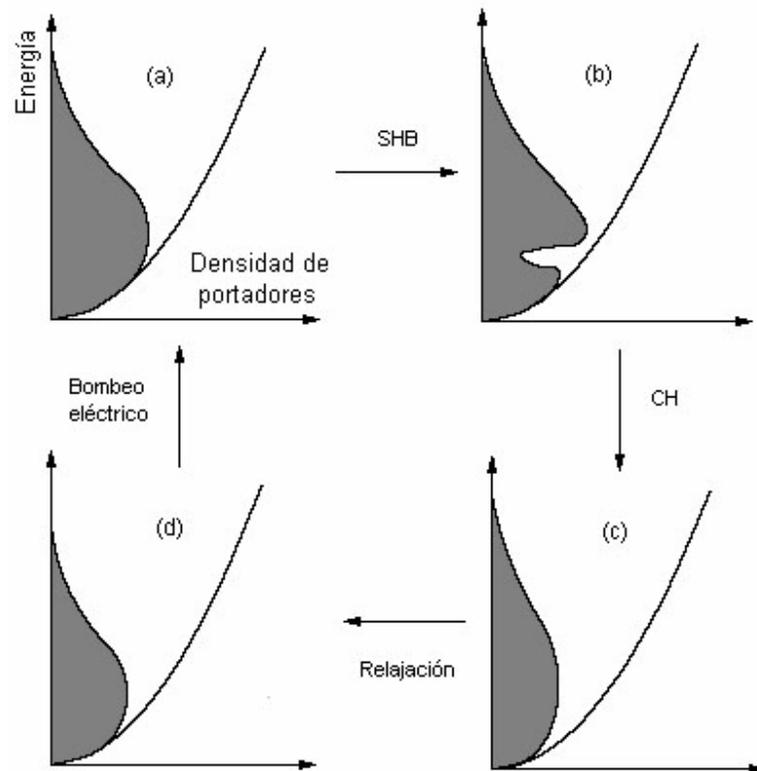


Figura 2.18: Dinámica de portadores. Evolución temporal de la distribución en la densidad de portadores dentro de la banda de conducción bajo los procesos de *SHB* y *CH*.

Capítulo 3

Modelo matemático del amplificador óptico de semiconductor

Entender la propagación e interacción de pulsos ópticos dentro de un amplificador óptico de semiconductor (*AOS*) es importante para comprender las aplicaciones prácticas de estos dispositivos. Tales aplicaciones van desde una simple amplificación lineal, hasta la manipulación de información mediante procesos fotónicos.

Para el caso de la amplificación de una señal, se pretende utilizar la ganancia lineal del amplificador. Sin embargo, si la potencia promedio de la señal es lo suficientemente grande, la señal interactuará consigo misma y con el material a través del cual se está propagando debido a la emisión estimulada y modificará la densidad de portadores, alterando su distribución y provocando la saturación de la ganancia. Estos cambios en la ganancia, y por consiguiente en el índice de refracción, hace que los amplificadores ópticos de semiconductor tengan importantes aplicaciones en el procesamiento de señales ópticas[28].

Como se mencionó en el Capítulo 1, otra característica destacable de los amplificadores ópticos de semiconductor es que combinan una alta ganancia del material con no linealidades ópticas ultra rápidas. Además de tener la ventaja de ser fácilmente alimentados con una corriente eléctrica.

En este Capítulo se desarrollará el modelo matemático que describe el funcionamiento de un amplificador óptico de semiconductor que está basado en los trabajos de Antonio

Mecozzi y Jesper Mørk [15]. En este modelo se consideran las principales contribuciones ópticas no lineales ultra rápidas: el calentamiento de los portadores (*CH*) y el quemado de un hueco espectral (*SHB*). En el proceso de deducción de este modelo, se llegará a un conjunto de ecuaciones diferenciales parciales (*EDP*) acopladas que describen la dinámica de la intensidad y la fase de la señal que se propaga dentro del amplificador para una posición longitudinal z y un tiempo t específicos. Este conjunto de ecuaciones incluyen los efectos ocasionados por los procesos no lineales ultra rápidos mencionados y la evolución de la densidad de portadores.

Más adelante, en este mismo Capítulo, después de integrar a lo largo de la coordenada longitudinal del amplificador, estas ecuaciones se reducirán a un conjunto de ecuaciones diferenciales ordinarias (*EDO*) cuya única variable independiente es el tiempo y cuya solución permitirá encontrar la forma de onda de la señal a la salida del amplificador óptico de semiconductor para cierta señal de entrada.

Finalmente, en la última sección de este Capítulo, se enumerarán las características más importantes que distinguen a este modelo matemático.

3.1. Ecuaciones del material semiconductor

3.1.1. Descripción de la intensidad de un pulso durante su propagación dentro del material semiconductor

Esta descripción está basada en la dinámica de los portadores dentro de la región activa del amplificador óptico de semiconductor y está gobernada por un conjunto de ecuaciones de razón de cambio para cantidades termodinámicas relacionadas a la nube de huecos y electrones, dentro de las bandas de valencia y de conducción, respectivamente [29]. Para ello se han introducido los conceptos de densidades locales y el de la temperatura de los huecos y de los electrones. Por consiguiente, este modelo matemático tiene los requerimientos mínimos para estudiar simultáneamente los efectos en la variación de la densidad de portadores, el quemado de un hueco espectral (*SHB*) y el calentamiento de portadores (*CH*).

Una de las principales consideraciones para la aplicación de este modelo se sustenta en la aproximación adiabática para la dinámica de la polarización interbanda. Esta aproximación limita el ancho de una señal de pulsos de entrada a tamaños más grandes que la constante de tiempo de desfaseamiento de la polarización, τ_2 , de alrededor de 30 a 70 [fs]. Además, esta limitación ocasiona que los pulsos sean lo suficientemente anchos para que

no sea necesario considerar la dispersión debida a la velocidad de grupo (GVD). Esto se debe a que las dimensiones del dispositivo son tan pequeñas (no suelen tener longitudes mayores a 1.0 [mm][12]) que las componentes espectrales no modifican su posición de unas con respecto a otras para provocar el efecto de dispersión en el pulso de salida.

A diferencia del modelo matemático de un láser de material semiconductor, para este modelo matemático de AOS se ha considerado que las reflectividades tanto en la cara de entrada, como en la de salida es nula; en otras palabras, toda la luz que incide en cada una de ellas pasa íntegramente al otro lado. Esta es una aproximación comúnmente usada para describir este tipo de dispositivos[22].

Las ecuaciones dinámicas de razón de cambio para la densidad total de portadores N , las densidades locales de portadores n_β , y la temperatura de los portadores T_β ($\beta = C, V$ para las bandas de conducción y de valencia, respectivamente) son[29]:

$$\frac{\partial N}{\partial t} = \frac{I}{eV} - \frac{N}{\tau_C} - v_g g S \quad (3.1)$$

$$\frac{\partial n_\beta}{\partial t} = -\frac{n_\beta - \bar{n}_\beta}{\tau_{SHB}} - v_g g S \quad (3.2)$$

$$\frac{\partial T_\beta}{\partial t} = \left(\frac{\partial U_\beta}{\partial T_\beta} \right)_N^{-1} \left[\left(\frac{\partial U_\beta}{\partial N} \right)_{T_\beta} - E_{\beta,0} \right] v_g g S - \frac{T_\beta - T_L}{\tau_{CH}} \quad (3.3)$$

En las cuales las variables son:

g para la ganancia,

\bar{n} densidad de energía de Fermi,

U es la densidad total de energía,

τ_{SHB} es la constante de tiempo de dispersión de portador a portador,

τ_{CH} es la constante de tiempo de dispersión de portador a fonón,

τ_C es el tiempo de vida de los portadores,

I es la corriente de alimentación,

V es el volumen de la región activa;

e es la carga del electrón,

T_L es la temperatura de la estructura cristalina del AOS y

S representa la densidad de fotones.

En este trabajo, así como en muchos otros, se despreciará la dinámica de los huecos y sólo se considerará la dinámica de los electrones (dentro de la banda de conducción C), debido a que presentan una masa efectiva más pequeña y un tiempo de relajación mayor, además de simplificar la notación y la obtención del modelo matemático[15].

Recordando el Capítulo anterior, el valor de τ_C es considerado durante toda esta investigación como un parámetro con un valor constante.

3.1.2. Niveles de Fermi

Las densidades de Fermi \bar{n} que aparecen en la ecuación (3.2) están definidas por la función de Fermi f evaluada para un valor instantáneo de la densidad y la temperatura de los portadores dentro de la banda de conducción:

$$\bar{n}(N, T) = N_0 f(E_0; N, T) = \frac{N_0}{1 + \exp\left[\frac{E - E_f}{k_B T}\right]} \quad (3.4)$$

en la cual:

N_0 es la densidad de estados disponibles en la región acoplada ópticamente o juntura,

E es la magnitud de la energía en la banda de conducción,

E_f es el nivel de Fermi,

k_B representa la constante de Boltzmann,

T es la temperatura absoluta y

E_0 es la energía promedio de los portadores.

En la ecuación (3.4), la expresión para \bar{n} puede ser separada en una parte lineal dependiente de la densidad de portadores y en la contribución de los portadores debido al cambio de temperatura:

$$\bar{n}(N, T) = \bar{n}_l(N) + \frac{\partial \bar{n}}{\partial T} \Delta T \quad (3.5)$$

en esta expresión $\bar{n}_l(N)$ está evaluada a la temperatura de la estructura cristalina del *AOS* para cierta densidad de portadores. La diferencia de temperatura entre la nube de portadores, o electrones, y la de la estructura cristalina del *AOS* es $\Delta T = T - T_L$.

A continuación se definirán los siguientes términos:

$$\Delta n_{SHB} = n - \bar{n} \quad (3.6)$$

y a partir de la ecuación (3.5):

$$\Delta n_{CH} = \bar{n} - \bar{n}_l \quad (3.7a)$$

$$\Delta n_{CH} = \frac{\partial \bar{n}}{\partial T} \Delta T \quad (3.7b)$$

$$\Delta n_{CH} = \frac{v_g}{a_N} \frac{\partial g}{\partial T} \Delta T \quad (3.7c)$$

Las expresiones (3.6) y (3.7), hacen referencia a los cambios en la densidad de los portadores debido a los procesos intrabanda de *SHB* y *CH*, respectivamente.

3.1.3. Ganancia

La ganancia g en las ecuaciones (3.1), (3.2) y (3.3), es una función sólo de las densidades locales, tanto dentro de la banda de conducción, como dentro de la banda de valencia:

$$g = \frac{a_N}{v_g} (n_C + n_V - N_0) \quad (3.8)$$

donde:

N_0 es, como ya se mencionó, la densidad de estados disponibles en la juntura y

$a = \frac{a_N}{v_g}$ es la ganancia diferencial. Además:

a_N es la sección eficaz del haz del láser y

v_g , que también ya se mencionó, es la velocidad de grupo del campo óptico propagándose dentro del amplificador.

Como complemento a esta expresión se introducirá una aproximación lineal para la dependencia de la ganancia en la densidad de portadores:

$$g_l(N) = a(\bar{n}_{C,l} + \bar{n}_{V,l} - N_0) \quad (3.9a)$$

$$g_l(N) = a(\bar{N} - N_0) \quad (3.9b)$$

en la cual:

$$\bar{N} = \bar{n}_{C,l} + \bar{n}_{V,l}.$$

Ya se mencionó al principio de este capítulo que la ganancia referida en la ecuación (3.8) está en función de las densidades locales, esto quiere decir:

$$g = a(\bar{n}_{C,l} + \bar{n}_{V,l} - N_0) + a[(n - \bar{n}) + (\bar{n} - \bar{n}_l)] \quad (3.10a)$$

$$g = a(\bar{n}_{C,l} + \bar{n}_{V,l} - N_0) + a[\Delta n_{SHB} + \Delta n_{CH}] \quad (3.10b)$$

$$g = g_l + a[\Delta n_{SHB} + \Delta n_{CH}] \quad (3.10c)$$

La ecuación (3.10c) define a la ganancia como una suma de términos, donde cada uno de ellos representa la contribución de los procesos de ganancia lineal y de los procesos *SHB* y *CH* a la variación de la ganancia. Esta ecuación puede ser escrita como:

$$g = g_l + \Delta g_{SHB} + \Delta g_{CH} \quad (3.11)$$

en la cual la contribución de los diferentes procesos a la saturación de la ganancia han sido considerados por separado, definiendo los siguientes términos:

$$\Delta g_{CH} = a\Delta n_{CH} \quad (3.12a)$$

$$\Delta g_{SHB} = a\Delta n_{SHB} \quad (3.12b)$$

cada una para los procesos de *CH* y *SHB*, respectivamente.

3.1.4. Simplificación del sistema

Operando sobre la ecuación (3.1):

$$\frac{\partial N}{\partial t} - \frac{\partial N_{tr}}{\partial t} = -\frac{N}{\tau_C} + \frac{N_{tr}}{\tau_C} - v_g g S(t, z) + \frac{I}{eV} - \frac{N_{tr}}{\tau_C} \quad (3.13a)$$

$$\frac{\partial (N - N_{tr})}{\partial t} = -\frac{N - N_{tr}}{\tau_C} - v_g g S(t, z) + \frac{I}{eV} - \frac{N_{tr}}{\tau_C} \quad (3.13b)$$

La ecuación (3.13b) es la ecuación de razón de cambio de la densidad total de portadores.

Operando sobre la ecuación (3.2) y con ayuda de (3.5), se obtiene que:

$$\frac{\partial n}{\partial t} - \frac{\partial \bar{n}}{\partial t} = -\frac{n - \bar{n}}{\tau_{SHB}} - v_g g S(t, z) - \frac{\partial \bar{n}}{\partial t} \quad (3.14a)$$

$$\frac{\partial (n - \bar{n})}{\partial t} = -\frac{n - \bar{n}}{\tau_{SHB}} - v_g g S(t, z) - \frac{\partial \bar{n}}{\partial t} \quad (3.14b)$$

$$\frac{\partial \Delta n_{SHB}}{\partial t} = -\frac{\Delta n_{SHB}}{\tau_{SHB}} - v_g g S(t, z) - \frac{\partial \bar{n}}{\partial t} + \frac{\partial \bar{n}_l}{\partial t} - \frac{\partial \bar{n}_l}{\partial t} \quad (3.14c)$$

$$\frac{\partial \Delta n_{SHB}}{\partial t} = -\frac{\Delta n_{SHB}}{\tau_{SHB}} - v_g g S(t, z) - \left[\frac{\partial (\bar{n} - \bar{n}_l)}{\partial t} + \frac{\partial \bar{n}_l}{\partial t} \right] \quad (3.14d)$$

rescribiendo la ecuación anterior:

$$\frac{\partial \Delta n_{SHB}}{\partial t} = -\frac{\Delta n_{SHB}}{\tau_{SHB}} - v_g g S(t, z) - \left[\frac{\partial (\bar{n} - \bar{n}_l)}{\partial t} + \frac{\partial \bar{n}_l}{\partial N} \frac{\partial N}{\partial t} \right] \quad (3.15a)$$

$$\frac{\partial \Delta n_{SHB}}{\partial t} = -\frac{\Delta n_{SHB}}{\tau_{SHB}} - v_g g S(t, z) - \left[\frac{\partial (\bar{n} - \bar{n}_l)}{\partial t} + \frac{\partial \bar{n}_l}{\partial N} \frac{\partial N}{\partial t} - \frac{\partial N_{tr}}{\partial t} \right] \quad (3.15b)$$

$$\frac{\partial \Delta n_{SHB}}{\partial t} = -\frac{\Delta n_{SHB}}{\tau_{SHB}} - v_g g S(t, z) - \left[\frac{\partial (\bar{n} - \bar{n}_l)}{\partial t} + \frac{\partial \bar{n}_l}{\partial N} \frac{\partial (N - N_{tr})}{\partial t} \right] \quad (3.15c)$$

considerando la expresión (3.7):

$$\frac{\partial \Delta n_{SHB}}{\partial t} = -\frac{\Delta n_{SHB}}{\tau_{SHB}} - v_g g S(t, z) - \left[\frac{\partial \Delta n_{CH}}{\partial t} + \frac{\partial \bar{n}_l}{\partial N} \frac{\partial (N - N_{tr})}{\partial t} \right] \quad (3.16)$$

De la ecuación (3.9), tomando la derivada parcial respecto de N :

$$\frac{\partial \bar{n}_l}{\partial N} = \left(\frac{v_g}{a_N} \right) \frac{\partial g}{\partial N} = \frac{v_g}{a_N} a \quad (3.17)$$

y recordando que la ganancia diferencial está definida por $a = \frac{a_N}{v_g}$, entonces la expresión (3.17) es igual a:

$$\frac{\partial \bar{n}_l}{\partial N} = \frac{v_g}{a_N} \frac{a_N}{v_g} \equiv 1 \quad (3.18)$$

Finalmente, sustituyendo el valor de la expresión (3.18) en (3.16), la ecuación de razón de cambio para la densidad local de portadores debido al proceso de *SHB* es:

$$\frac{\partial \Delta n_{SHB}}{\partial t} = -\frac{\Delta n_{SHB}}{\tau_{SHB}} - v_g g S(t, z) - \left[\frac{\partial \Delta n_{CH}}{\partial t} + (1) \frac{\partial (N - N_{tr})}{\partial t} \right] \quad (3.19)$$

Ahora, operando sobre la ecuación (3.3), los cambios de temperatura obedecen a la siguiente ecuación diferencial:

$$\frac{\partial \Delta T}{\partial t} = -\frac{\Delta T}{\tau_{CH}} + K v_g g S(t, z) \quad (3.20)$$

en donde se ha definido a K como:

$$K = \left(\frac{\partial U}{\partial T} \right)^{-1} \left[\frac{\partial U}{\partial N} - E_0 \right] \quad (3.21)$$

De la expresión (3.7b), se despejará el término ΔT :

$$\Delta T = \left(\frac{\partial n}{\partial T} \right)^{-1} \Delta n_{CH} \quad (3.22)$$

y se tomará la primer derivada parcial con respecto al tiempo:

$$\frac{\partial \Delta T}{\partial t} = \left(\frac{\partial n}{\partial T} \right)^{-1} \frac{\partial \Delta n_{CH}}{\partial t} \quad (3.23)$$

Sustituyendo (3.22) y (3.23) en (3.20), y simplificando, se obtiene:

$$\left(\frac{\partial n}{\partial T} \right)^{-1} \frac{\partial \Delta n_{CH}}{\partial t} = -\frac{1}{\tau_{CH}} \left(\frac{\partial n}{\partial T} \right)^{-1} \Delta n_{CH} + K v_g g S(t, z) \quad (3.24a)$$

$$\frac{\partial \Delta n_{CH}}{\partial t} = -\frac{\Delta n_{CH}}{\tau_{CH}} + v_g g S(t, z) K \frac{\partial n}{\partial T} \quad (3.24b)$$

Factores no lineales de compresión de la ganancia

Los factores no lineales de compresión de la ganancia, debido a los procesos de SHB y CH , son coeficientes que provocan una disminución adicional a la densidad de portadores y, por lo tanto, a la ganancia. Estos factores están definidos por[21]:

$$\epsilon_{SHB} = a_N \tau_{SHB} \quad (3.25)$$

$$\epsilon_{CH} = -a_N \tau_{CH} K \frac{\partial n}{\partial T} = -v_g \tau_{CH} K \frac{\partial g}{\partial T} \quad (3.26)$$

Sustituyendo la ecuación (3.25) en (3.19), y la (3.26) en (3.24b), se llega a:

$$\frac{\partial \Delta n_{SHB}}{\partial t} = -\frac{\Delta n_{SHB}}{\tau_{SHB}} - \frac{v_g \epsilon_{SHB}}{a_N \tau_{SHB}} g S(t, z) - \left[\frac{\partial \Delta n_{CH}}{\partial t} + \frac{\partial (N - N_{tr})}{\partial t} \right] \quad (3.27)$$

$$\frac{\partial \Delta n_{CH}}{\partial t} = -\frac{\Delta n_{CH}}{\tau_{CH}} - \frac{v_g \epsilon_{CH}}{a_N \tau_{CH}} g S(t, z) \quad (3.28)$$

Cambio de densidad de portadores a ganancia

En primer lugar se reescribirán el conjunto de ecuaciones diferenciales parciales y acopladas que se han estado desarrollando:

$$\frac{\partial (N - N_{tr})}{\partial t} = -\frac{N - N_{tr}}{\tau_C} - v_g g S(t, z) + \frac{I}{eV} - \frac{N_{tr}}{\tau_C} \quad (3.29a)$$

$$\frac{\partial \Delta n_{SHB}}{\partial t} = -\frac{\Delta n_{SHB}}{\tau_{SHB}} - \frac{v_g \epsilon_{SHB}}{a_N \tau_{SHB}} g S(t, z) - \left[\frac{\partial \Delta n_{CH}}{\partial t} + \frac{\partial (N - N_{tr})}{\partial t} \right] \quad (3.29b)$$

$$\frac{\partial \Delta n_{CH}}{\partial t} = -\frac{\Delta n_{CH}}{\tau_{CH}} - \frac{v_g \epsilon_{CH}}{a_N \tau_{CH}} g S(t, z) \quad (3.29c)$$

El siguiente paso es expresar las densidades de portadores mostradas en el conjunto de ecuaciones (3.29) en función de la ganancia.

Para la ecuación que se refiere a la variación en la densidad total de portadores, tomando la ecuación (3.9) y sustituyéndola en (3.29a):

$$\frac{\partial g_l}{\partial t} = -\frac{g_l}{\tau_C} - v_g g S(t, z) + \frac{I}{eV} - \frac{N_{tr}}{\tau_C} \quad (3.30a)$$

$$\frac{\partial g_l}{\partial t} = -\frac{g_l}{\tau_C} - v_g a g S(t, z) + \frac{aI}{eV} - \frac{aN_{tr}}{\tau_C} \quad (3.30b)$$

La densidad de saturación de los fotones está definida por[30]:

$$S_{sat} = \frac{1}{v_g a \tau_C} \quad (3.31)$$

También se definirá el valor de la densidad de portadores antes de la saturación N_{st} , esto es, el valor de la densidad de portadores establecido por la corriente de inyección y la recombinación espontánea de portadores antes de la inyección del pulso, como[30]:

$$N_{st} = \frac{I \tau_C}{eV} \quad (3.32)$$

Sustituyendo las ecuaciones (3.31) y (3.32) en (3.30b):

$$\frac{\partial g_l}{\partial t} = -\frac{g_l}{\tau_C} - \frac{1}{S_{sat} \tau_C} g S(t, z) + \frac{a}{\tau_C} (N_{st} - N_{tr}) \quad (3.33)$$

Realizando un proceso similar sobre la ecuación en la cual esta expresada la variación en la densidad de los portadores ocasionada por el proceso de SHB ; tomando las ecuaciones (3.9), (3.12a) y (3.12b), y sustituyéndolas en (3.29b):

$$\frac{\partial \frac{\Delta g_{SHB}}{a}}{\partial t} = -\frac{\frac{\Delta g_{SHB}}{a}}{\tau_{SHB}} - \frac{v_g \epsilon_{SHB}}{a_N \tau_{SHB}} g S(t, z) - \left[\frac{\partial \frac{\Delta g_{CH}}{a}}{\partial t} + \frac{\partial \frac{g_l}{a}}{\partial t} \right] \quad (3.34a)$$

$$\frac{\partial \Delta g_{SHB}}{\partial t} = -\frac{\Delta g_{SHB}}{\tau_{SHB}} - \frac{\epsilon_{SHB}}{\tau_{SHB}} g S(t, z) - \left[\frac{\partial \Delta g_{CH}}{\partial t} + \frac{\partial g_l}{\partial t} \right] \quad (3.34b)$$

Finalmente, la ecuación en la cual esta expresada la variación en la densidad de los portadores ocasionada por el proceso de CH , es transformada tomando (3.12a) y sustituyéndola en (3.29c):

$$\frac{\partial \frac{\Delta g_{CH}}{a}}{\partial t} = -\frac{\frac{\Delta g_{CH}}{a}}{\tau_{CH}} - \frac{v_g \epsilon_{CH}}{a_N \tau_{CH}} g S(t, z) \quad (3.35a)$$

$$\frac{\partial \Delta g_{CH}}{\partial t} = -\frac{\Delta g_{CH}}{\tau_{CH}} - \frac{\epsilon_{CH}}{\tau_{CH}} g S(t, z) \quad (3.35b)$$

El nuevo sistema de ecuaciones de razón de cambio diferenciales parciales no lineales y acopladas que están en función de la ganancia, tanto para procesos inter- como intrabanda, son:

$$\frac{\partial g_l}{\partial t} = -\frac{g_l}{\tau_C} - \frac{1}{S_{sat}\tau_C}gS(t, z) + \frac{a}{\tau_C}(N_{st} - N_{tr}) \quad (3.36a)$$

$$\frac{\partial \Delta g_{SHB}}{\partial t} = -\frac{\Delta g_{SHB}}{\tau_{SHB}} - \frac{\epsilon_{SHB}}{\tau_{SHB}}gS(t, z) - \left[\frac{\partial \Delta g_{CH}}{\partial t} + \frac{\partial g_l}{\partial t} \right] \quad (3.36b)$$

$$\frac{\partial \Delta g_{CH}}{\partial t} = -\frac{\Delta g_{CH}}{\tau_{CH}} - \frac{\epsilon_{CH}}{\tau_{CH}}gS(t, z) \quad (3.36c)$$

Factor de conversión de densidad de fotones (S) a potencia (P)

Un término que será de utilidad más adelante es el factor de conversión de densidad de fotones (S) a potencia (P), denominado por la letra K_0 y definido como[31]:

$$K_0 = \hbar\omega A_{eff}v_g = \hbar\omega \frac{wd}{\Gamma}v_g \quad (3.37)$$

en la cual:

$\hbar = \frac{h}{2\pi}$ es la constante de Plank,

$\omega = 2\pi f$ es la frecuencia óptica,

v_g es la velocidad de grupo

$A_{eff} = \frac{dw}{\Gamma}$ es el área efectiva de la guía de ondas,

d es el grosor de la guía de ondas,

w es el ancho de la guía de ondas y

Γ es el factor de confinamiento.

3.1.5. Reducción de un sistema de ecuaciones diferenciales parciales a uno de ecuaciones diferenciales ordinarias

A continuación se mostrará como el sistema de ecuaciones diferenciales parciales (EDP) y acopladas para la propagación del pulso y la densidad de portadores puede ser reducido a un sistema de ecuaciones diferenciales ordinarias (EDO) y acopladas. La idea original ha sido aplicada dentro de la teoría del láser de gas, así como para láseres de material semiconductor[32]. Al retomarse estas ideas en el presente trabajo, también se han incorporado los procesos no lineales que influyen en la variación y saturación de la ganancia.

El primer paso es resolver la ecuación que describe la propagación del campo óptico a lo largo de la guía de ondas del amplificador[33].

$$\frac{\partial S}{\partial z} = \Gamma g S(t, z) \quad (3.38)$$

La solución general para la ecuación (3.38) es:

$$S(t) = S(t, 0) G(t) \quad (3.39a)$$

$$S(t) = S(t, 0) \exp\left[\Gamma \int_0^L g(t, z) dz\right] \quad (3.39b)$$

donde se han definido los siguientes términos:

$$G(t) = \exp[g_m(t)] \quad (3.40)$$

$$g_m(t) = \Gamma \int_0^L g(t, z) dz \quad (3.41)$$

Con la ecuación (3.41) se obtiene la ganancia total al realizar una integral a lo largo de la coordenada longitudinal del dispositivo, a lo largo del eje z , desde 0 hasta L (la longitud del amplificador). Este mismo concepto puede ser aplicado para cada uno de los procesos que contribuyen a la ganancia, en consecuencia, se introducirán los siguientes términos:

$$h_N = \Gamma \int_0^L g_l(N) dz \quad (3.42a)$$

$$h_{SHB} = \Gamma \int_0^L \Delta g_{SHB} dz \quad (3.42b)$$

$$h_{CH} = \Gamma \int_0^L \Delta g_{CH} dz \quad (3.42c)$$

La primer igualdad, (3.42a), es la contribución para la ganancia lineal ocasionada por el proceso interbanda de la variación en la densidad total de los portadores; y las dos siguientes, (3.42b) y (3.42c), hacen referencia a la contribución a la ganancia originada por los procesos intrabanda no lineales de SHB y CH , respectivamente.

A partir de la ecuación (3.11), se sabe que:

$$g_m(t) = \Gamma \int_0^L g(t, z) dz = h_N + h_{SHB} + h_{CH} \quad (3.43)$$

y entonces la ecuación (3.40) puede escribirse como:

$$G(t) = \exp [g_m(t)] = \exp [h_n + h_{SHB} + h_{CH}] \quad (3.44)$$

A continuación se efectuará la integración a lo largo de la coordenada longitudinal z , desde 0 hasta L . En primera instancia la ecuación (3.38), utilizando (3.39):

$$\int_0^L \Gamma g S dz = S(t) - S(t, 0) = S(t, 0) [G(t) - 1] \quad (3.45)$$

Y ahora las ecuaciones (3.36), usando (3.42) y (3.45).

Para la ganancia originada por la variación de la densidad total de los portadores N :

$$\frac{\partial}{\partial t} \int_0^L g_l(N) dz = \frac{-\int_0^L g_l(N) dz}{\tau_C} - \frac{\int_0^L g S(t, z) dz}{S_{sat} \tau_C} + \frac{a(N_{st} - N_{tr})}{\tau_C} \int_0^L dz \quad (3.46a)$$

$$\frac{1}{\Gamma} \frac{dh_N}{dt} = -\frac{h_N}{\Gamma \tau_C} - \frac{1}{\Gamma S_{sat} \tau_C} S(t, 0) [G(t) - 1] + \frac{z g_0}{\Gamma z \tau_C} \quad (3.46b)$$

$$\frac{dh_N}{dt} = -\frac{h_N}{\tau_C} - \frac{1}{S_{sat} \tau_C} S(t, 0) [G(t) - 1] + \frac{g_0}{\tau_C} \quad (3.46c)$$

Para la variación de la ganancia causada por el proceso intrabanda no lineal de SHB :

$$\frac{\partial}{\partial t} \int_0^L \Delta g_{SHB} dz = \frac{-\int_0^L \Delta g_{SHB} dz}{\tau_{SHB}} - \frac{\epsilon_{SHB} \int_0^L g S(t, z) dz}{\tau_{SHB}} - \int_0^L \left[\frac{\partial \Delta g_{CH}}{\partial t} + \frac{\partial \Delta g_l}{\partial t} \right] dz \quad (3.47a)$$

$$\frac{1}{\Gamma} \frac{dh_{SHB}}{dt} = -\frac{h_{SHB}}{\Gamma \tau_{SHB}} - \frac{\epsilon_{SHB}}{\Gamma \tau_{SHB}} S(t, 0) [G(t) - 1] - \left[\frac{1}{\Gamma} \frac{dh_{CH}}{dt} + \frac{1}{\Gamma} \frac{dh_N}{dt} \right] \quad (3.47b)$$

$$\frac{dh_{SHB}}{dt} = -\frac{h_{SHB}}{\tau_{SHB}} - \frac{\epsilon_{SHB}}{\tau_{SHB}} S(t, 0) [G(t) - 1] - \left[\frac{dh_{CH}}{dt} + \frac{dh_N}{dt} \right] \quad (3.47c)$$

Para la variación de la ganancia ocasionada por el proceso intrabanda no lineal de CH :

$$\frac{\partial}{\partial t} \int_0^L \Delta g_{CH} dz = -\frac{\int_0^L \Delta g_{CH} dz}{\tau_{CH}} - \frac{\epsilon_{CH}}{\tau_{CH}} \int_0^L g S(t, z) dz \quad (3.48a)$$

$$\frac{1}{\Gamma} \frac{dh_{CH}}{dt} = -\frac{h_{CH}}{\Gamma \tau_{CH}} - \frac{\epsilon_{CH}}{\Gamma \tau_{CH}} S(t, 0) [G(t) - 1] \quad (3.48b)$$

$$\frac{dh_{CH}}{dt} = -\frac{h_{CH}}{\tau_{CH}} - \frac{\epsilon_{CH}}{\tau_{CH}} S(t, 0) [G(t) - 1] \quad (3.48c)$$

En las ecuaciones (3.46) se definió el término g_0 que es igual a

$$g_0 = \Gamma g_l (N_{st}) z \quad (3.49a)$$

$$g_0 = \Gamma z a (N_{st} - N_{tr}) \quad (3.49b)$$

el cual es un caso particular para cuando en la ganancia lineal de portadores g_l , N , que es la densidad de portadores, es igual al valor de la densidad de portadores antes del punto de saturación N_{st} .

El sistema de ecuaciones diferenciales ordinarias acopladas, *EDO*, definidas por (3.46c), (3.47c) y (3.48c), junto con (3.44), definen el modelo matemático que simula el comportamiento de un amplificador óptico de semiconductor.

3.1.6. Variación de la fase de un campo óptico durante su propagación dentro del material semiconductor

Los cambios en la densidad y en la temperatura de los portadores, además de afectar a la ganancia, también afectan al índice de refracción en virtud de las relaciones de Kramers-Kronig[34]. La fase $\phi(t, z)$ de un campo óptico propagándose a través de una guía de ondas evoluciona de acuerdo a[15]:

$$\frac{\partial \phi}{\partial z} = \Gamma \frac{\partial k}{\partial N} \Delta N + \Gamma \frac{\partial k}{\partial T} \Delta T \quad (3.50)$$

en la cual k es la constante de propagación del campo óptico:

$$k = \frac{2\pi n}{\lambda} \quad (3.51)$$

y en la cual:

n es el índice de refracción del material de la guía de ondas y

λ es la longitud de onda del campo óptico en el vacío.

Tomando las definiciones de los factores de acoplamiento de amplitud y fase, *Factor de Henry*[19], se tiene que:

$$\alpha_N = -2 \frac{\frac{\partial k}{\partial N}}{\frac{\partial \Delta g}{\partial N}} \quad (3.52a)$$

$$\alpha_T = -2 \frac{\frac{\partial k}{\partial T}}{\frac{\partial \Delta g}{\partial T}} \quad (3.52b)$$

e intercalándolos en (3.50):

$$\frac{\partial \phi}{\partial z} = \Gamma \left(\frac{-2}{-2} \right) \frac{\frac{\partial k}{\partial N}}{\frac{\partial \Delta g}{\partial N}} \left(\frac{\partial \Delta g}{\partial N} \right) \Delta N + \Gamma \left(\frac{-2}{-2} \right) \frac{\frac{\partial k}{\partial T}}{\frac{\partial \Delta g}{\partial T}} \left(\frac{\partial \Delta g}{\partial T} \right) \Delta T \quad (3.53a)$$

$$\frac{\partial \phi}{\partial z} = \Gamma \left(\frac{-2}{-2} \right) \frac{\frac{\partial k}{\partial N}}{\frac{\partial \Delta g}{\partial N}} (a) \Delta N + \Gamma \left(\frac{-2}{-2} \right) \frac{\frac{\partial k}{\partial T}}{\frac{\partial \Delta g}{\partial T}} \left(\frac{\partial \Delta g}{\partial T} \right) \Delta T \quad (3.53b)$$

$$\frac{\partial \phi}{\partial z} = \Gamma \left(\frac{-1}{2} \right) \alpha_N (a) \Delta N + \Gamma \left(\frac{-1}{2} \right) \alpha_T \left(\frac{\partial \Delta g}{\partial T} \right) \Delta T \quad (3.53c)$$

Recordando las expresiones (3.7c) y (3.12a):

$$\frac{\partial \phi}{\partial z} = \frac{-1}{2} \Gamma [\alpha_N a \Delta N + \alpha_T \Delta g_{CH}] \quad (3.54)$$

El cambio no lineal en la densidad de portadores ΔN puede ser expresado como: $\Delta N = N - N_{st}$, en la cual N_{st} está definido por la ecuación (3.32). Reescribiéndola de la siguiente forma: $\Delta N = N - N_{tr} + N_{tr} - N_{st}$ y utilizando las definiciones de (3.9b) y (3.49), se obtiene:

$$\frac{\partial \phi}{\partial z} = \frac{-1}{2} \Gamma [\alpha_N a (N - N_{tr}) + \alpha_N a (N_{tr} - N_{st}) + \alpha_T \Delta g_{CH}] \quad (3.55a)$$

$$\frac{\partial \phi}{\partial z} = \frac{-1}{2} \Gamma [\alpha_N g_l (N) - \alpha_N g_l (N_{st}) + \alpha_T \Delta g_{CH}] \quad (3.55b)$$

Integrando en ambos lados de (3.55b) respecto de z , desde 0 hasta L , teniendo presente a (3.42a) y a (3.42c):

$$\phi = \frac{-1}{2} \Gamma \left[\alpha_N \int_0^L g_l (N) dz - \alpha_N g_l (N_{st}) \int_0^L dz + \alpha_T \int_0^L \Delta g_{CH} dz \right] \quad (3.56a)$$

$$\phi = \frac{-1}{2} \Gamma \left[\alpha_N \frac{h_N}{\Gamma} - \alpha_N g_l (N_{st}) z + \alpha_T \frac{h_{CH}}{\Gamma} \right] \quad (3.56b)$$

y a partir de (3.49), despejando $g_l (N_{st})$:

$$\phi = \frac{-1}{2} \Gamma \left[\alpha_N \frac{h_N}{\Gamma} - \alpha_N \frac{g_0}{z\Gamma} z + \alpha_T \frac{h_{CH}}{\Gamma} \right] \quad (3.57)$$

Finalmente:

$$\phi = -\frac{1}{2} [\alpha_N (h_N - g_0) + \alpha_T h_{CH}] \quad (3.58)$$

es la expresión que determina la variación de la fase de un campo óptico al propagarse dentro de un amplificador óptico de semiconductor.

3.1.7. Potencia y campo óptico de salida

El sistema de ecuaciones diferenciales ordinarias y acopladas definido por (3.46c), (3.47c) y (3.48c), muestran que la densidad de fotones $S(t)$ es la única fuente de excitación del sistema. Para simplificar aún más este modelo, se recurrirá al factor de conversión de densidad de fotones (S) a potencia (P) definido por (3.37) y utilizado como:

$$P = K_0 S \quad (3.59)$$

Este factor también es utilizado para expresar los coeficientes ϵ_{SHB} y ϵ_{CH} en unidades de densidad de portadores [m^3] o de potencia [W^{-1}], a través de la relación:

$$\epsilon_{SHB,S} = K_0 \epsilon_{SHB,P} \quad (3.60a)$$

$$\epsilon_{CH,S} = K_0 \epsilon_{CH,P} \quad (3.60b)$$

Como resultado se tiene que el modelo matemático resultante, expresado en términos de la ganancia óptica, es:

$$\frac{dh_N}{dt} = -\frac{h_N}{\tau_C} - \frac{1}{P_{sat}\tau_C} P_{in}(t) [G(t) - 1] + \frac{g_0}{\tau_C} \quad (3.61a)$$

$$\frac{dh_{SHB}}{dt} = -\frac{h_{SHB}}{\tau_{SHB}} - \frac{\epsilon_{SHB}}{\tau_{SHB}} P_{in}(t) [G(t) - 1] - \left[\frac{dh_{CH}}{dt} + \frac{dh_N}{dt} \right] \quad (3.61b)$$

$$\frac{dh_{CH}}{dt} = -\frac{h_{CH}}{\tau_{CH}} - \frac{\epsilon_{CH}}{\tau_{CH}} P_{in}(t) [G(t) - 1] \quad (3.61c)$$

donde se realizaron las conversiones:

$$S(t, 0) \rightarrow P_{in}(t) \quad (3.62a)$$

$$S_{sat} \rightarrow P_{sat} \quad (3.62b)$$

Una vez que el sistema de ecuaciones de razón de cambio (3.61) ha sido resuelto para cierta potencia de entrada $P_{in}(t)$, con la ecuación (3.44) se determinará la ganancia total de potencia del dispositivo y con (3.58) la variación total de la fase que el campo óptico de entrada experimentó durante su paso a lo largo de la guía de ondas del amplificador óptico de semiconductor.

Por lo tanto, la ganancia no lineal total dependiente del tiempo en la potencia a la salida del dispositivo es:

$$P_{out} = G(t) P_{in} \quad (3.63a)$$

$$P_{out} = \exp [g_m(t)] P_{in} \quad (3.63b)$$

$$P_{out} = \exp [h_n + h_{SHB} + h_{CH}] P_{in} \quad (3.63c)$$

Recordando que $E_{out} = \sqrt{P} \exp(i\phi)$, el campo óptico de salida $E_{out}(t)$ puede ser calculado aplicando la ganancia $G(t)^{1/2}$ y la fase ϕ al campo óptico de entrada $E_{in}(t)$, para cierto valor de la potencia de entrada $P_{in}(t)$, esto es:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \exp\left[\frac{1}{2}g_m(P_{in}(t)) + i\phi(P_{in}(t))\right] \quad (3.64)$$

Es necesario mencionar que los parámetros α_N y α_T no participan en el sistema de ecuaciones diferenciales (3.61), y por consiguiente sólo afectan la fase del campo y su espectro de salida.

La solución del modelo matemático nos proporciona el campo óptico a la salida de un dispositivo ideal. La descripción de un dispositivo real requiere la consideración de al menos dos procesos más, la emisión espontánea amplificada (*ASE*) y las pérdidas internas de la guía de ondas del material semiconductor α_{int} .

El primer efecto, sin embargo, es irrelevante para *AOS* cuya longitud sea menor de 1 [mm]. El tomarlo en cuenta requeriría de un modelo más complicado y muy diferente al que aquí se ha considerado. El despreciar las pérdidas internas es una aproximación menos realista pero fundamental en la transformación de un sistema *EDP* a una *EDO*. Como una primera aproximación, el efecto de las pérdidas puede compensarse con una reducción en la ganancia g_0 del dispositivo. Esta aproximación es válida siempre y cuando la ganancia del material sea lo suficientemente alta.

3.2. Ecuación del campo óptico

El proceso de obtención de la ecuación (3.38) es bien conocido y por ende se ha omitido; sin embargo es importante especificar las consideraciones que fueron tomadas para llegar a ella.

En primer lugar, la ecuación que describe la propagación del campo óptico a lo largo de la guía de ondas del amplificador es resultado de una derivación a partir de las *ecuaciones de Maxwell*[35]. A partir de ellas es posible obtener la ecuación de onda para el campo óptico, la ecuación (3.38), en el cual se ha despreciado el carácter vectorial de los campos,

esto es, porque se considera al campo eléctrico como un vector linealmente polarizado en la dirección de x o y , transversales a la dirección de propagación z .

Tomando en cuenta que:

$$P = \epsilon_0 \chi E \quad (3.65)$$

donde P es la polarización que observa el material semiconductor en presencia del campo E , y que la ganancia del material g corresponde a la parte imaginaria de la susceptibilidad eléctrica χ se llega a la ecuación:

$$\frac{\partial P}{\partial z} + \frac{1}{v_g} \frac{\partial P}{\partial t} = \Gamma g P(t, z) \quad (3.66)$$

donde $P = EE^*$.

En esta ecuación el caracter transversal del campo óptico se ha despreciado y en su lugar se ha introducido el factor de confinamiento Γ , factor que como se recordará del Capítulo anterior, representa la cantidad de energía que se inyecta y se propaga eficientemente a lo largo de la guía de ondas del AOS.

Además, se ha empleado la aproximación de la envolvente lentamente variable (*SVEA*), cuya finalidad es obviar la segunda derivada de la ecuación y asumir que sólo la amplitud lentamente variable del campo óptico es tomado en cuenta. Esto equivale a eliminar la portadora de la señal y utilizar únicamente la parte de la señal que contiene la información. En el lenguaje de las comunicaciones esto se conoce como una transformación de la señal a banda base.

Mediante una adecuada transformación es posible simplificar aún más la ecuación (3.66), esto es:

$$\frac{\partial P}{\partial z} = \Gamma g P(z) \quad (3.67)$$

Para esta ecuación la variable temporal se encuentra relacionada a un marco de referencia tal que: $t = t' - \frac{z}{v_g}$, donde t' es el tiempo, z es la coordenada longitudinal y v_g es la velocidad de grupo. Este cambio de variable tiene el propósito de "posicionar" el sistema de referencia en el pulso durante su propagación a través del amplificador y, de esta forma, eliminar la derivada de P con respecto al tiempo para facilitar la reducción de las ecuaciones.

Finalmente, utilizando las ecuaciones (3.37) y (3.59), se convertirá a densidad de fotones (S) a partir de la potencia (P).

3.3. Características distintivas del modelo

A continuación se describirán las características más notables del modelo matemático para un amplificador óptico de semiconductor basado en las ecuaciones reportadas por Antonio Mecozzi y Jesper Mørk [15], y que se han desarrollado en este Capítulo.

1. Una primer peculiaridad de este modelo es que su solución puede obtenerse numéricamente resolviendo un sistema de ecuaciones diferenciales ordinarias dependientes del tiempo, sin utilizar algoritmos basados en técnicas espectrales, por ejemplo: la transformada rápida de Fourier (*FFT*). De esta forma, se cumple automáticamente el principio de causalidad¹, debido a que la forma de onda de salida depende únicamente de la señal de entrada en un tiempo previo[15]. Esta ventaja tiene como consecuencia que sea un modelo matemático hasta cierto punto simple y rápido de procesar.
2. El presente trabajo se enfocará a experimentos basados en la técnica de **modulación por cruzamiento de ganancia** (*XGM*) para la **conversión de longitud de onda**. Sin embargo, este modelo matemático junto con su resolución por métodos numéricos son tan versátiles que puede ser utilizado de forma más general.
 - 2.1 El presente simulador tiene la capacidad para funcionar como un simple amplificador óptico en una transmisión lineal o hasta en el procesamiento completamente óptico de la información dentro de sistemas ópticos multiplexados por división de longitud de onda (*WDM*)[23].
 - 2.2 De la misma forma, puede ser empleado para predecir la conversión de longitud de onda bajo otras técnicas como la modulación por cruzamiento de fase (*XPM*) o el mezclado de cuatro ondas (*FWM*).
 - 2.3 Recientemente se han presentado progresos en la investigación y exploración de las no linealidades ópticas en *AOS* y muchas aplicaciones potenciales han sido identificadas, dentro de las cuales este simulador podría ser fácilmente implementado. Estos temas están adquiriendo cada vez mayor interés e importancia debido a que están simplificando los requerimientos en el diseño de las presentes y futuras redes de telecomunicaciones[16].

¹Causalidad[36]. Un sistema es causal si su salida en cualquier instante de tiempo depende sólo de los valores de entrada en el tiempo presente y pasado; tal sistema es, también, llamado no anticipativo ya que la salida del sistema no anticipa valores futuros de la entrada.

3. La descripción de este modelo esta basada en la dinámica de los portadores dentro de la región activa del amplificador óptico de semiconductor a través de un conjunto de ecuaciones de razón de cambio para cantidades termodinámicas relacionadas con la nube de gas de electrones. Estas ecuaciones de razón de cambio han sido derivadas a través de la eliminación adiabática de la polarización interbanda y la introducción del concepto de densidad total de portadores, así como, también, de los conceptos de densidades locales y de la temperatura de los portadores[37].
 - 3.1 La aproximación adiabática para la dinámica de la polarización interbanda limita el ancho de los pulsos a ser mayores que la constante de tiempo relacionada con la polarización (τ_2), cuyo valor es de alrededor de 30 a 70 [fs].
4. En el modelo aquí desarrollado, una integración analítica exacta a lo largo de la coordenada espacial (z) del dispositivo permite reducir el problema de un sistema de ecuaciones diferenciales parciales (*EDP*) a un sistema de ecuaciones diferenciales ordinarias (*EDO*), en las cuales el tiempo (t) es la única variable independiente.
5. La teoría en la que está basado este modelo matemático hace que el sistema de ecuaciones (3.61) sea el conjunto mínimo de ecuaciones requerido para tratar simultáneamente procesos interbanda e intrabanda: la variación de los portadores dentro de la banda de conducción, el calentamiento de los portadores (*CH*) y el quemado de un hueco espectral (*SHB*).
 - 5.1 La inclusión de los parámetros ϵ_{SHB} , ϵ_{CH} , τ_{SHB} y τ_{CH} es lo que permite estudiar los principales procesos dinámicos intrabanda que se presentan en un *AOS*.
 - 5.2 La ventaja de haber incluido la dinámica de los procesos intrabanda, *CH* y *SHB*, es que permite estudiar las interacciones radiación-materia utilizando pulsos tan cortos como 200 o 300 [fs]. Por consiguiente, al utilizar este modelo matemático, es factible el estudio de procesos de conversión de longitud de onda ultra rápidos dentro de sistemas que, en principio, pueden trabajar a una Tasa de Bits de hasta 160 [Gb/s].
6. En el modelo original, [15], son considerados conjuntos de ecuaciones por separado para la banda de conducción y para la banda de valencia; sin embargo, en este trabajo, se ha despreciado la dinámica de los huecos y sólo se ha considerado a los electrones[37].

7. En este modelo se da por hecho que el tiempo de vida de los portadores (τ_C) tiene un valor constante. Esta consideración es muy común y se encuentra en el trabajo realizado por muchos investigadores, por ejemplo: [38], [37], [39], [15], [30], [21], [40], [41], [42], [43], [44]; uno de sus propósitos es el de simplificar el desarrollo matemático.
8. Para este modelo matemático son despreciados los efectos ocasionados por las reflexiones en las caras de entrada y de salida del dispositivo; lo cual, a diferencia de un láser, es una aproximación común.
9. En este modelo matemático se han despreciado la dispersión ocasionada por la velocidad de grupo de la guía de ondas y la dispersión espectral de la ganancia.
 - 9.1 La dispersión ocasionada por la velocidad de grupo (GVD) de la guía de ondas es despreciable para pulsos con un ancho mayor a 100 [fs]; esto quiere decir que el modelo matemático se desempeñará correctamente en la mayoría de las situaciones de interés práctico en que pulsos lo suficientemente anchos sean considerados. Además, es común que las dimensiones del dispositivo sean tan pequeñas (< 1 [mm]) que los componentes espectrales no modifiquen su posición de unos con respecto a otros.
 - 9.2 Al no ser considerada la dispersión espectral de la ganancia, el modelo matemático podría, en principio, predecir la conversión de longitud de onda para cualquier diferencia de frecuencias²; sin embargo, esta conversión sí estará limitada por la forma en que fue hecha la programación del simulador.
10. Para llegar a la ecuación que describe el campo óptico durante su recorrido a través de la región activa del amplificador óptico de semiconductor, ecuación (3.38), fue necesario realizar varias simplificaciones y aproximaciones [12]:
 - 10.1 Se asume que a la entrada del dispositivo la luz está linealmente polarizada y permanecerá de esta forma durante todo su trayecto.
 - 10.2 Basándose en la *SVEA* se ha reubicado a la señal a una representación en banda base.
 - 10.3 Puesto que no son de interés la evolución de los modos transversales del campo óptico, se empleará el factor de confinamiento Γ , el cual es una aproximación

²Hay que recordar que la frecuencia (f) y la longitud de onda (λ) son características de una señal oscilatoria y ambas están relacionadas por la igualdad: $c = f\lambda$. Donde c es la velocidad de la luz en el espacio vacío.

para el carácter transversal de las ondas ópticas[45], [17]. Además, se ha considerado que las dimensiones del amplificador son tan pequeñas que sólo permitirá un sólo modo propágandose a través de él.

- 10.4 Al “posicionar” el sistema de referencia a los pulsos durante su paso a través del *SOA* se ha eliminado la dependencia de la ecuación del campo óptico en la variable temporal t y únicamente será dependiente de la coordenada espacial z .
11. En la ecuación que describe la propagación del campo electromagnético a través de la guía de ondas del amplificador, ecuación (3.38), se han despreciado las pérdidas internas α_{int} . Esta es una buena aproximación siempre y cuando la ganancia del material sea lo suficientemente grande. Esta aproximación se justifica, también, en el hecho de que sin ella la reducción de un sistema de ecuaciones diferenciales parciales a un sistema de ecuaciones diferenciales ordinarias sería realmente complicado.
12. A pesar de las aproximaciones realizadas para desarrollar este modelo matemático, el potencial del mismo es muy grande, con múltiples aplicaciones en el ámbito de la simulación de dispositivos ópticos e incluso dentro de un sistema de comunicaciones completamente óptico.
 - 12.1 Este modelo es susceptible de perfeccionarse, y entre los efectos que podrían ser incluidos destacan la amplificación de la emisión espontánea (*ASE*), las pérdidas internas dentro de la guía de ondas, α_{int} , la dependencia del tiempo de vida de los portadores τ_C en la densidad de portadores N , y otros efectos no lineales ultra rápidos irrelevantes para la investigación aquí presentada.

Capítulo 4

Simulación del convertidor de longitud de onda completamente óptico

4.1. Validación del modelo del amplificador óptico de semiconductor

En este capítulo se describe la simulación por computadora de un amplificador óptico de semiconductor (*AOS*) basado en el modelo matemático de Antonio Mecozzi y Jesper Mørk[15] y el cual fue presentado en el Capítulo anterior. Esta teoría incluye los procesos físicos que caracterizan a la dinámica de los portadores, considerando a los procesos intrabanda e interbanda.

La particularidad de este modelo es que el análisis se realiza resolviendo un sistema de ecuaciones diferenciales ordinarias acopladas y variantes en el tiempo, sin recurrir al empleo de algoritmos espectrales. De esta forma, durante la simulación, la forma de onda de salida únicamente dependerá de la forma de onda de entrada a un instante previo.

4.1.1. Características principales del modelo matemático y del programa simulador

Modelo teórico

Muchos modelos numéricos de *AOS* describen la evolución del campo durante su propagación y calculan el campo óptico a la salida después de resolver un conjunto de ecuaciones diferenciales parciales, las cuales dependen del tiempo y de la coordenada longitudinal (por ejemplo, el eje de propagación). En otros modelos, la guía de onda es particionada en muchos segmentos en los cuales las propiedades físicas del medio son consideradas como constantes.

En el modelo matemático considerado para este trabajo[15], una integración analítica exacta a lo largo de la coordenada longitudinal del dispositivo permite reducir un sistema de ecuaciones diferenciales parciales a un sistema de ecuaciones diferenciales ordinarias en el cual el tiempo es la única variable independiente. Con este paso se evita calcular explícitamente el campo óptico dentro del dispositivo, además de simplificar significativamente todo el proceso de simulación. La reducción a la relación de entrada-salida de la forma de onda del campo óptico hace a este modelo idóneo para utilizarlo dentro de la simulación de todo un sistema de comunicaciones óptico.

Las interacciones no lineales entre el campo óptico y la región activa del medio tienen lugar durante la propagación del campo a lo largo de la guía de ondas de semiconductor del dispositivo. Estas interacciones producen cambios en la distribución de la densidad de portadores. Es por esto que el conjunto inicial de ecuaciones diferenciales está basado en un modelo de *AOS* que describe la dinámica de la densidad de portadores, incluyendo a los procesos interbanda (la variación de la densidad de portadores) y a los procesos intrabanda (*SHB* y *CH*).

A continuación se resumirá cómo se llegó al conjunto final de ecuaciones diferenciales ordinarias.

La variación total de la densidad de portadores en una posición arbitraria dentro de la región activa del dispositivo puede ser expresada como la combinación de diferentes cambios en la densidad local de portadores n , Δn_{SHB} y Δn_{CH} , cada uno asociado con los procesos físicos mencionados. Puesto que la ganancia y el índice de refracción del semiconductor dependen de estas densidades locales, cada distribución de densidad local está asociada con un término distinto que contribuye a la ganancia total. Esta ganancia puede ser expresada como la suma de tres contribuciones debidas a esos tres procesos: g relacionado a la variación de los portadores, y Δg_{CH} y Δg_{SHB} relacionados con los

procesos no lineales ultra rápidos.

Al incluir a la ecuación de propagación del campo óptico en la descripción analítica del dispositivo, el modelo estará descrito por un conjunto de ecuaciones diferenciales parciales dependientes del tiempo (t) y de la coordenada longitudinal (z , por ejemplo). La clave para reducir el sistema y hacer que dependa de una sólo variable es integrar a ambos lados de las ecuaciones diferenciales a todo lo largo del dispositivo. Esto originará un nuevo conjunto de ecuaciones diferenciales ordinarias con las tres nuevas variables h_N , h_{SHB} y h_{CH} que definen la contribución de cada proceso al coeficiente de ganancia del dispositivo:

$$g_m(t) = h_N + h_{SHB} + h_{CH} \quad (4.1)$$

La ganancia total del dispositivo está dado entonces por la expresión:

$$G(t) = \exp [g_m(t)] = \exp [h_N + h_{SHB} + h_{CH}] \quad (4.2)$$

y el modelo matemático original se reduce al siguiente conjunto de ecuaciones diferenciales ordinarias:

$$\frac{dh_N}{dt} = -\frac{h_N}{\tau_C} - \frac{1}{P_{sat}\tau_C} P_{in}(t) [G(t) - 1] + \frac{g_0}{\tau_C} \quad (4.3a)$$

$$\frac{dh_{SHB}}{dt} = -\frac{h_{SHB}}{\tau_{SHB}} - \frac{\epsilon_{SHB}}{\tau_{SHB}} P_{in}(t) [G(t) - 1] - \left[\frac{dh_{CH}}{dt} + \frac{dh_N}{dt} \right] \quad (4.3b)$$

$$\frac{dh_{CH}}{dt} = -\frac{h_{CH}}{\tau_{CH}} - \frac{\epsilon_{CH}}{\tau_{CH}} P_{in}(t) [G(t) - 1] \quad (4.3c)$$

En el Capítulo anterior se puede verificar la obtención de las ecuaciones (4.1), (4.2) y (4.3), y el nombre de cada uno de los términos que aparecen en ellas en el Apéndice B.

Estas ecuaciones se complementan con la correspondiente ecuación para la variación de la fase $\phi(t)$ del campo a la salida del amplificador óptico de semiconductor expresada como una función lineal de las mismas variables que describen a la ganancia óptica[15]:

$$\phi = -\frac{1}{2} [\alpha_N (h_N - g_0) + \alpha_T h_{CH}] \quad (4.4)$$

Una vez que el conjunto de ecuaciones (4.3) ha sido resuelto para cierta $P_{in}(t)$, la ecuación (4.2) dará la ganancia total del dispositivo y la (4.4) la variación total de la fase que el campo óptico de entrada experimenta a través de su propagación a lo largo de la guía de ondas de material semiconductor. Entonces, el campo óptico de salida $E_{out}(t)$

4. Simulación del convertidor de longitud de onda completamente óptico 82

puede calcularse aplicando la ganancia $G(t)^{1/2}$ y la fase ϕ al campo óptico de entrada, esto es:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \exp\left[\frac{1}{2}g_m(P_{in}(t)) + i\phi(P_{in}(t))\right] \quad (4.5)$$

La solución del conjunto de ecuaciones (4.3) nos proporciona el campo óptico a la salida del simulador.

Modelo computacional

Para implementar el simulador del amplificador óptico de semiconductor utilizado como convertidor de longitud de onda, se ha escogido Matlab[®] debido a que está basado en un lenguaje de alto desempeño y a su capacidad para realizar análisis en el dominio del tiempo de sistemas dinámicos. La peculiaridad de Matlab es que permite integrar las ecuaciones del modelo en estudio, ofrece funciones de visualización y la programación se realiza en un ambiente fácil de usar, donde los problemas y las soluciones son expresados en una notación matemática familiar.

Una dificultad al simular sistemas ópticos es la frecuencia extremadamente alta de las señales ópticas, las cuales requieren un periodo de muestreo muy pequeño para su representación en el dominio del tiempo. Es por ello que en la simulación de sistemas ópticos, las señales ópticas son reubicadas a una representación en banda base. Por ejemplo, si se va a simular la transmisión de una señal modulada, a su espectro se le restará una cantidad igual la frecuencia de la portadora.

En el ambiente de Matlab la simulación de modelos matemáticos está constituida mediante funciones; y para el manejo de ecuaciones diferenciales ordinarias, estas funciones son llamadas *ODE solvers* (o resolvidores de ecuaciones diferenciales ordinarias). Una ecuación diferencial contiene una o más derivadas de una variable dependiente con respecto a una sola variable independiente, la cual usualmente es conocida como el tiempo t . Y, por supuesto, un sistema de ecuaciones diferenciales tendrá el mismo número de ecuaciones que de variables dependientes para que quede perfectamente definida su solución. Además, puesto que podrían existir numerosas funciones que den solución a una misma ecuación diferencial es necesario considerar información adicional para especificar la solución de interés. En problemas de valor inicial, como el que se presenta, la solución de interés se obtiene al tomar en cuenta las condiciones iniciales de las variables independientes.

Los *ODE solvers* de Matlab son funciones que implementan métodos de integración numérica para resolver problemas de valor inicial de ecuaciones diferenciales ordinarias.

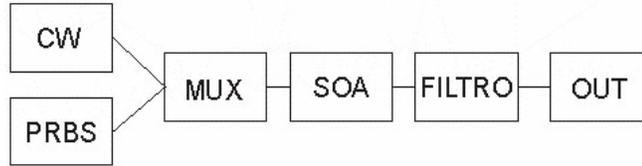


Figura 4.1: Diagrama de bloques en el que se muestran las funciones básicas que integran al simulador de convertidor de longitud de onda.

Comienzan en un tiempo inicial con condiciones iniciales, calculando una solución a cada intervalo de tiempo. Si la solución en cada intervalo cumple con el criterio de la tolerancia de error, se toma como un paso exitoso y se continúa con el siguiente. De otra forma, se considera como un fallo y el *ODE solver* intentará resolverlo de nuevo con un intervalo de tiempo menor.

Las rutinas para resolver ecuaciones diferenciales ordinarias están clasificadas como *Solvers for Nonstiff Problems* y *Solvers for Stiff Problems*. Se hace esta aclaración porque el sistema que se está caracterizando es un problema de tipo *Stiff*, el cual es un sistema que presenta cambios dinámicos muy rápidos. Un ejemplo es un sistema que tiene un inicio transitorio muy puntiagudo seguido por una respuesta al estado estacionario relativamente lento.

La simulación del modelo está construido mediante la sucesión de funciones como la que se muestra en la Figura 4.1. Su funcionamiento básicamente es el siguiente: dos funciones generan a las señales de entrada, de CW se obtiene una señal con una amplitud constante similar a la que generaría un láser de onda continua, y de PRBS una secuencia de bits pseudoaleatoria; es factible modificar en ambas la potencia de entrada y en la segunda la tasa de bits, el número de muestras por bit y el número total de bits. Ambas señales son multiplexadas en la función MUX, en la cual ya se ha determinado la diferencia del cambio de frecuencia. A continuación una única señal, resultado del multiplexaje de las señales mencionadas, es introducida a la función SOA, caracterizada por los parámetros que podrían definir las características de un dispositivo físico real.

La señal de salida de la función SOA es introducida a la función FILTRO con el propósito de ser demultiplexada. La función FILTRO es una implementación de un filtro óptico de tipo Bessel, de orden 4, con un ancho de banda a los 3 [dB] de 50 [GHz] y cuya frecuencia central se encuentra a 0 [Hz]. La señal obtenida después del filtro es la de CW, en la cual ya se ha modulado la forma complementaria de la señal originada en PRBS como

4. Simulación del convertidor de longitud de onda completamente óptico 84

Parámetros		[15]	[37]	
Tiempo de vida de los portadores	τ_C	200	70	[ps]
Tiempo de dispersión de portador a portador SHB	τ_{SHB}	70	120	[fs]
Tiempo de dispersión de portador a fonón CH	τ_{CH}	700	480	[fs]
Coefficiente de compresión de la ganancia para SHB	ϵ_{SHB}	0.19	1.17	[W ⁻¹]
Coefficiente de compresión de la ganancia para CH	ϵ_{CH}	0.37	1.95	[W ⁻¹]
Coefficiente de acoplamiento para N (Factor de Henry)	α_N	4	1.55	-
Coefficiente de acoplamiento para T	α_T	3	0.94	-
Potencia de saturación	P_{sat}	28.4	10.8	[mW]
Ganancia en régimen de señal pegueña	G_0	25	26	[dB]

Tabla 4.1: Constantes características utilizadas

consecuencia de los procesos no lineales que se presentarían en un *AOS* real.

Como ya se mencionó, ambas señales son llevadas a una representación de banda base por lo que en el espectro de la señal multiplexada, a la entrada y a la salida de la función SOA, la señal de CW aparecerá en una frecuencia cero y la de PRSB a una frecuencia igual a la diferencia del cambio de frecuencia.

Función SOA La función SOA se implementó escribiendo una función tipo M-file que describe al sistema de ecuaciones diferenciales ordinarias, las ecuaciones (4.3). Dentro de los parámetros que describen al amplificador óptico de semiconductor se encuentran los relacionados a las no linealidades ópticas del dispositivo, los cuales son la potencia de saturación (P_{sat}), los coeficientes de compresión de la ganancia (ϵ_{SHB} y ϵ_{CH}) y los tiempos característicos de los procesos no lineales (τ_C , τ_{SHB} y τ_{CH}); así como también la ganancia de señal pequeña $G_0 = \exp(g_0)$, la cual depende en gran medida de la corriente inyectada al dispositivo. Los valores iniciales para las variables h_N , h_{SHB} y h_{CH} se obtienen mediante una rutina adicional que genera la solución en estado estacionario del conjunto de ecuaciones diferenciales para una entrada de CW igual a la primer muestra del campo óptico de entrada. Este procedimiento nos permite reducir significativamente los transitorios iniciales de la simulación.

Los resultados de las simulaciones se lograron con los parámetros enlistados en la Tabla 4.1, obtenidos de [15] y [37]. Es importante mencionar que estos valores corresponden a un dispositivo real, ya que fueron obtenidos mediante un proceso de ajuste de parámetros basándose en mediciones experimentales.

4.1.2. ¿Por qué la simulación matemática?

Para describir cabalmente el comportamiento de un amplificador óptico de semiconductor no sería suficiente con ecuaciones analíticas, ni diferenciales, debido a que los materiales que lo componen, las señales que se propagan a través de él y sus características son demasiadas. Es por ello que este modelo matemático sólo considera las características más importantes o representativas de un amplificador óptico al ser utilizado como convertidor de longitud de onda (en el Capítulo anterior se presentaron las Características distintivas del modelo, sección 3.3).

En general, el modelo matemático de un dispositivo es de gran utilidad por las siguientes razones[46]:

1. A través de un modelo matemático se puede observar el comportamiento de las variables internas con el propósito de entender mejor la operación del dispositivo.
2. La simulación permite evaluar el desempeño de un nuevo dispositivo sin fabricarlo, lo cual ahorra tiempo y dinero.
3. Investigar los efectos resultantes de la variación de los parámetros de entrada hace posible optimizar el desempeño del dispositivo.
4. El modelado de un dispositivo permite una mejor comprensión de los procesos físicos que ocurren en su interior.
5. Un modelo permite investigar de manera simple la factibilidad de mecanismos de procesamiento de la información.
6. La implementación de un modelo permite analizar “casos límite” sin correr el riesgo de dañar un, usualmente, costoso prototipo.

Un buen simulador debe de ser capaz de reproducir certeramente el comportamiento de un dispositivo bajo todas las condiciones de operación posible y con una gran variedad de parámetros en un lapso de tiempo muy corto. Desafortunadamente, dicho simulador no existe. En realidad un simulador sólo puede describir al dispositivo para un número limitado de operaciones, pero entre más operaciones, el resultado obtenido será más cercano a la realidad. Por lo tanto muchas simplificaciones y aproximaciones, como las ya expuestas en el Capítulo anterior para el modelo en estudio, deben de ser tomadas en cuenta; sin embargo, generalmente, se debe de escoger entre complejidad y certeza o simplicidad y velocidad de cálculos.

El modelo que se está presentando ha considerado los siguientes aspectos:

1. La evolución de la amplitud y de la fase del campo óptico durante su propagación a través del amplificador. Así como la respuesta de la dinámica del material bajo dicha excitación.
2. Los parámetros del material del dispositivo, como la ganancia y el índice de refracción y la influencia del mecanismo de alimentación eléctrico, aunque no de forma directa.
3. La interacción dinámica entre la radiación incidente del campo óptico y el material semiconductor. Este punto es de suma importancia debido a que en él están basadas las no linealidades del amplificador.
4. La posibilidad de integrar no una, sino varias señales, dependiendo del ancho de banda, multiplexadas en longitud de onda al amplificador, lo que permite analizar el desempeño del *AOS* como parte de todo un sistema de telecomunicaciones basado en *WDM*.

En conclusión, simuladores eficientes son muy útiles en la etapa de diseño y para el análisis del futuro desempeño de dispositivos (como los *AOS*) basados en procesos fónicos.

4.1.3. Utilización del modelo del amplificador en régimen de señal pequeña

Si bien el interés de este trabajo se encuentra en la operación no lineal de los amplificadores ópticos de semiconductor, es destacable la importancia que tienen estos dispositivos en sus aplicaciones lineales[28]. Uno de sus primeros usos fue como bloques amplificadores de la ganancia óptica, por ejemplo, para compensar las pérdidas en un canal de comunicaciones óptico. Sin embargo, las mismas no linealidades que ahora se explotan para la conversión de longitud de onda son las que causaron su desuso para esas incipientes aplicaciones[11].

4.1.4. Saturación de la ganancia

La forma en la que varía la densidad de portadores dentro de un amplificador óptico de semiconductor depende de la potencia de la señal óptica de entrada. Bajo la inyección de

una potencia óptica alta, la concentración de portadores en la región activa será disminuida debido a la emisión estimulada, Conceptos generales en el Capítulo 2, de tal forma que la ganancia del dispositivo también se verá reducida. Este efecto es conocido como *saturación de la ganancia*.

La saturación de la ganancia se utiliza, entre otras cosas, para la conversión de una longitud de onda a otra; pero, primero se iniciará con la validación del modelo matemático realizando su análisis estático y dinámico. El primer análisis tiene como objetivo determinar la potencia de saturación del amplificador con respecto a una señal con amplitud constante y con el segundo se calculará su energía de saturación para un pulso Gaussiano de entrada.

Análisis estático de la saturación de la ganancia

La validación del simulador del modelo matemático bajo estudio iniciará como se haría en cualquier laboratorio que contara con los recursos suficientes y los instrumentos y materiales adecuados para caracterizar a un dispositivo real. Con el análisis estático se obtendrán las curvas de saturación en las cuales se puede leer la ganancia en función de las potencias de entrada y de salida de una señal óptica. Un dato importante es la potencia de saturación, tanto de entrada como de salida, la cual se puede obtener a partir de estas gráficas.

El procedimiento para obtener estas gráficas es el siguiente. A la entrada de la función SOA sólo se considerará una señal con amplitud constante, una *CW*, la cual será amplificada, es decir, se obtendrá otra *CW* a la salida con una mayor potencia. Entonces, la ganancia se calculará con la siguiente expresión:

$$G[dB] = 10 \log_2 \left(\frac{P_{out}}{P_{in}} \right) \quad (4.6)$$

en donde:

P_{in} y P_{out} son las potencias de la señal óptica de entrada y de salida, respectivamente.

Este procedimiento es repetido el suficiente número de veces, pero en cada ocasión incrementando el valor de la potencia de entrada P_{in} , con el fin de conseguir una colección de datos que describan apropiadamente la evolución de la ganancia.

Los parámetros utilizados en este análisis se encuentran enlistados en la Tabla 4.1, columna [37]. Y los resultados se presentan gráficamente en la Figura 4.2. Como se puede observar, la ganancia del dispositivo dentro del régimen de señal pequeña es de 26 [dB],

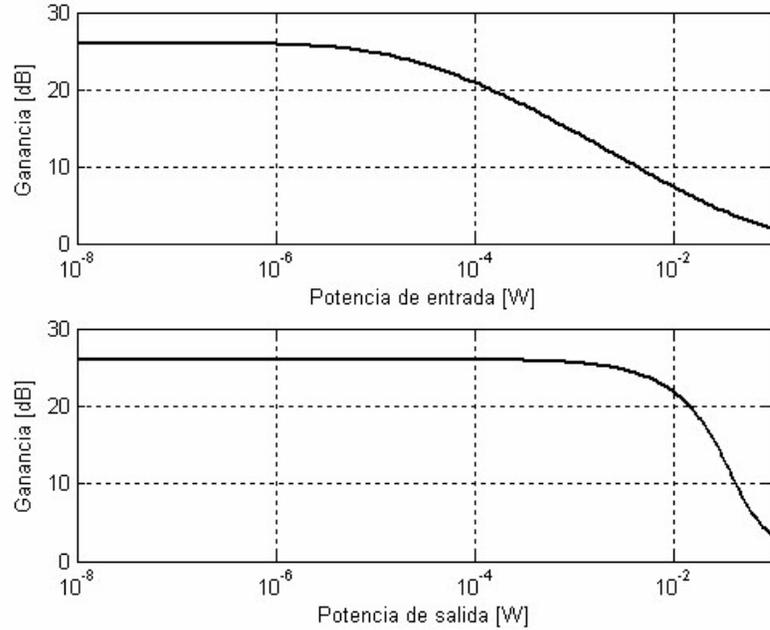


Figura 4.2: Curvas de saturación de la ganancia en función de la potencia de entrada y de salida de una señal con amplitud constante.

lo que concuerda con los datos de la Tabla 4.1, y las potencias de saturación se muestran en la Tabla 4.2.

Potencia de saturación de entrada	35	$[\mu W]$
Potencia de saturación de salida	7.2	$[mW]$

Tabla 4.2: Potencias de saturación

Conforme aumenta la potencia de la señal que se inyecta al dispositivo, o en este caso al simulador, la ganancia del dispositivo disminuye hasta que prácticamente se hace cero. Ambas gráficas presentan un comportamiento muy similar a las gráficas que podrían ser obtenidas por medios experimentales, por ejemplo [38], por lo tanto estos resultados sustentan el correcto funcionamiento del simulador del amplificador óptico de semiconductor.

Ecuación empírica de la potencia de saturación

Un punto más para validar el correcto funcionamiento del simulador es la ecuación (4.7), con la cual se puede obtener un valor aproximado para la potencia de saturación de salida del dispositivo, $P_{out,sat}$.

La ecuación (4.7) es válida para cuando la ganancia $G_0 \gg 1$, y está en función de la potencia de la saturación intrínseca del amplificador ($P_{amp,sat} = 10.8 [mW]$ de la Tabla 4.1, columna [37]) a través de la siguiente expresión[18]:

$$P_{out,sat} = \frac{G_0 \ln(2)}{G_0 - 1} P_{amp,sat} \tag{4.7}$$

Los resultados de utilizar la ecuación (4.7) se presentan en la Tabla 4.3.

	Gráfica	Analítica	
Potencia de saturación de salida	7.2	7.5	[mW]

Tabla 4.3: Potencia de saturación de salida

Ambos valores son muy parecidos y, por tal motivo, nuevamente se corrobora el correcto funcionamiento del simulador.

Análisis dinámico de la saturación de la ganancia

Una forma más de validar al simulador de amplificador óptico es sometiénolo a un análisis dinámico, el cual consiste en obtener gráficas de la ganancia en función de la energía promedio de un pulso de tipo Gaussiano, el cual será la señal de entrada.

El procedimiento para obtener las gráficas para este análisis es el mismo que el utilizado en el análisis estático, incluso se empleará una ecuación semajante a (4.6) pero con la diferencia de que ahora se tomará en cuenta la energía promedio del pulso de salida, E_{out} , entre la energía promedio del pulso de entrada, E_{in} . Esto es:

$$G[dB] = 10 \log_2\left(\frac{E_{out}}{E_{in}}\right) \tag{4.8}$$

El conjunto de datos que se emplearán para esta simulación se encuentran en la Tabla 4.1, columna [15]. Gráficas como las que a continuación se presentan se encuentran en esa misma referencia, por lo tanto, al reproducir estas gráficas que ya existen, que fueron realizadas con el mismo modelo matemático y los mismos valores de los parámetros de simulación y, además, han sido verificadas experimentalmente [15], se confirmará una vez más el correcto funcionamiento del simulador. En este análisis también se verificará la

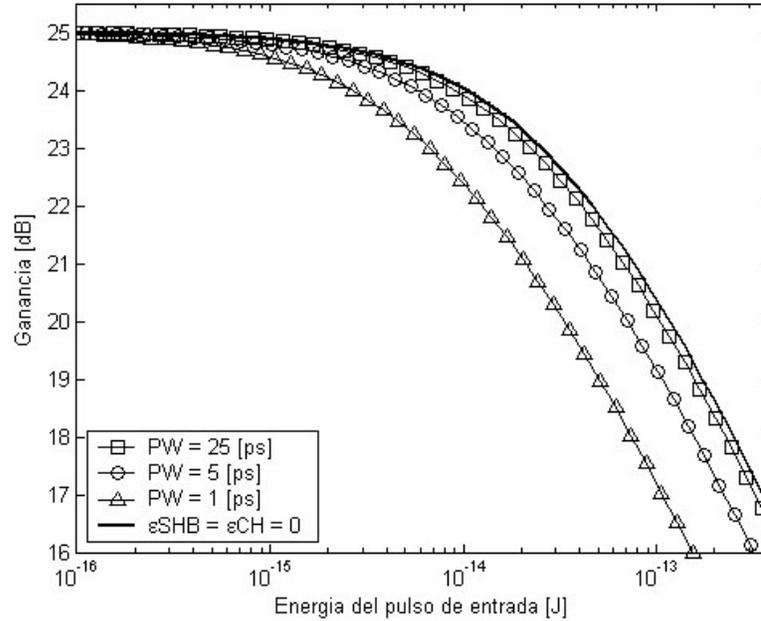


Figura 4.3: Comportamiento de la ganancia en función de la energía promedio de un pulso Gaussiano de entrada.

influencia de los efectos de los procesos no lineales y del ancho de los pulsos de la señal de entrada en la ganancia del simulador.

En las Figuras 4.3 y 4.4 se presenta la saturación de la ganancia por efecto de la amplificación de un pulso Gaussiano.

La Figura 4.3 presenta la saturación de la ganancia en función de la energía de los pulsos de entrada, y en específico para anchos de pulso (PW) de 25, 5 y 1 [ps]. La línea continua corresponde al mismo análisis realizado para los PW mencionados pero con un valor de los factores de compresión de la ganancia igual a cero, es decir, para $\epsilon_{SHB} = \epsilon_{CH} = 0$. Para este caso en particular se puede observar que la saturación de la ganancia es independiente del ancho de los pulsos.

Como se puede observar en la Figura 4.3, los pulsos de 25 [ps] de duración son los que menos influencia tienen en la ganancia no lineal, mientras que los pulsos más cortos, los de 1 y 5 [ps], tienen una influencia notoria en estos procesos. En conclusión, debido a los procesos ultra rápidos de SHB y CH , la potencia de saturación, y en consecuencia la energía de saturación, dependerán del ancho del pulso; y entre más angostos sean los

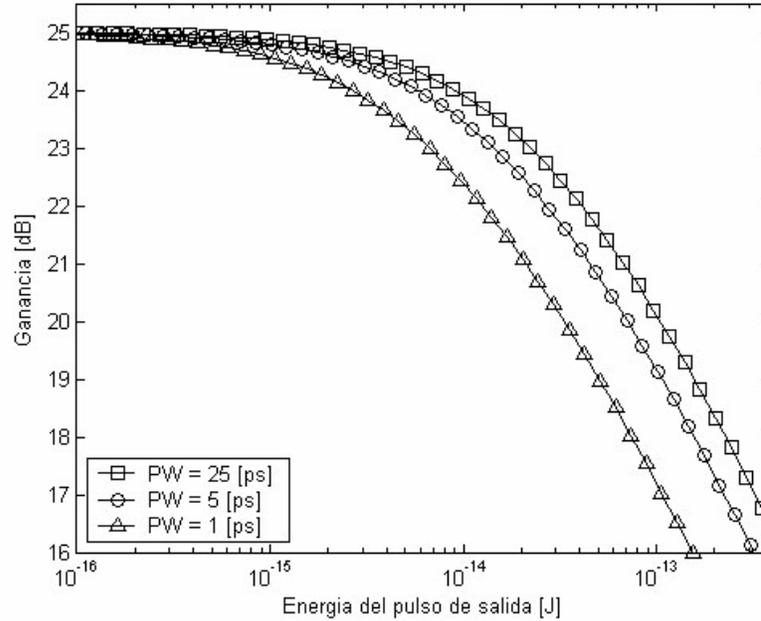


Figura 4.4: Ganancia en función de la energía de un pulso Gaussiano de salida.

pulsos que se están amplificando, los procesos ultra rápidos tendrán una mayor influencia y, por consiguiente, la ganancia disminuirá rápidamente. Este comportamiento concuerda con lo observado experimentalmente en [20].

Las energías de saturación de entrada a los 3 [dB] proporcionadas por el artículo de la referencia [15] y las obtenidos de esta simulación se comparan en la Tabla 4.4.

Ancho de los pulsos	25	5	1	[ps]
Datos experimentales [15]	38	20	7.3	[fJ]
Resultados de las simulaciones	32	17	7.5	[fJ]

Tabla 4.4: Energía de saturación

La Figura 4.3 se puede encontrar en la referencia [15], y debido a la gran similitud entre los resultados mostrados en ambas gráficas, así como los resultados numéricos de la Tabla 4.4, se confirma nuevamente el correcto funcionamiento del simulador del modelo matemático que a continuación ya se empleará para predecir la conversión de longitud de onda utilizando la técnica de modulación por cruzamiento de ganancia. Como com-

4. Simulación del convertidor de longitud de onda completamente óptico 92

plemento, en la Figura 4.4 se presenta la ganancia en función de la energía promedio de salida del pulso Gaussiano[20].

Este análisis nos demuestra cómo el uso de simulaciones nos permite comprender el papel que los distintos efectos tienen en el desempeño de un dispositivo, pues desarrollar experimentalmente este tipo de análisis sería sumamente costoso.

4.2. Conversión de longitud de onda con base en la modulación por cruzamiento de ganancia

Como ya se demostró, las no linealidades en la ganancia ocasionan el deterioro de la amplificación lineal de una señal óptica debido a que pueden causar distorsión e interferencia entre canales adyacentes. Sin embargo, esta característica hace a los amplificadores ópticos de semiconductor, *AOS*, dispositivos muy interesantes para aplicaciones basadas en ese tipo de propiedades, como el procesamiento completamente óptico de una señal. En particular efectos como la modulación por cruzamiento de ganancia, *XGM*, se utiliza para realizar la conversión de longitud de onda dentro de un sistema de comunicaciones.

A continuación se revisarán e ilustrarán los efectos responsables de la dinámica de la ganancia.

4.2.1. Efectos de los procesos involucrados en XGM

La ganancia de un *AOS* está directamente relacionada con los portadores libres dentro de su región activa. Las variaciones de la densidad total de portadores y de la distribución de su energía dentro de las bandas de conducción y de valencia son causadas por los efectos interbanda (transiciones de los portadores entre las bandas de energía) e intrabanda (transiciones dentro de la misma banda).

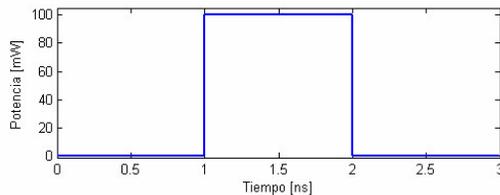


Figura 4.5: Señal de entrada: pulso cuadrado.

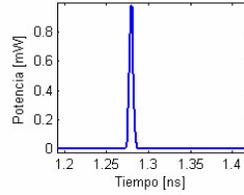


Figura 4.6: Señal de entrada: pulso Gaussiano.

Las transiciones interbanda, a las cuales en el modelo que se está estudiando se les ha asignado la variable h_N , están determinadas por el bombeo eléctrico, la emisión estimulada, la absorción y la emisión espontánea. Pero al variar la densidad de portadores, su distribución dentro de la banda de energía también se verá modificada. Los efectos del quemado de un hueco espectral (SHB) y del calentamiento de los portadores (CH), procesos que son identificados con las variables h_{SHB} y h_{CH} , respectivamente, también modificarán la distribución de los portadores dentro de las bandas de energía.

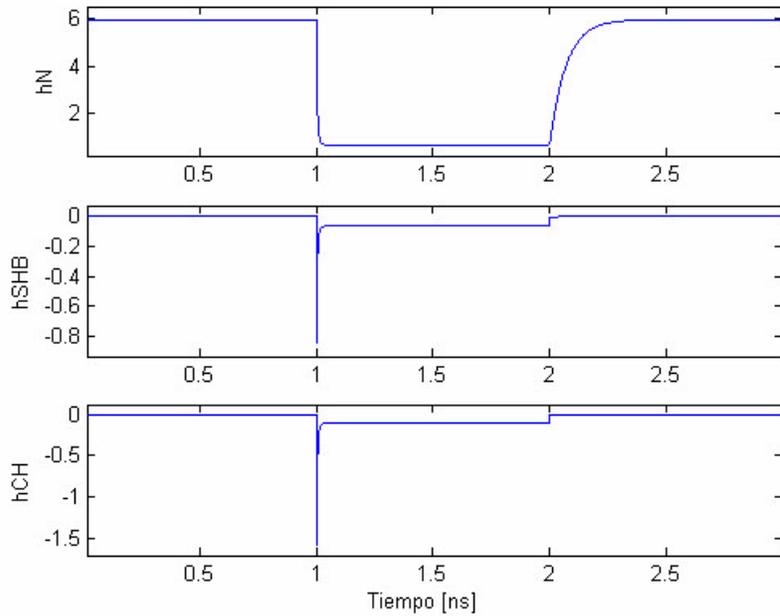


Figura 4.7: Variación de la densidad de los portadores con respecto a un pulso cuadrado.

4. Simulación del convertidor de longitud de onda completamente óptico 94

En las Figuras 4.7 y 4.8 se presenta la forma en que varían las variables h_N , h_{SHB} y h_{CH} , con respecto a dos señales diferentes de entrada y su evolución con respecto al tiempo.

Para la Figura 4.7 la señal de entrada es un pulso cuadrado, Figura 4.5, cuya amplitud menor presenta una potencia menor a la potencia de saturación, y la amplitud mayor una potencia mayor a dicho valor, y son: 10 [nW] y 100 [mW], respectivamente. Además de tener una duración de 3 [ns]. Como se puede observar en la Figura 4.7, en la primera parte del escalón (antes de la saturación, en régimen de señal pequeña) no hay variación alguna en la densidad de los portadores y se encuentra a un valor de estado estacionario. Pero, al aumentar la potencia (ya en saturación) la densidad de portadores h_N disminuye considerablemente, sin recuperarse adecuadamente, y sólo lo hace hasta después de que el efecto del escalón ha cesado. Las variables h_{SHB} y h_{CH} presentan también variación con respecto a su valor inicial; sin embargo, y a pesar de que no regresan a su valor inicial, su recuperación es mucho más rápida debido a que sus constantes características de tiempo son mucho mas cortas.

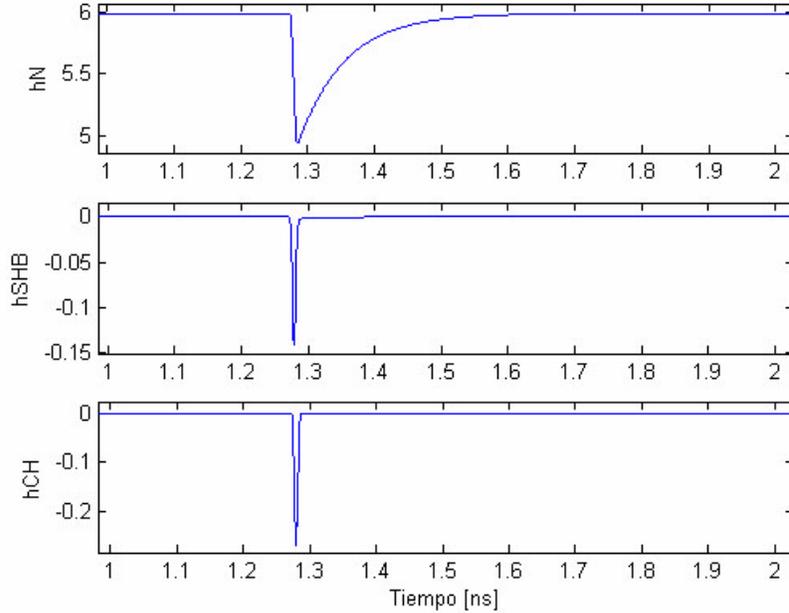


Figura 4.8: Variación de la densidad de los portadores con respecto a un pulso Gaussiano.

Para la Figura 4.8 se tiene como señal de entrada a un pulso Gaussiano, Figura 4.6,

con una potencia pico igual a 1 [mW], valor que es lo suficientemente grande como para saturar el funcionamiento del AOS; y con un FWHM de 5.12 [ps]. Para este caso también se observa que la incursión del pulso ocasiona que disminuya la densidad de portadores, y por consiguiente, que la ganancia del dispositivo también disminuya. De igual forma, se observa que los tiempo para que h_N se recupere son mayores que para h_{SHB} y h_{CH} , recordando de la Tabla 4.1 que las constantes características de tiempo son iguales a 70 [ps], 120 [fs] y 480 [fs], respectivamente.

Sin duda que el valor que adquieran estas constantes (τ_C , τ_{SHB} y τ_{CH}) influirán en el desempeño del simulador, así como en el de un dispositivo real, pues será preferible trabajar con constantes características de tiempo con valores cada vez más pequeños que permitan una repuesta más rápida a las variaciones de la señal de entrada. Como consecuencia, al tener una rápida respuesta de los portadores, se podrá trabajar a una mayor Tasa de Bits.

4.2.2. Compresión no lineal de la ganancia

Cuando se introducen campos ópticos potentes al amplificador óptico de semiconductor ocurren variaciones en la distribución de los portadores, tanto dentro de la banda de conducción como de la de valencia. Estos fenómenos son ocasionados, principalmente, por los efectos no lineales: el quemado de un hueco espectral (SHB) y del calentamiento de los portadores (CH). Esta variación en la distribución de los portadores, que también origina la saturación de la ganancia, es usualmente conocido como *compresión no lineal de la ganancia*.

En la Figura 4.9 se pueden visualizar los efectos en la Ganancia, en [dB], de un pulso Gaussiano como señal de entrada, con una potencia pico igual a 5 [mW] y con un FWHM de 2.56 [ps]. A diferencia del caso anterior en esta Figura ya se presenta la variación de la Ganancia debida a las tres variables en conjunto (h_N , h_{SHB} y h_{CH}), y por tal motivo se harán palpables los procesos no lineales que afectan a la ganancia. Esta gráfica, así como los efectos que la provocan, se puede encontrar en la Figura de la página 54.

Conforme se propaga el pulso a través del dispositivo se modificará su ganancia, es decir, que en la Figura 4.9 se puede observar el comportamiento de la dinámica de la ganancia del AOS. Después de la compresión inducida por el pulso, la ganancia exhibe una *recuperación rápida* debida a los procesos ultra rápidos, es decir a SHB y CH, y está definida por los coeficientes de compresión de la ganancia[17]: ϵ_{SHB} y ϵ_{CH} , respectivamente. Después de la *recuperación rápida* se presenta la compresión de la ganancia

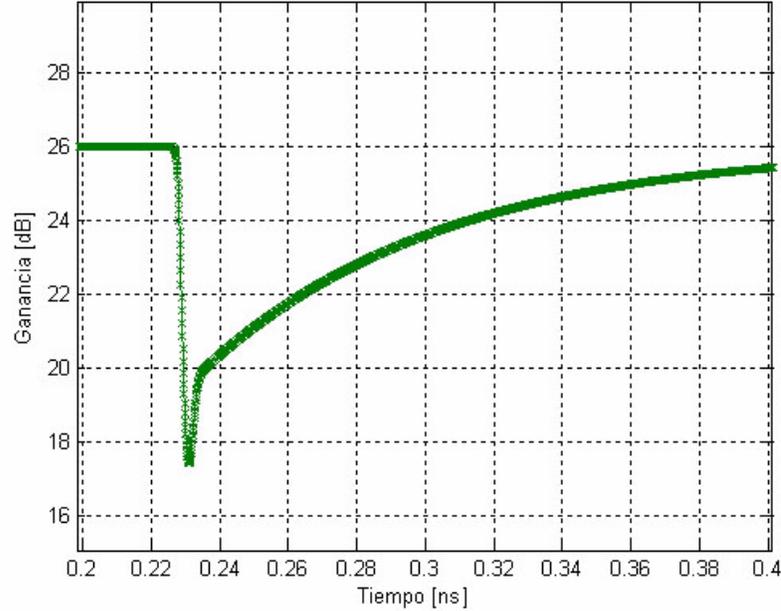


Figura 4.9: Recuperación rápida y lenta de la ganancia de un AOS.

asociada con los efectos interbanda, pues el valor de la ganancia en régimen de señal pequeña, o anterior a la saturación, es restaurado por bombeo eléctrico después de un lapso de tiempo mucho menor a unos cuantos nanosegundos, pero mucho mayor comparada con el tiempo de recuperación que requieren los procesos de *SHB* y *CH*. Esta comprensión es conocida como *recuperación lenta* y si se pretende que el AOS opere a altas tasas de transferencia de información, se debe buscar que tenga un valor muy pequeño para disminuir los efectos de Dependencia del Patrón de Datos.

4.2.3. Conversión de longitud de onda mediante la modulación por cruzamiento de ganancia

La modulación por cruzamiento de ganancia (*XGM*) en amplificadores ópticos de semiconductor (*AOS*) es un procedimiento sencillo empleado para llevar a cabo la conversión de longitud de onda. Como ya se ha mencionado una señal de entrada, con una longitud de onda λ_S y lo suficientemente potente, modulará y saturará la ganancia del dispositivo y en consecuencia, también modulará a una señal de entrada de amplitud constante (*CW*)

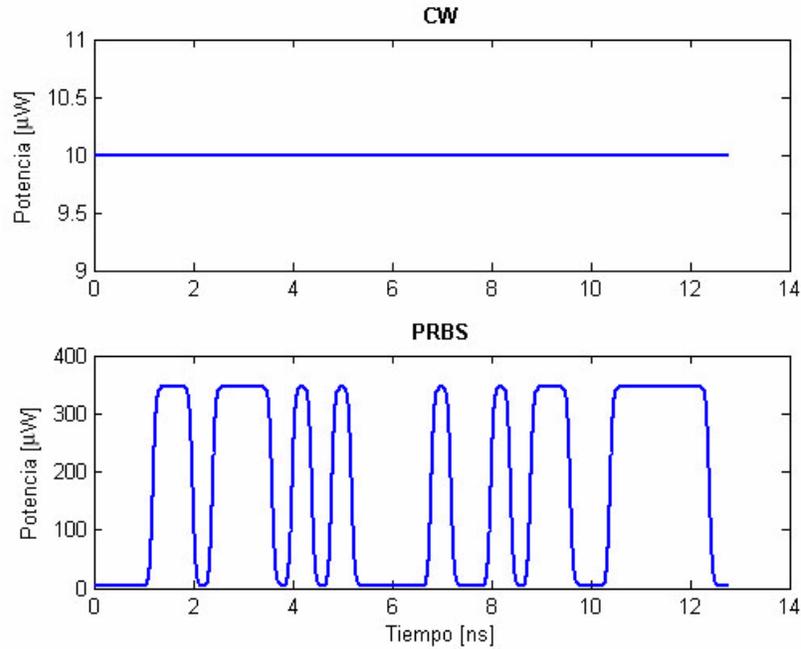


Figura 4.10: Señales de entrada, CW y PRBS, al convertidor de longitud de onda.

a una longitud de onda objetivo, λ_{CW} . A continuación se presenta a detalle todo este procedimiento utilizando el modelo matemático y su implementación en el simulador.

El ejemplo con el que se ilustra la conversión de longitud de onda es hecho con los parámetros de la Tabla 4.1, en [37], para simular el funcionamiento del amplificador óptico de semiconductor. Y las señales de entrada, como las que se muestran en la Figura 4.10, son: una secuencia aleatoria de bits la cual se llamará *PRBS*, con una potencia pico de 350 $[\mu W]$, una longitud de 2^5 bits, a una tasa de 2.5 $[Gb/s]$, con un formato NRZ y una relación de extinción igual a 20 $[dB]$; y una señal con una potencia constante e igual a 10 $[\mu W]$ llamada *CW*. Debido a lo expuesto al principio de este Capítulo ambas señales fueron llevadas a su representación en banda base y únicamente se considerará la diferencia del cambio de frecuencia, el cual para el ejemplo se ha tomado de 300 $[GHz]$.

En la Figura 4.11 se puede observar el espectro de frecuencias de la señal multiplexada (recordando a la función MUX) antes de ser operada por la función SOA que simula el funcionamiento del amplificador, es decir, antes de realizar la conversión de longitud de onda. Como ya se mencionó, la diferencia de frecuencias entre ambas señales es igual al cambio de frecuencia, es por ello que una espiga se encuentra a 0 $[Hz]$ y la otra a 300

[GHz]. También en la misma Figura se tiene el espectro de la señal multiplexada pero después de ser procesada por el simulador del AOS, de nuevo aparecen ambas espigas pero con la distinción de que ahora están amplificadas y la que se encuentra a 0 [Hz] estará modulada con el inverso de la información de la señal PRBS. Un acercamiento a estas Figuras permitiría apreciar la modulación antes y después del efecto de XGM.

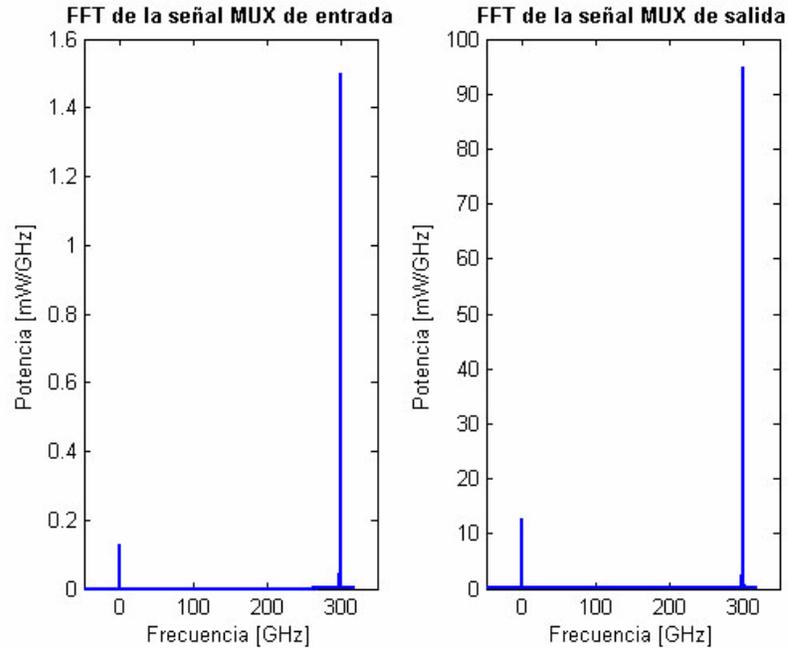


Figura 4.11: Espectros de frecuencia de las señales multiplexadas de entrada y de salida de la función SOA.

La señal que se obtuvo después del amplificador, y tras realizar la conversión de longitud de onda, es llevada a la función FILTRO, página 83, con lo cual se demultiplexa a la señal modulada de salida y que se encuentra a 0 [Hz]. Finalmente en la figura 4.12 aparece la señal modulada resultante de la conversión de longitud de onda, esto es, la señal a la longitud de onda objetivo λ_{CW} . Esta señal es el complemento de la señal original PRBS.

4.3. Desempeño del convertidor de longitud de onda

Para lograr un adecuado entendimiento cuantitativo y establecer las limitaciones impuestas al simulador por las variables y las constantes que lo forman, una conjunto de

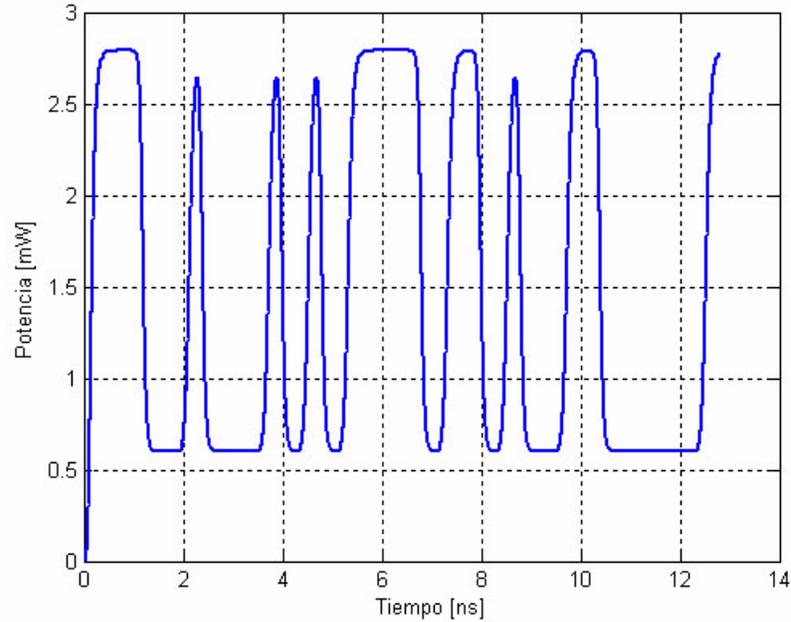


Figura 4.12: Señal modulada de salida correspondiente a la CW después de la conversión de longitud de onda.

parámetros serán definidos y utilizados para evaluar su desempeño en la conversión de longitud de onda y su dependencia en la Tasa de Bits, la potencia de las señales de entrada (de las señales CW y PRBS), la ganancia del dispositivo (G_0) y el tiempo de vida de los portadores (τ_C). Los parámetros a utilizar son los que a continuación se van a definir.

4.3.1. Parámetros de evaluación

Factor de Calidad Q [47],[48]

Dentro del gran número de parámetros que existen para medir el desempeño de una red de datos o, como es este caso, de un dispositivo se encuentra la medición de la calidad de la señal recibida, mejor conocido como Factor de Calidad Q.

El Factor Q es una medida directa de la calidad de los datos y de la cantidad de información recibida correctamente. Por ejemplo, en un enlace digital la medición de la calidad se basa en la tasa de bits en error, *BER*; entre más bajo el *BER*, más alta será la calidad de los datos a la salida del sistema. La relación que existe entre el *BER* y el

4. Simulación del convertidor de longitud de onda completamente óptico 100

Factor Q es la siguiente[33]:

$$BER = \frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erf} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \right] \quad (4.9)$$

en la cual *erf* es la función de error, la cual puede ser fácilmente encontrada en manuales matemáticos o en calculadoras. Sin embargo, el Factor Q en los análisis posteriores será evaluado con la siguiente ecuación[49]:

$$Q = \frac{H_L - L_L}{\sigma_H + \sigma_L} \quad (4.10)$$

en donde:

H_L y L_L son las potencias promedio de los niveles alto y bajo, respectivamente, y

σ_H y σ_L son las desviaciones estándar de los niveles alto y bajo en el diagrama de ojo, respectivamente, Figura 4.13.

El Factor Q suele expresarse en [dB], con valores superiores a 9 [dB] correspondiendo a un excelente desempeño, entre 8 y 6 [dB] son muy buenos valores y menores son valores inaceptables.

La calidad de la información a la salida del sistema puede ser estimada a partir del “Patrón de Diagrama de Ojo”, observado en un osciloscopio. El “Patrón de Diagrama de Ojo” es nombrado de esta forma debido a la abertura que queda en el centro, Figura 4.13, el cual se origina por las transiciones entre los estados de “unos” y ”ceros” al traslapar una secuencia pseudoaleatoria de bits.

Patrón de Diagrama de Ojo [18]

La técnica del Patrón de Diagrama de Ojo¹ es un método simple pero poderoso para evaluar el manejo de datos dentro de un sistema de comunicaciones digitales, y ha sido utilizado para estimar el desempeño de sistemas cableados, tal como un enlace por fibra óptica. Dado su extenso campo de aplicación, con toda seguridad, este concepto se aplicará en la medición del desempeño del simulador de un amplificador óptico de semiconductor. Las mediciones del Patrón de Diagrama de Ojo son hechas en el dominio del tiempo y permiten que los efectos de las distorsiones en la forma de onda sean mostrados inmediatamente en la pantalla de un osciloscopio o, como en este caso, de una computadora.

¹En el Apéndice A se pueden encontrar los términos tomados del idioma inglés y su interpretación en español y, en algunos casos, también su acrónimo.

4. Simulación del convertidor de longitud de onda completamente óptico 101

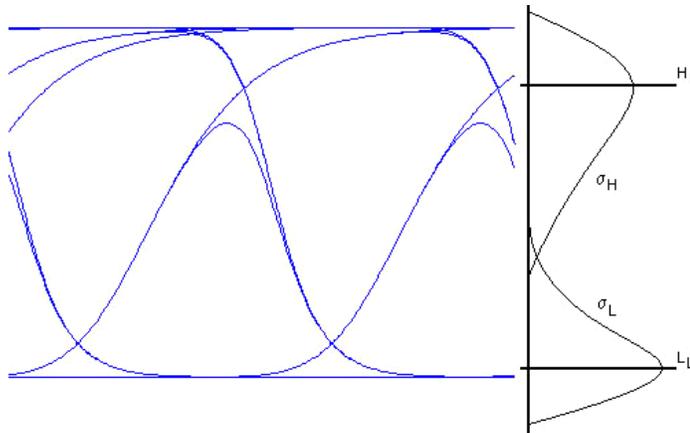


Figura 4.13: Diagrama de Ojo.

Para medir el desempeño de un sistema, o hasta de un dispositivo, con un método de Patrón de Diagrama de Ojo, una gran variedad de patrones de palabra pueden ser utilizados. Una muy buena aproximación es generar una señal de datos aleatoria, debido a que esta es la característica de una secuencia de datos encontrados en la práctica. Este tipo de señales contiene unos y ceros generados a una tasa constante pero en forma pseudoaleatoria. El término pseudoaleatorio significa que la combinación o secuencia de unos y ceros eventualmente se repetirá pero que es lo suficientemente aleatoria y grande para propósitos de prueba.

Algunas de las características más notables en un Patrón de Diagrama de Ojo son las siguientes[50]:

Entre más abierto se aprecie el diagrama de ojo, más fácil será distinguir entre un “1” lógico y un “0” lógico.

El ancho de la abertura del diagrama de ojo (el tiempo entre los cruces de un “1” lógico a un “0” lógico y de un “0” lógico a un “1” lógico) muestra el intervalo de tiempo en el cual la señal puede ser muestreada sin error debido a interferencia intersimbólica.

La altura en la abertura del diagrama de ojo determina el margen de ruido a la salida del dispositivo.

El grosor de las líneas de los pulsos en la parte alta y baja del diagrama de ojo es proporcional al ruido y a la distorsión inducida por el dispositivo.

4. Simulación del convertidor de longitud de onda completamente óptico 102

Para obtener una máxima inmunidad al ruido, el mejor tiempo para muestrear a la señal es cuando la altura en la abertura del diagrama de ojo está a un valor máximo.

Mucha información del desempeño de un sistema, o de un dispositivo, puede obtenerse de un Patrón de Diagrama de Ojo. Para interpretar el diagrama de ojo, se considerará la Figura 4.13.

Relación de Extinción [38],[51]

La Relación de Extinción (*ExtRat*) expresa la correspondencia de amplitud entre los niveles de los pulsos más alto (H_L) y más bajo (L_L) de la señal modulada a la salida del amplificador, Figura 4.13, y suele compararse con la Relación de Extinción de la señal a la entrada del dispositivo. Este parámetro está expresado en [dB] y está definido como:

$$ExtRat_{Out} = 10\log_{10} \left(\frac{H_L}{L_L} \right) \quad (4.11)$$

Abertura del Diagrama de Ojo [52]

La Abertura del Diagrama de Ojo (*EOR*) expresa la relación de potencias entre el nivel mínimo de la parte superior de la abertura del diagrama de ojo (Min_{HL}) y el nivel máximo de la parte inferior (Max_{LL}), Figura 4.13; expresada en [dB], esto es:

$$EOR = 10\log_{10} \left(\frac{Min_{HL}}{Max_{LL}} \right) \quad (4.12)$$

Dependencia en el Patrón de Datos [53]

La Dependencia en el Patrón de Datos, mejor conocida en el idioma inglés como “patterning”, es el fenómeno que se puede presentar en la secuencia de datos después de haber sido procesada por el amplificador óptico de semiconductor. En específico cuando se trabaja a altas Tasas de Bits y con una secuencia de bits pseudoaleatoria (*PRBS*), la dinámica de los portadores ocasiona una respuesta dependiente del patrón de datos; esto es, la amplitud de los unos y ceros a la salida dependen de la secuencia de datos que los precedió, ocasionando que el Diagrama de Ojo se aprecie más cerrado o distorsionado y, por ende, haya errores. Este problema puede ser de alguna forma remediado usando una mayor potencia óptica, una mayor corriente de alimentación del dispositivo, o un amplificador más largo. Sin embargo, todas estas posibles soluciones estarán sujetas a la Dependencia

4. Simulación del convertidor de longitud de onda completamente óptico 103

en el Patrón de Datos cuando se empleen Tasas de Bits lo suficientemente altas, y no es deseable utilizar muy altas potencias ópticas, ni altas corrientes de alimentación.

Una vez definidos los conceptos que se van a utilizar, a continuación se explicarán brevemente en que consistieron cada uno de los análisis, sus respectivas simulaciones y las gráficas obtenidas a partir de estos resultados.

Una de las principales aportaciones de esta Tesis consiste en evaluar el desempeño de un dispositivo, o bien, del simulador matemático de un amplificador óptico de semiconductor mediante el Factor de Calidad Q a partir del Patrón del Diagrama de Ojo. Si bien, este parámetro es ampliamente empleado, muy pocas veces es usado para determinar la calidad de la información a la salida de un sólo dispositivo.

4.3.2. Análisis de la influencia de las potencias de las señales de entrada en la Relación de Extinción

Esta investigación tiene el propósito de determinar cual es la influencia de las potencias promedio de las señales CW y PRBS de entrada en la Relación de Extinción de la señal modulada de salida. Para que los resultados no se vean afectados por la Dependencia en el Patrón de Datos, la secuencia de bits considerada en las simulaciones de esta sección es una secuencia de unos y ceros (la señal PRBS se nombrará señal de 1s y 0s), alternados y a una Tasa relativamente baja, a 2.5 [Gb/s]. Recordando que los efectos de patterning sólo se presentan cuando se emplea una señal pseudoaleatoria a altas Tasas de Bits, entonces utilizando esta señal de 1s y 0s, a la salida del simulador no se presentará significativamente este fenómeno.

Otros valores que se deben de tener presentes son: la potencia de saturación de entrada del dispositivo, P_{sat} , obtenida previamente y cuyo valor es de 35 [μW], Tabla 4.2 en la página 88, y la Relación de Extinción de la señal de entrada que es igual a 20 [dB], valor que se definió dentro de los parámetros del simulador.

Las simulaciones consistieron en incrementar la potencia promedio de la señal de 1s y 0s en múltiplos de P_{sat} , mientras que se mantenía constante la potencia de la señal de CW. Las curvas mostradas en la Figura 4.14, presentan dicho procedimiento para tres valores distintos de CW, para 250 (curva de \square), 50 (curva de \circ) y 5 (curva de \triangle) [μW].

Las tres curvas en la Figura 4.14, la de \square , \circ , y de \triangle , tienen en común que al aumentar la potencia de la señal de 1s y 0s aumentará la Relación de Extinción (ExtRat) de la señal de salida. Esto se debe a que conforme la potencia promedio de la señal de 1s y 0s se incrementa, se provoca una cada vez mayor disminución en la ganancia del dispositivo e

4. Simulación del convertidor de longitud de onda completamente óptico 104

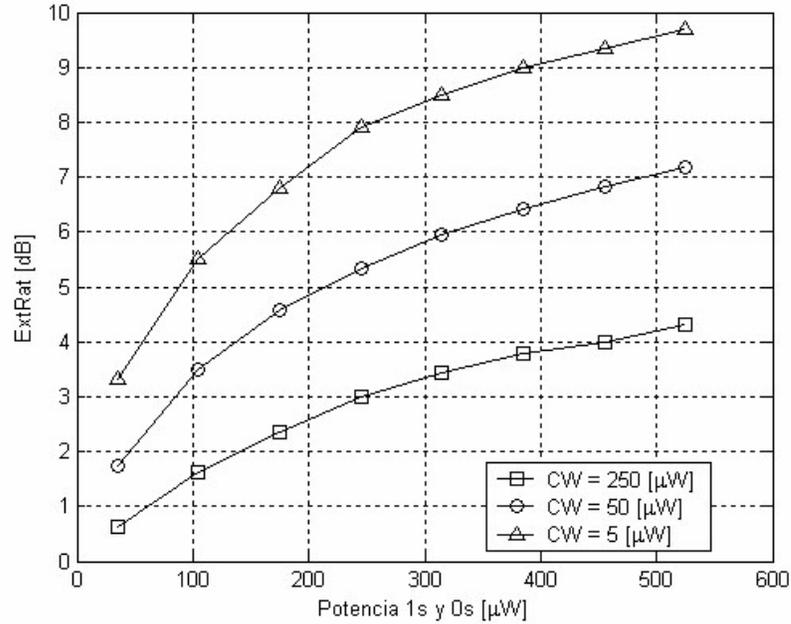


Figura 4.14: Relación de Extinción en función de la potencia promedio de la señal de 1s y 0s, para tres valores distintos de potencia de la señal CW y a 2.5 [Gb/s].

inducirá una mayor modulación en la señal convertida de salida.

Ahora bien, cuando se disminuye el valor de la potencia de la señal CW, es decir, cuando en la Figura 4.14 se pasa de la curva de \square a la de \circ , o a la de \triangle , la Relación de Extinción de la señal modulada de salida tendrá un considerable y muy benéfico incremento en su valor. Cuando se disminuye la potencia de la señal CW se provoca una menor disminución en la densidad de portadores dentro de la región activa del amplificador y, en consecuencia, una menor disminución en la ganancia del dispositivo. En consecuencia, aumentará la modulación inducida en la señal de salida y se incrementará su Relación de Extinción.

Como se puede observar en la curva de \triangle , al utilizar valores pequeños de CW y para valores grandes de la señal de 1s y 0s, se obtendrá que la Relación de Extinción estará muy cercana a los 10 [dB]. Sin embargo, algunas veces es preferible aumentar la potencia de la señal CW para tener a la salida una Relación de Extinción pequeña, lo cual permitiría incrementar la velocidad de conversión de longitud de onda del dispositivo [52].

En la Figura 4.15, se aprecia claramente lo que sucede con la señal modulada de salida

4. Simulación del convertidor de longitud de onda completamente óptico 105

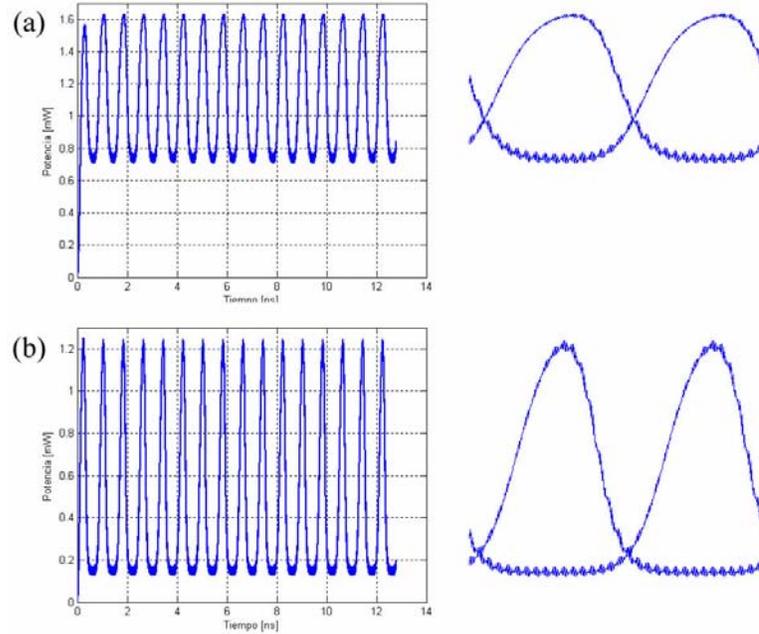


Figura 4.15: Señales moduladas de salida de los puntos extremos de la curva de Δ de la Figura 4.14, con $CW = 5 [\mu W]$, (a) $PRBS = 35 [\mu W]$ y (b) $PRBS = 525 [\mu W]$. La señal de entrada tiene un formato NRZ, a $2.5 [Gb/s]$ y con una $ExtRat$ de entrada igual a $20 [dB]$.

al incrementar la potencia promedio de la señal de 1s y 0s de 35 a $525 [\mu W]$, con una potencia baja de la señal CW, a $5 [\mu W]$. Siendo más explícitos, en esta Figura se puede visualizar los puntos extremos de la curva de Δ de la Figura 4.14. Con estas gráficas se entiende mejor el por qué mejora la Relación de Extinción cuando se incrementa la potencia promedio de la señal de 1s y 0s de entrada y, en específico, la muy notable mejoría de este parámetro cuando se toma una potencia baja para la señal CW.

Como complemento a esta investigación se presenta la Figura 4.16, en la que se muestran los resultados de las simulaciones en las que ahora se hizo variar la potencia de la señal CW, manteniendo constante la potencia promedio de la señal de 1s y 0s. La potencia de la señal CW se incrementará en múltiplos del valor de la potencia de saturación, mientras que se mantiene constante la señal de 1s y 0s a 5 (curva de \square), 10 (curva de \circ) y 15 (curva de Δ) veces P_{sat} .

Las tres curvas de la Figura 4.16, la de \square , \circ , y de Δ , corroboran los resultados de la Figura 4.14. Esto es, conforme se incrementa la potencia de la señal CW, disminuye

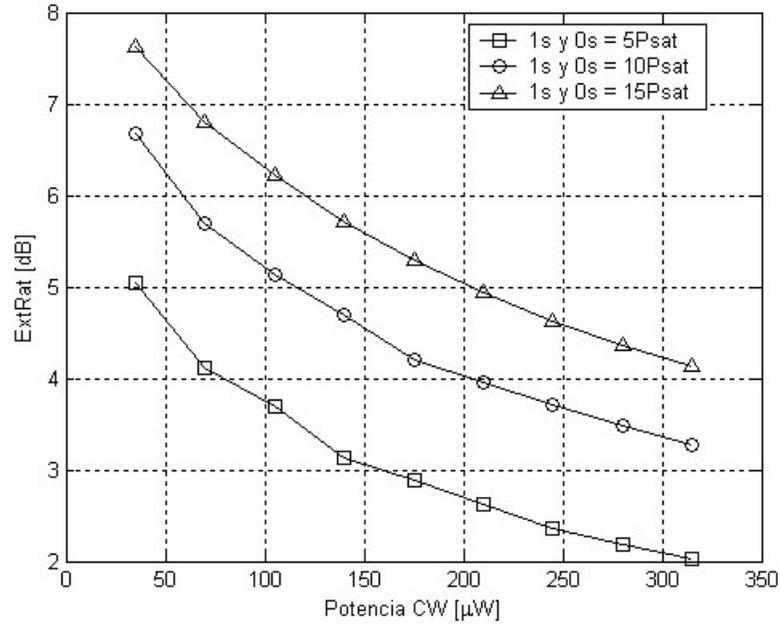


Figura 4.16: Relación de Extinción de salida en función de la señal CW para tres valores de la potencia promedio de la señal de 1s y 0s, a 2.5 [Gb/s].

el valor de la Relación de Extinción de la señal de salida. Pero para valores grandes de la potencia promedio de la señal de 1s y 0s, como la curva de Δ , la disminución en la Relación de Extinción de la señal de salida cada vez será menor.

Una característica, y a la vez desventaja, de la técnica de *XGM* es que degrada notoriamente la Relación de Extinción de la señal de salida. Recordando que la ExtRat de entrada es de 20 [dB], en las curvas de \square de las Figuras 4.14 y 4.16, se puede observar que a bajas potencias de la señal de 1s y 0s y a grandes potencias de CW, se obtienen valores muy pequeños para la ExtRat de salida, incluso menores a 1 [dB] lo cual implica una diferencia entre el valor de salida y el de entrada mayor a 19 [dB].

Al estudiar la influencia de las potencias de las señales de entrada se puede concluir que al aumentar la potencia promedio de la señal de 1s y 0s, o al disminuir la potencia de la señal CW se obtendrán mejores valores, y cada vez más provechosos, de la Relación de Extinción de la señal modulada de salida. Por otra parte, la técnica de *XGM* degrada significativamente la Relación de Extinción de la señal de salida.

Ahora en la Figura 4.17 se ilustra el claro deterioro que experimenta la Relación

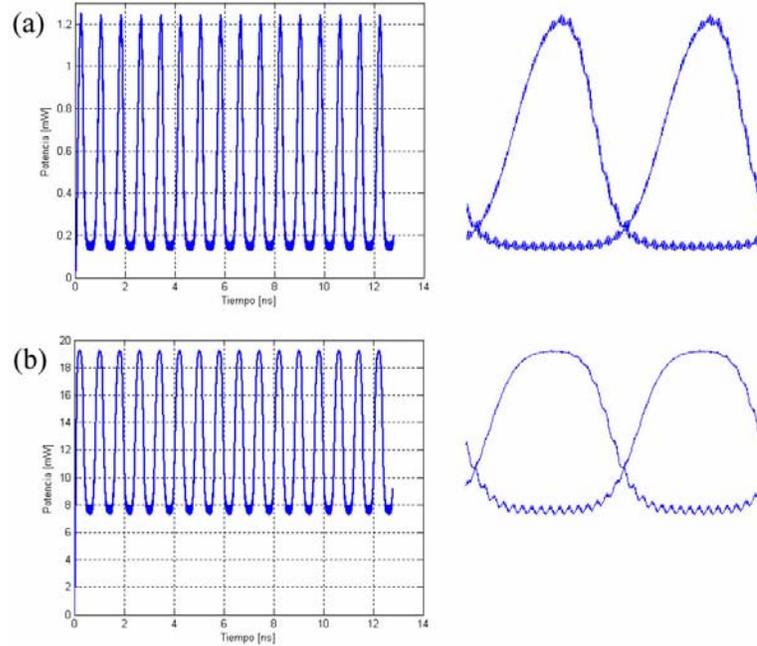


Figura 4.17: Señales moduladas de salida de los puntos extremos de la curva de Δ de la Figura 4.16. Con PRBS = 525 [μW] y (a) CW = 35 [μW] y (b) CW = 315 [μW]. La señal de entrada tiene un formato NRZ, a 2.5 [Gb/s] y con una Relación de Extinción de entrada igual a 20 [dB].

de Extinción cuando, en particular, la potencia de la señal CW es incrementada. Estas gráficas corresponden a la curva de Δ de la Figura 4.16, en la que la potencia promedio de la señal de 1s y 0s se mantiene constante con un valor de 525 [μW] y la potencia de la señal CW se incrementa de 35 a 315 [μW].

Con el propósito de caracterizar el desempeño de un AOS real, o de un simulador matemático, este tipo de análisis es muy común, pues a partir de él se determina el intervalo de potencias promedio que puede tolerar y dentro del cual se pueden obtener los mejores resultados del dispositivo. Análisis similares a los que se acaban de presentar pueden ser encontrados en las referencias [38] y [54].

4.3.3. Influencia de las potencias de las señales de entrada en la Abertura del Diagrama de Ojo

A partir de las definiciones de la Relación de Extinción y de la Abertura del Diagrama de Ojo se puede inferir que ambos parámetros están muy relacionados, y en consecuencia,

4. Simulación del convertidor de longitud de onda completamente óptico 108

que presentan un comportamiento similar, o hasta idéntico. Entonces, la Abertura del Diagrama de Ojo de la señal de entrada también es de 20 [dB]. En la Figura 4.18 se aprecia la Abertura del Diagrama de Ojo (EOR) en función de la potencia promedio de la señal de 1s y 0s, para tres valores distintos de la señal CW, a 250 (curva de \square), 50 (curva de \circ) y 5 (curva de \triangle) [μW].

Las curvas en las Figuras 4.14 y 4.18 tiene la misma tendencia, y la misma explicación les da repuesta: al aumentar la potencia promedio de la señal de 1s y 0s, se provocará una mayor modulación en la ganancia del dispositivo y, en consecuencia, una mayor modulación en la señal convertida de salida. Visto en el Diagrama de Ojo, la mayor modulación provocará que esté más “abierto” el ojo y, con respecto a la ecuación (4.12), la diferencia entre H_L y L_L sea mayor.

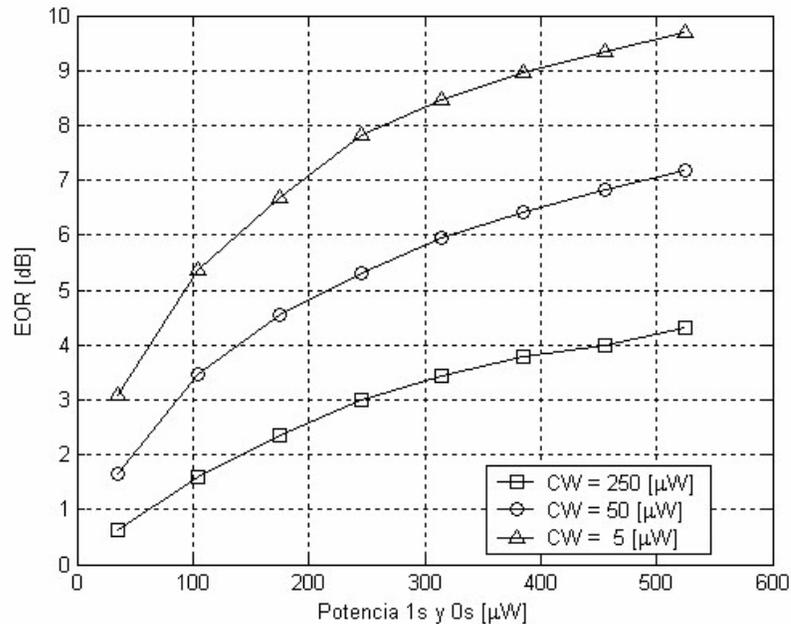


Figura 4.18: Abertura del Diagrama de Ojo en función de la potencia promedio de la señal de 1s y 0s, para tres distintos valores de la señal CW y a 2.5 [Gb/s].

De la misma forma, al aumentar la potencia de la señal CW disminuirá la ganancia del amplificador y, también, disminuirá la modulación de la señal de salida, en consecuencia disminuirá la Abertura del Diagrama de Ojo.

La misma desventaja que caracteriza a la técnica de XGM con respecto a la Relación

4. Simulación del convertidor de longitud de onda completamente óptico 109

de Extinción de la señal de salida, se presenta con la Abertura del Diagrama de Ojo; esto es, en la curva de \square de la Figura 4.18, se puede observar que a bajas potencias de la señal de 1s y 0s y a grandes potencias de CW, se obtienen valores muy pequeños para el EOR, incluso menores a 1 [dB] lo cual implica una diferencia entre el valor de salida y el de entrada mayor a 19 [dB].

La influencia que tienen las potencias de las señales de entrada en la Abertura del Diagrama de Ojo es que al aumentar la potencia promedio de la señal de 1s y 0s, o al disminuir la potencia de la señal CW se obtendrá un Diagrama con un “ojo” más abierto y en consecuencia será más fácil distinguir entre un nivel alto y un nivel bajo, o bien, entre un “1” y un “0” lógico. Así como ocurre para la Relación de Extinción, bajo la técnica de Modulación por Cruzamiento de Ganancia, XGM, la Abertura del Diagrama de Ojo no es una característica que se conserve en la señal de salida convertida, mas bien es notoriamente degradada.

En la Figura 4.15, se observa la evolución de la Abertura del Diagrama de Ojo, al igual que la de la Relación de Extinción, cuando en la curva de Δ de la Figura 4.18 se incrementa la potencia promedio de la señal de 1s y 0s de 35 a 525 [μW] y se mantiene la señal CW con una potencia baja, a 5 [μW]. Son muy claros los efectos en la creciente Abertura del Ojo al incrementar la potencia de la señal de 1s y 0s y en particular cuando se toma una potencia baja para la señal CW. Un análisis semejante puede ser encontrado en la referencia [52].

4.3.4. Análisis de los efectos del tiempo de vida de los portadores en el Factor Q

La siguiente investigación tiene el propósito de determinar la calidad de la información recibida, o el valor del Factor Q, en función del tiempo de vida de los portadores τ_C y de la Tasa de Bits. A diferencia de la señal de 1s y 0s anteriormente empleada, a partir de este momento ya se utilizará una señal de tipo pseudoaleatoria, PRBS, de 2^6 bits y en formato NRZ.

Este análisis fue hecho para dos pares distintos de las potencias promedio de las señales de entrada: para PRBS = 350 [μW] con CW = 10 [μW], y para PRBS = 1050 [μW] con CW = 250 [μW]. También se utilizaron tres valores para τ_C : 70 [ps][37], 240 [ps][40] y 560 [ps][44], a los cuales se les relacionaron las siguientes figuras: \square , \circ , y Δ , respectivamente.

El procedimiento fue el siguiente: tomando un primer par de valores de las potencias de entrada y un valor para τ_C , se realizó la simulación de la conversión de longitud de onda,

4. Simulación del convertidor de longitud de onda completamente óptico 110

incrementando en cada ocasión el valor de la Tasa de Bits. Al final de cada simulación se evaluó el valor del Factor Q y se procedía a hacer otra simulación siempre y cuando se obtuvieran valores aceptables de Q, es decir, mayores a 6 [dB]. Cuando se encontraban valores por debajo de este valor límite, se tomaba un nuevo valor de τ_C y se procedía de la misma forma. Al utilizar los tres valores de τ_C , se repetían los mismos pasos para el segundo par de valores de las potencias de las señales de entrada. Los resultados se presentan en la Figura 4.19.

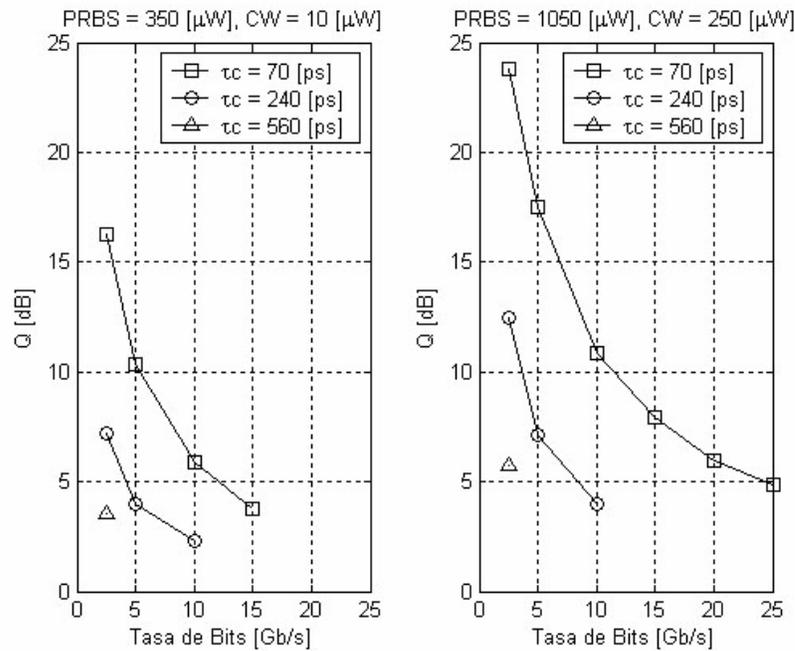


Figura 4.19: Factor de calidad Q, en función de la Tasa de Bits, para distintos valores de τ_C y de las potencias de las señales PRBS y CW.

En la gráfica de la izquierda de la Figura 4.19, con las potencias de 350 [μW] y 10 [μW] para PRBS y CW, respectivamente, se observa que para las curvas marcadas con \circ , y \triangle , es decir, para los valores de τ_C más grandes, el desempeño del convertidor es muy deficiente. Mientras que para $\tau_C = 70$ [ps], la curva de \square , sólo a Tasas de Bits menores a 10 [Gb/s] se tendrá un muy buen desempeño del simulador de convertidor de longitud de onda.

Utilizando las potencias de 1050 [μW] para PRBS y de 250 [μW] para CW, la gráfica de la derecha de la Figura 4.19, se obtiene una muy notable mejoría en los valores obtenidos

4. Simulación del convertidor de longitud de onda completamente óptico 111

del Factor Q. Para $\tau_C = 560$ [ps], la curva de Δ , se tiene una diferencia de 3 [dB] al pasar a 6 [dB] de la gráfica de la izquierda a la de la derecha. La curva de \circ , la de $\tau_C = 240$ [ps], incrementó al doble su máxima Tasa de Bits, pues en esta gráfica adquiere valores razonablemente buenos de Q a 5 [Gb/s] ($Q = 7.5$ [dB]). Finalmente, la curva de \square , con $\tau_C = 70$ [ps], es la que experimenta una excelente mejoría, pues a 2.5 [Gb/s] Q es muy cercano a los 24 [dB] y a 20 [Gb/s] Q todavía tiene un muy buen valor de 6.5 [dB], lo cual cumple con los requerimientos mínimos para un sistema moderno de telecomunicaciones.

Esto indica que valores pequeños del tiempo de vida de portadores τ_C , son más adecuados para la conversión de longitud de onda, sobre todo a Tasas de Bits más grandes, pues cuando este tiempo es menor los portadores se encontrarán más rápidamente libres para interactuar con las señales de entrada. Tiempos de vida de los portadores tan pequeños como 70 [ps] se pueden lograr con amplificadores ópticos tan largos como 1 [mm], o incrementando la corriente de alimentación del dispositivo. Para valores de τ_C muy grandes los efectos en la Dependencia del Patrón de Datos se hacen muy significativos, pues los portadores tardarán más tiempo en responder a las rápidas variaciones de la señal de entrada, lo cual, en consecuencia, repercutirá en un decremento del Factor Q.

A partir de la Figura 4.19 y basándose en lo establecido en la referencia [54], se puede concluir que valores pequeños de τ_C son los más adecuados para realizar la conversión de longitud de onda, pues con ellos se obtienen muy buenos valores para el Factor Q, y que aún puede ser mejorado si se incrementan las potencias de las señales de entrada.

4.3.5. Análisis del Factor Q y de la Relación de Extinción en función de las potencias de las señales de entrada

El estudio anterior tuvo el propósito de evaluar el desempeño del simulador, en particular del Factor Q, con respecto al efecto que se presenta al modificar el tiempo de vida de los portadores τ_C ; esta es la razón del cambio tan abrupto en las potencias promedio de las señales PRBS y CW. En este nuevo análisis las potencias de las señales de entrada se incrementarán una a la vez y se observarán los efectos en el Factor Q y en la Relación de Extinción de la señal de salida, en función de la Tasa de Bits.

Ahora bien, el valor de $\tau_C = 70$ [ps], además de ser una de las constantes del conjunto original de valores (Tabla 4.1), es el valor del tiempo de vida de los portadores con el que se obtuvieron los mejores resultados; por lo tanto, con este valor se continuarán haciendo las simulaciones. La señal PRBS es una de tipo pseudoaleatoria, de 2^6 bits y en formato NRZ, y las potencias promedio de las señales de entrada consideradas son las siguientes:

4. Simulación del convertidor de longitud de onda completamente óptico 112

PRBS = 350 con CW = 10, PRBS = 700 con CW = 10, PRBS = 350 con CW = 100, y PRBS = 1050 con CW = 250, todas en $[\mu W]$ y en las Figuras siguientes, a cada par de potencias se les asignó las figuras: \diamond , \square , \circ y \triangle , respectivamente.

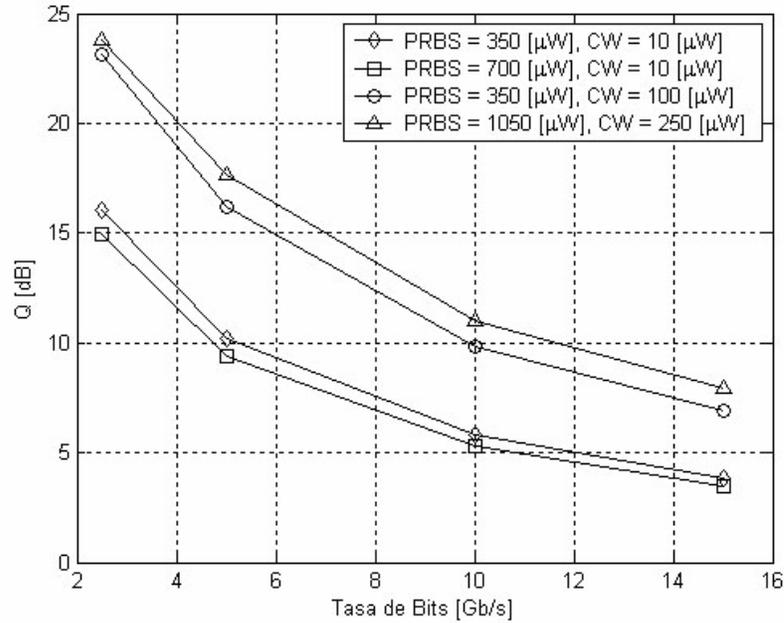


Figura 4.20: Factor Q en función de la Tasa de Bits de la señal PRBS, para distintas combinaciones de las potencias promedio de las señales de entrada.

En la Figura 4.20 están graficados los valores de Q obtenidos en estas simulaciones.

Como se puede observar a Tasas de Bits pequeñas el Factor Q presenta excelentes valores, por encima de 15 [dB], sin importar la potencia de las señales de entrada. Cuando la potencia promedio de la señal PRBS se incrementa de 350 a 700 $[\mu W]$, curva de \square , el Factor Q varía sutilmente, pues disminuye, en general, menos de 1 [dB]. Por otra parte, en las curvas de \circ y \triangle , cuando la potencia de la señal CW se incrementa de 10 a 100 y a 250 $[\mu W]$ el AOS sufrirá una menor modulación en su densidad de portadores y, por consiguiente, en su ganancia. Entonces, una señal con mejores características, o con un mejor valor para Q, emergerá del dispositivo debido a que ésta no fue afectada seriamente por la Dependencia en el Patrón de Datos (o patterning, página 102). Esto se verá más claramente con los Diagramas de Ojo que se presentan al final de esta sección.

A una Tasa de Bits de 10 [Gb/s], tasa máxima comúnmente usada en las redes de

4. Simulación del convertidor de longitud de onda completamente óptico 113

telecomunicaciones contemporáneas, el Factor Q para las curvas de \diamond y \square , presenta un valor por debajo de los 6 [dB], pero las curvas de \circ y \triangle , se encuentran por encima de los 10 [dB] los cuales son excelentes resultados.

A partir del estudio de estos casos se puede observar que al utilizar señales de entrada muy potentes, y principalmente al aumentar la potencia de CW, se logra un mejor desempeño del simulador de convertidor de longitud de onda, lo que tiene como consecuencia que se obtengan mejores valores para Q y que la Dependencia en el Patrón de Datos no sea un factor influyente en las señales de salida.

En la Figura 4.21 se presenta la Relación de Extinción de la señal de salida modulada en función de la Tasa de Bits para las mismas potencias promedio de las señales PRBS y CW de entrada de la Figura 4.20. Recordando que el valor de la Relación de Extinción de la señal de entrada es de 20 [dB].

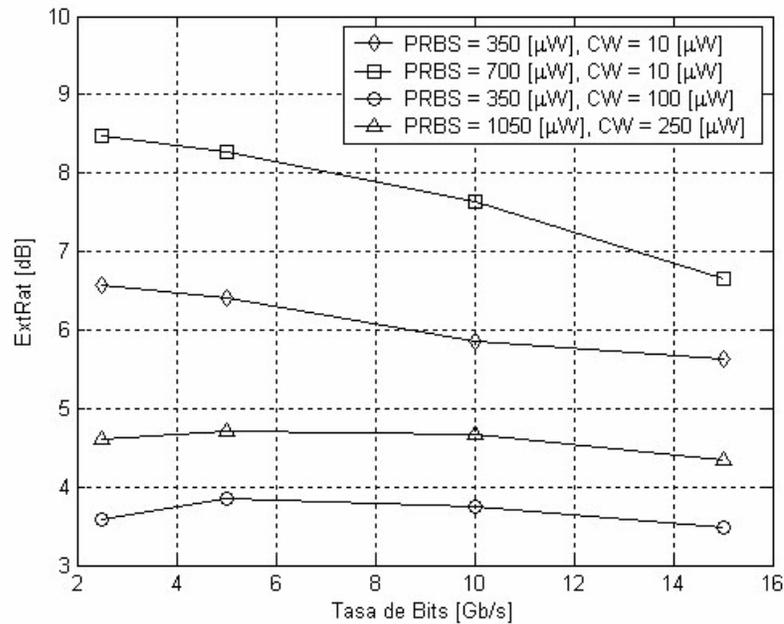


Figura 4.21: Relación de Extinción en función de la Tasa de Bits de la señal PRBS, para distintas combinaciones de las potencias promedio de las señales de entrada.

La Figura 4.21 muestra que cuando se incrementa la potencia promedio de la señal PRBS de entrada de 350 a 700 [μW], la señal modulada de salida tendrá una mejor Relación de Extinción de salida, esto es, al pasar de la curva de \diamond a la de \square . Sin embargo,

4. Simulación del convertidor de longitud de onda completamente óptico 114

cuando la potencia de entrada de la señal CW se incrementa de 10 a 100 [μW], la Relación de Extinción de salida es seriamente afectada (curva de \circ). Sólomente cuando la potencia promedio de ambas señales, PRBS y CW se incrementan a 1050 y a 250 [μW], respectivamente, la Relación de Extinción de salida exhibirá un decremento moderado (curva de \triangle).

Nuevamente la situación a 10 [Gb/s] es particularmente importante. En efecto, para señales de entrada con potencias promedio pequeñas (curva de \diamond) la Relación de Extinción de salida es muy cercana a los 6 [dB]. Cuando se incrementa la potencia promedio de la señal PRBS de entrada, este parámetro crece hasta 7.5 [dB] (curva de \square), lo cual es un valor aceptable. Pero cuando se incrementa la potencia de la señal CW de entrada (curva de \circ) la Relación de Extinción de salida cae a un valor inaceptable que es menor a 4 [dB].

De este estudio en particular se puede inferir que al incrementar la potencia promedio de PRBS se consigue una mejoría en la Relación de Extinción de la señal de salida; y que la Relación de Extinción en función de la Tasa de Bits, para un par de potencias de las señales de entrada, es prácticamente constante.

A partir de las curvas de \triangle en las Figuras 4.20 y 4.21 se puede concluir que cuando se incrementan simultáneamente las potencias promedio de las señales de entrada, PRBS y CW, se obtienen buenos resultados para el Factor Q y para la Relación de Extinción de la señal de salida. Entonces, una forma de optimizar el funcionamiento del simulador de convertidor de longitud de onda es aumentar simultáneamente la potencia de ambas señales. Sin embargo, cuando la Relación de Extinción no es un parámetro determinante y lo que se pretende es obtener valores altos del Factor Q, sólo basta con incrementar la potencia de entrada de la señal CW.

El efecto de aumentar simultáneamente la potencia de ambas señales es similar a aumentar la corriente de polarización o, para el caso del modelo que se tiene bajo estudio, la ganancia (G_0) del dispositivo. Este caso se trata más adelante.

En las siguientes Figuras se ilustrarán los efectos ya descritos de haber modificado las potencias de las señales de entrada, a una Tasa igual a 10 [Gb/s]. En ellas se presenta la señal modulada de salida y su correspondiente diagrama de ojo.

En la Figura 4.22(a), se presenta la secuencia de datos de salida que se obtuvo al considerar las potencias iniciales de PRBS y de CW, curva de \diamond . A partir de esta primer secuencia de datos se realizarán las siguientes deducciones. Hay que recordar que al utilizar la técnica de Modulación por Cruzamiento de Ganancia (XGM) para la conversión de longitud de onda se obtienen los datos de salida invertidos.

4. Simulación del convertidor de longitud de onda completamente óptico 115

Al aumentar la potencia de PRBS a $700 [\mu W]$ y mantener la potencia de CW (al pasar de la curva de \diamond a la de \square), Figura 4.22(b), se mejora la Relación de Extinción de la señal de salida en casi $2 [dB]$; sin embargo, la Dependencia en el Patrón de Datos (o patterning, pág. 102) es ligeramente más notoria debido a la mayor modulación en la densidad de portadores y en la ganancia, lo cual repercute en la calidad de la información a la salida del simulador, esto es, el Factor Q disminuye casi $1 [dB]$.

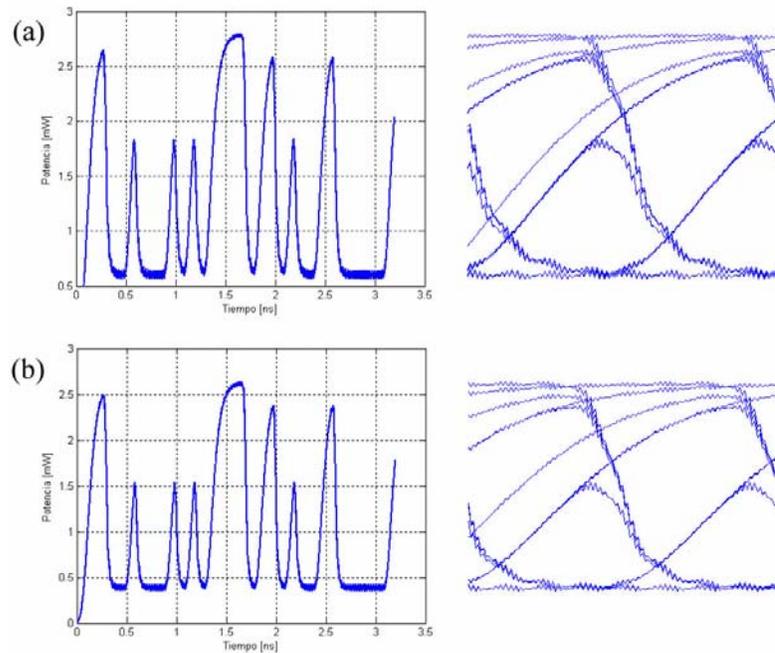


Figura 4.22: Señal modulada de salida para: (a) PRBS = 350 con CW = 10, y (b) PRBS = 700 con CW = 10, todo en $[\mu W]$.

En la Figura 4.23(a) se presenta lo que ocurre al aumentar la potencia de la señal CW a $100 [\mu W]$ y mantener la potencia de PRBS en su valor original, esto es al pasar de la curva de \square a la de \circ . En comparación con las gráficas de la Figura 4.22, hay una muy considerable mejoría en la calidad de la información de salida del simulador de convertidor de longitud de onda, el Factor Q tiene un incremento de $5 [dB]$. Pero la Relación de Extinción sufre un considerable deterioro al caer por debajo de los $4 [dB]$.

Finalmente, al aumentar simultáneamente la potencia de ambas señales, Figura 4.23(b), ambos parámetros de evaluación se ven beneficiados, curva de \triangle . Para el Factor de Calidad ya se obtiene un excelente valor muy cercano a los $12 [dB]$, y la Relación de Extinción

también se ve beneficiada con un valor próximo a los 5 [dB].

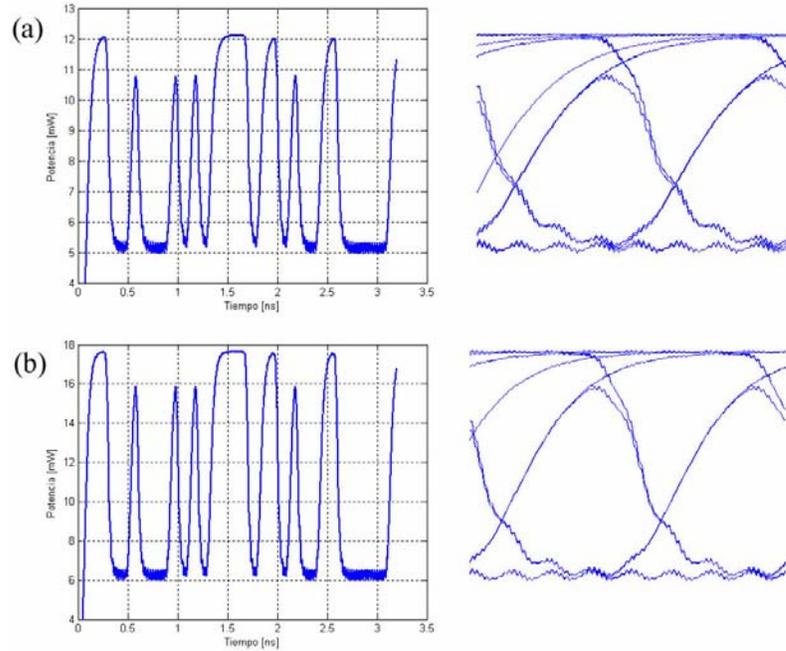


Figura 4.23: Señal modulada de salida para: (a) PRBS = 350 con CW = 100 y (b) PRBS = 1050 con CW = 250, todo en $[\mu W]$.

Un análisis basado en las señales convertidas de salida para distintas potencias promedio de las señales de entrada, como el mostrado en las Figuras 4.22 y 4.23, puede encontrarse en la referencia [39] y las conclusiones que son expresadas a partir de esas Figuras concuerdan completamente con los resultados presentados en esta investigación.

4.3.6. Estudio de la influencia de G_0 en el Factor de Calidad Q

Un amplificador óptico de semiconductor es un dispositivo activo que necesita ser alimentado por una corriente eléctrica, I , para que funcione adecuadamente. Para que un dispositivo real funcione bastaría con conectarlo a la fuente de alimentación. En una simulación matemática también podría ser así de sencillo, siempre y cuando se tuviera acceso directo a la variable I . Sin embargo, por la forma en que se desarrolló y definió este modelo matemático [37], Capítulo 3, no hay forma de variar directamente la corriente I del dispositivo, sólo se puede hacer a través de la variable G_0 , mediante las ecuaciones:

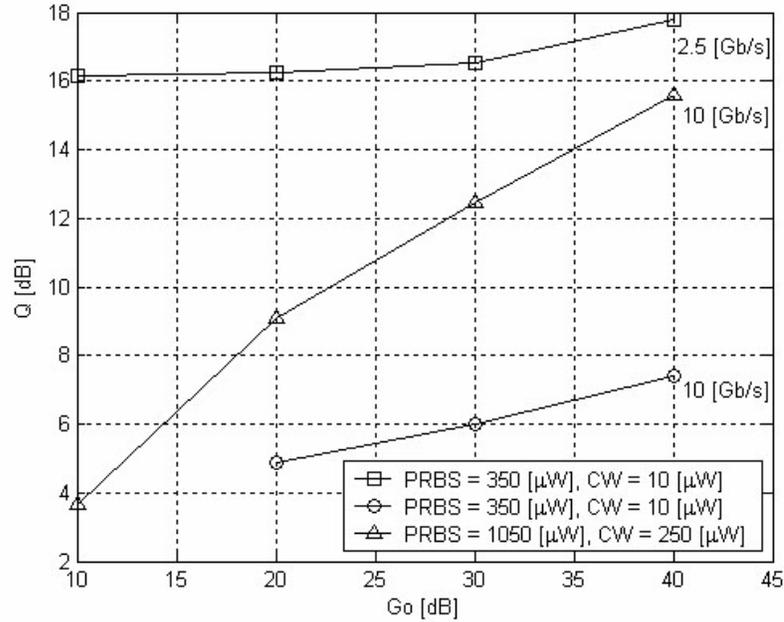


Figura 4.24: Factor de Calidad en función de la Ganancia del amplificador, G_0 .

$$g_0 = \Gamma z a \left(\frac{I \tau_C}{eV} - N_{tr} \right) \quad (4.13a)$$

$$g = \exp(g_0) \quad (4.13b)$$

$$G_0 = 10 \log_{10}(g) \quad (4.13c)$$

En el Capítulo anterior se puede verificar el nombre de cada uno de los términos que aparecen en las ecuaciones (4.13).

En la figura 4.24, se puede observar el comportamiento que tiene el Factor de Calidad Q al modificar la ganancia del dispositivo G_0 , para dos pares distintos de las potencias promedio de las señales de entrada PRBS y CW, a las Tasas de Bits de 2.5 y 10 [Gb/s].

La curva marcada con \square , es el resultado de considerar a las potencias promedio de entrada con un valor de 350 [μW] y 10 [μW] para PRBS y CW, respectivamente, y a una Tasa de Bits de 2.5 [Gb/s]. Con esta Tasa relativamente baja se obtienen valores para Q muy por encima de los requerimientos de un sistema óptico de telecomunicaciones actuales (> 9 [dB]), incluso para G_0 pequeñas.

4. Simulación del convertidor de longitud de onda completamente óptico 118

Para la curva de \bigcirc , las potencias promedio de ambas señales siguen siendo las mismas, pero ahora se aumentó la Tasa de Bits a 10 [Gb/s]. Los efectos resultan evidentes, a esta Tasa mayor es necesario una mayor ganancia en el dispositivo para alcanzar un valor de Q razonablemente bueno. Con una G_0 de 40 [dB] apenas si se alcanza un valor de Q superior a 7 [dB]. Aumentar al valor de G_0 por encima de los 40 [dB] implicaría aumentar considerablemente la corriente de alimentación y, seguramente, se podría dañar irreparablemente al dispositivo.

Una conclusión interesante del análisis anterior, sección 4.3.5, fue que al aumentar simultáneamente las potencias de las señales de entrada se provocaría un efecto similar a aumentar la ganancia del dispositivo, y, en consecuencia, también se mejoraría el valor del Factor Q. Para la curva de \square aumentar las potencias de las señales de entrada elevaría aún más el Factor Q, lo cual sería ya innecesario. Quizá sólo bastaría con aumentar el valor de la potencia promedio de la señal PRBS para mejorar la Relación de Extinción de la señal de salida. Pero para la curva de \bigcirc resultaría muy interesante comprobar esta proposición.

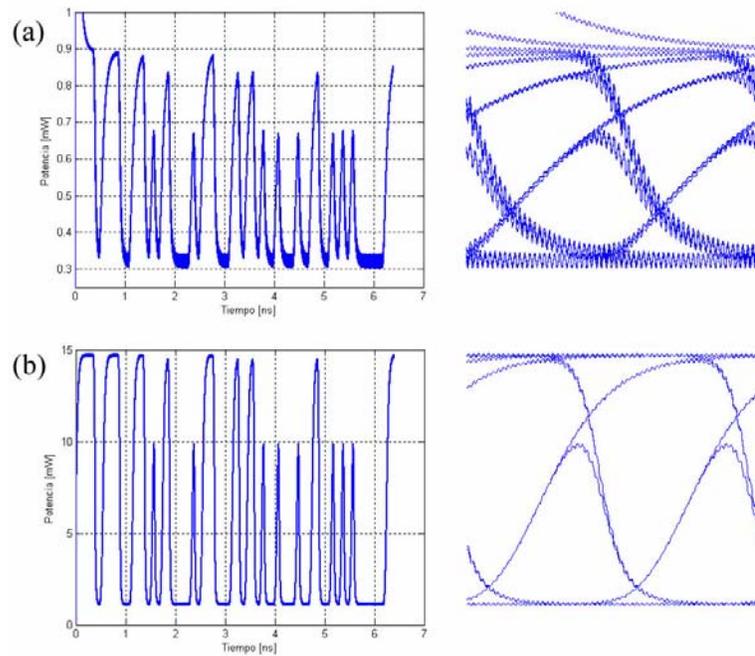


Figura 4.25: Señal modulada de salida para PRBS = 350 [μW] y CW = 10 [μW], a 10 [Gb/s], cuando G_0 se incrementa de (a) 20 a (b) 40 [dB].

4. Simulación del convertidor de longitud de onda completamente óptico 119

La curva de Δ en la Figura 4.24, fue calculada al aumentar la potencia de las señales PRBS y CW a $1050 [\mu W]$ y $250 [\mu W]$, respectivamente. Los resultados comprueban dicha suposición, pues aunque con $G_0 = 10 [dB]$ el valor de Q es muy bajo, ya para $20 [dB]$ de ganancia, valor fácilmente alcanzable en *AOS*, se obtiene un valor de Q igual a $9 [dB]$; y para $40 [dB]$ se obtiene un Factor Q muy cercano a $16 [dB]$. No hay que olvidar la Figura 4.21, en la que el pago de aumentar simultáneamente la potencia promedio de ambas señales de entrada es el obtener una menor Relación de Extinción de la señal de salida del simulador.

La Figura 4.24 muestra que se puede obtener un mejor desempeño del simulador de convertidor de longitud de onda al incrementar la corriente de alimentación I , o, equivalentemente, la ganancia del dispositivo G_0 . Esto es debido a que al incrementar la corriente de alimentación se incrementará la cantidad de portadores libres y disponibles que pueden interactuar con las señales de entrada, lo que permitirá un proceso de conversión de longitud de onda mucho más rápido. Conclusiones como las que se acaban de expresar, son equivalentes a las que se obtuvieron por medio de los resultados observados en las gráficas de las referencias [39] y [55].

En las siguientes Figuras se presenta la mejoría de la señal modulada de salida cuando la ganancia del dispositivo G_0 es incrementada de 20 a $40 [dB]$ y la Tasa de Bits se mantiene a $10 [Gb/s]$.

La Figura 4.25 corresponde a la curva de \circ de la Figura 4.24, en la que las potencias promedio de las señales de entrada son $350 [\mu W]$ y $10 [\mu W]$ para PRBS y CW, respectivamente.

Cuando G_0 es igual a $20 [dB]$, Figura 4.25(a), se obtiene un valor para Q de $5 [dB]$, lo que corresponde a una deficiente calidad en la información de salida. Hecho que se puede comprobar tanto en la secuencia de bits de salida, como en su correspondiente Diagrama de Ojo. Ahora bien, al incrementar G_0 a $40 [dB]$, Figura 4.25(b), se obtiene un valor para Q mayor a $7 [dB]$, lo que corresponde, visiblemente, a una notable mejoría en la formación de la secuencia de bits de salida y, por lo tanto, a la calidad de la información de salida. De la misma forma, el Diagrama de Ojo ya no presenta distorsiones significativas y tiene una mayor “abertura”.

La siguiente Figura, la 4.26, corresponde a la curva de Δ de la Figura 4.24, en la que las potencias promedio de las señales de entrada son $1050 [\mu W]$ y $250 [\mu W]$ para PRBS y CW, respectivamente.

Desde que G_0 es igual a $20 [dB]$, Figura 4.26(a), ya se tiene que la calidad de la secuencia de bits de salida es muy buena, con $Q = 9 [dB]$. Por consiguiente, al incrementar

4. Simulación del convertidor de longitud de onda completamente óptico 120

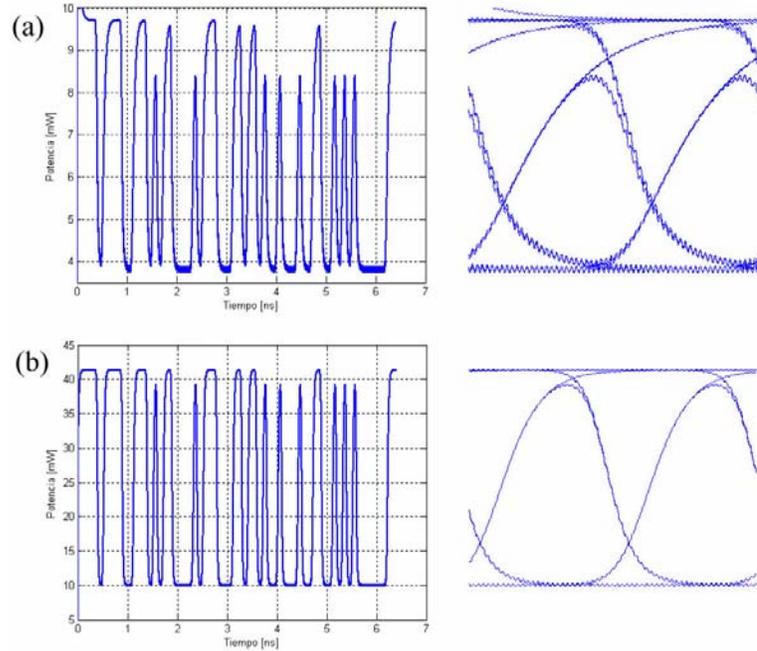


Figura 4.26: Señal modulada de salida para PRBS = 1050 [μW] y CW = 250 [μW], a 10 [Gb/s], cuando G_0 se incrementa de (a) 20 a (b) 40 [dB].

la ganancia del dispositivo a 40 [dB], Figura 4.26(b), el Factor Q ya es superior a los 15 [dB] lo que corresponde a un magnífico valor y a una casi perfecta señal modulada de salida. La Relación de Extinción y la Abertura del Diagrama de Ojo son también beneficiados con el incremento de G_0 .

4.3.7. Observaciones acerca del desempeño del convertidor de longitud de onda

Al estudiar la influencia de las potencias de las señales de entrada se puede concluir que al aumentar la potencia promedio de la señal modulada de entrada, o al disminuir la potencia de la señal CW se obtienen cada vez mejores valores de la Relación de Extinción y de la Abertura del Diagrama de Ojo de la señal convertida de salida. Por otra parte, bajo la técnica de XGM, estos dos parámetros son notoriamente degradados y la señal convertida de salida está invertida respecto a la señal original.

Respecto al tiempo de vida de los portadores se observó que valores pequeños para τ_C

4. Simulación del convertidor de longitud de onda completamente óptico 121

son los más adecuados para la conversión de longitud de onda a altas Tasas de Bits; y que al usar valores de τ_C muy grandes los efectos de la Dependencia del Patrón de Datos en la señal convertida de salida se hacen muy significativos, lo cual, repercute en un decremento del Factor Q.

El funcionamiento del simulador de convertidor de longitud de onda puede ser optimizado al aumentar simultáneamente la potencia de ambas señales, de PRBS y de CW, debido a que se obtienen buenos resultados para el Factor Q y para la Relación de Extinción de la señal convertida de salida. Y que cuando sólo se busca obtener muy buenos valores del Factor Q, basta con incrementar la potencia de entrada de la señal CW. Ahora bien, el efecto de aumentar simultáneamente la potencia de ambas señales es similar a aumentar la ganancia del dispositivo.

Capítulo 5

Conclusiones

5.1. Conclusiones generales

Partiendo de la necesidad de comunicarse, el ser humano ha inventado métodos para transmitir sus mensajes entre puntos distantes, a grandes velocidades y con un bajo costo. También ha tenido que incrementar la capacidad de los sistemas para llevar cada vez más información a su destino. La luz fue uno de los primeros medios de transmisión que emplearon las civilizaciones antiguas y es el último que está empleando el hombre moderno para compartir información entre sus semejantes. En un principio fue a través de señales de humo o banderas y actualmente es por medio de la fibra óptica y del láser en los sistemas ópticos de telecomunicaciones.

Los mismos sistemas ópticos han evolucionado, al menos cuatro generaciones han existido, y cada una de ellas con sus propias características. Pero la cuarta generación es de particular interés para esta Tesis, pues en ella se hace patente el hecho de manipular la luz con luz; es decir, en ella se busca dejar atrás los componentes opto-electrónicos y se emplean ya los dispositivos completamente ópticos.

La cuarta generación se caracteriza por la aparición de los amplificadores ópticos de material semiconductor, *AOS*, y por el multiplexaje por división de longitud de onda, *WDM*. Los sistemas basados en *WDM* permitieron aumentar la capacidad de transmitir información (más bits por segundo) de un sistema óptico con sólo hacer uso del multiplexaje; sin embargo, todavía fue necesario utilizar amplificadores para regenerar la señal y tener mayor alcance. Es entonces cuando los *AOS* son empleados en la amplificación simultánea de varias señales ópticas al propagarse a través de una fibra óptica; a pesar de su alta ganancia, debido a sus significativas no linealidades, fue reemplazado por los

amplificadores de fibra dopada de erbio, *EDFA*.

Las mismas no linealidades que se hubiera pensado mandarían al olvido a los *AOS* fueron las que nuevamente les dió vida. Después de muchas investigaciones, se encontraron novedosas aplicaciones para los *AOS* y una de ellas es el de convertidores de longitud de onda completamente ópticos. Algunas de las características más notables de estos dispositivos son: transparencia a la Tasa de Bits y al formato de la señal, insensibilidad a la polarización de la señal de entrada, no degradar la Relación de Extinción de la señal de salida lo que permite la conexión en serie de estos dispositivos, bajas potencias de entrada, un amplio ancho de banda, conversión a longitudes de onda mayores y a menores, bajo ruido, y el permitir una rápida conversión con una implementación simple y a un bajo costo. Estas características son deseables para los convertidores pero es imposible conjuntarlas todas, por ello es importante balancear las ventajas y desventajas de acuerdo a la aplicación y extensión del sistema.

Un convertidor de longitud de onda completamente óptico hecho a partir de un *AOS*, básicamente es un láser de material semiconductor con cubiertas antirreflejantes en las caras de entrada y de salida del dispositivo. Esta tecnología, no tan madura como la opto-electrónica, promete ser ampliamente usada debido a que los dispositivos presentan dimensiones muy pequeñas (<1 [mm] de largo), son fáciles de acoplar a los dispositivos ópticos u opto-electrónicos ya existentes, su producción no es costosa, su ganancia se encuentra en las ventanas ópticas de 1300 y 1550 [nm], y permite su implementación en sistemas que trabajan a altas Tasas de Bits.

Una de las principales técnicas empleadas en la conversión de longitud de onda es la modulación por cruzamiento de ganancia, *XGM*; procedimiento mediante el cual la modulación de una señal óptica de entrada es transferida a otra señal óptica, la cual se encuentra a una longitud de onda objetivo, por medio de la saturación de la ganancia del dispositivo. Para aislar la señal a la longitud de onda objetivo es necesario emplear un filtro. La técnica de *XGM* tiene la ventaja de ser simple de implementar, rápida en el proceso de conversión, insensible a la polarización e independiente de la longitud de onda de la señal de entrada. Los principales inconvenientes de esta técnica son: no mantener un valor razonable de la Relación de Extinción y de la Abertura del Diagrama de Ojo de la señal convertida de salida y, además, obtener una señal invertida con respecto a la original.

Bajo la técnica de *XGM*, tres son los principales procesos ópticos no lineales que se presentan:

- La saturación de la ganancia, que ocurre cuando, bajo la inyección de una alta potencia óptica, la concentración de portadores en la región activa del *AOS* disminuye debido a la emisión estimulada, de tal forma que la ganancia del dispositivo también se reduce.
- El quemado de un hueco espectral, *SHB*, que es la formación de una cavidad en la distribución de los electrones en los niveles de energía de Fermi debido al proceso de recombinación estimulada.
- El calentamiento de portadores, *CH*, ocurre debido a que la emisión estimulada remueve portadores cuya temperatura es menor que la temperatura promedio; adicionalmente, algunos portadores son transferidos a niveles de energía más altos debido a la absorción de portadores libres. Debido a la pérdida de estos portadores “fríos” y a la adición de nuevos portadores “calientes”, es que se incrementa la temperatura de toda la distribución.

La bibliografía en idioma español acerca de estos tres conceptos, sobre los que hoy en día continúa una ardua investigación, es prácticamente inexistente. Esta Tesis representa, pues, no sólo un esfuerzo por comprenderlos e interpretarlos adecuadamente, sino, con base en el modelo desarrollado y las simulaciones realizadas, un medio de poner estos tópicos al alcance de cualquier estudiante interesado, e incluso de especialistas.

El sistema de ecuaciones diferenciales ordinarias acopladas que simula al *AOS*, ecuaciones (4.3), tiene la singularidad de ser resuelto sin el uso de algoritmos espectrales, lo que implica que sea un modelo simple y rápido de procesar; y debido a su versatilidad, puede ser empleado de forma más general. El modelo bajo estudio tiene los requerimientos mínimos para tratar simultáneamente los procesos interbanda (variación en la densidad de portadores y saturación de la ganancia) e intrabanda (*SHB* y *CH*) de un *AOS* real.

La validez de este modelo matemático y de su implementación se sustentan en la obtención de las curvas de saturación de la ganancia. Dicho estudio se dividió en dos partes: el análisis estático y el análisis dinámico de la saturación de la ganancia.

Con el análisis estático se obtuvieron las curvas de saturación de la ganancia usando una señal con amplitud constante. Los resultados que se obtuvieron se presentan gráficamente en la Figura 4.2, y coinciden con la ganancia del dispositivo dentro del régimen de señal pequeña, igual a 26 [dB], lo que concuerda con los datos de la Tabla 4.1, y las potencias de saturación son: 35 [μW] a la entrada y 7.2 [mW] a la salida. Las gráficas de la Figura 4.2 presentan un comportamiento muy similar a las gráficas que se obtienen

experimentalmente, por lo tanto, se puede confirmar el correcto funcionamiento del simulador. Además, la potencia de saturación de salida medida gráficamente se comparó con el resultado de la ecuación (4.7), con la cual se obtuvo que la potencia de saturación de salida es igual a $7.5 [mW]$; una muy buena concordancia entre estos resultados se puede observar en la Tabla 4.3.

El análisis dinámico se realizó utilizando tres pulsos Gaussianos con $FWHM$ diferentes como señal de entrada. Los resultados se encuentran en la Figura 4.3, en la que se puede observar que la saturación de la ganancia depende del ancho de los pulsos, excepto cuando no se consideran los efectos no lineales, es decir, para $\epsilon_{SHB} = \epsilon_{CH} = 0$. Unas gráficas similares se pueden encontrar en la referencia [15]. Al reproducir y obtener estas gráficas ya existentes y que fueron realizadas con el mismo modelo matemático y los mismos parámetros de simulación, se confirma una vez más el correcto funcionamiento del simulador.

Tras haber validado el correcto funcionamiento de la implementación del modelo matemático, el siguiente paso fue realizar una investigación del desempeño de un SOA haciendo uso del Diagrama de Patrón de Ojo, del Factor de Calidad Q , la Relación de Extinción de la señal de salida y la Abertura del Diagrama de Ojo. Todo esto en función de la potencia promedio de las señales de entrada, la Tasa de Bits y la ganancia del dispositivo G_0 .

Algunos de estos análisis son muy similares a los que se pueden encontrar en artículos relacionados con el tema, en su debido momento se mencionó a cuales se puede hacer referencia. Sin embargo, la investigación correspondiente al Factor de Calidad Q , a partir del Diagrama de Ojo, es una de las principales aportaciones de esta Tesis, y en particular en la evaluación del desempeño de un sólo dispositivo como el AOS utilizado como convertidor de longitud de onda.

A partir del análisis de la influencia de la potencia promedio de las señales de entrada (modulada y CW) en la Relación de Extinción de la señal convertida de salida, se determinó que al aumentar la potencia promedio de la señal modulada, o al disminuir la potencia de la señal CW se obtendrán mejores valores, y cada vez más benéficos, en la Relación de Extinción de la señal convertida de salida. A partir de las definiciones de la Relación de Extinción y de la Abertura del Diagrama de Ojo se puede intuir que ambos parámetros están muy relacionados y que presentan un comportamiento semejante. Por tal razón, al aumentar la potencia promedio de la señal modulada, o al disminuir la potencia de la señal CW se obtendrá un Diagrama con un “ojo” más abierto y en consecuencia será más fácil distinguir entre un “1” y un “0” lógico.

Así como ocurre para la Relación de Extinción, bajo la técnica de *XGM*, esta investigación ha demostrado que la Abertura del Diagrama de Ojo no es una característica que se conserve en la señal convertida de salida, mas bien, es notoriamente degradada. Estas conclusiones se basan en las Figuras 4.14, 4.16 y 4.18.

Los análisis realizados se extendieron al estudio de la calidad de la información a la salida del simulador, o bien, a determinar el valor del Factor Q, en función del tiempo de vida de los portadores τ_C y de la Tasa de Bits. Con base en la Figura 4.19 se concluyó que valores pequeños del tiempo de vida de los portadores, son los más adecuados para la conversión de longitud de onda, sobre todo a Tasas de Bits más grandes, pues con ellos se obtienen muy buenos valores para el Factor Q, el cual aún puede ser mejorado si se incrementan las potencias de las señales de entrada. Para valores de τ_C muy grandes los efectos de la Dependencia del Patrón de Datos en la señal convertida de salida son muy significativos.

Asimismo, con el análisis llevado a cabo en relación con las Figuras 4.20 y 4.21 se observó la dependencia del Factor Q y de la Relación de Extinción como función de la Tasa de Bits para determinados valores de las potencias promedio de las señales de entrada. A partir de las curvas de Δ en las Figuras mencionadas, se puede concluir que cuando se incrementan simultáneamente las potencias promedio de las señales de entrada, PRBS y CW, se obtienen muy buenos resultados para el Factor Q y para la Relación de Extinción de la señal de salida. El aumento simultáneo en la potencia de ambas señales es una forma de optimizar el funcionamiento del convertidor de longitud de onda.

De acuerdo a los resultados obtenidos (Figuras 4.20 y 4.21), bajo condiciones adecuadas, valores de Q superiores a los 9 [dB] se pueden obtener a Tasas de 10 [Gb/s] y mayores, aunque presenten una penalidad en la Relación de Extinción de poco más de 15 [dB]. No obstante, mediante el uso de potencias promedio apropiadas, valores para la Relación de Extinción de más de 7 [dB] podrían obtenerse para estas mismas Tasas de Bits.

Para concluir esta investigación se analizó el comportamiento del Factor Q al modificar la ganancia del dispositivo G_0 , variando las potencias promedio de las señales de entrada y la Tasa de Bits, Figura 4.24. En este caso se pudo observar un mejor desempeño del simulador de convertidor de longitud de onda al incrementar la corriente de alimentación I , o, equivalentemente, la ganancia del dispositivo. Una de las consecuencias más importantes de este hecho es que al incrementar la corriente de alimentación se permitirá un proceso de conversión de longitud de onda más rápido.

5.2. Trabajo a futuro

Actualmente se han hecho muchos progresos en la investigación y desarrollo de los *AOS* y muchas aplicaciones potenciales han sido identificadas, dentro de las cuales este simulador podría ser fácilmente utilizado. Esto significa que es muy vasto el potencial de este modelo, aún sin cambiar las constantes de simulación empleadas en esta Tesis.

Un futuro, quizá el más cercano, podría ser el de emplearlo para investigar la conversión de longitud de onda bajo otras técnicas como la modulación por cruzamiento de fase (*XPM*) o el mezclado de cuatro ondas (*FWM*). A la vez podrían ser consideradas las pérdidas internas (α_{int}) de la guía de ondas del *AOS*, o bien otros procesos ópticos como la amplificación de la emisión espontánea (*ASE*).

Aún sin ir tan lejos, todavía sería posible realizar estudios complementarios a los que se acaban de presentar. Por ejemplo, variando los valores de los parámetros correspondientes a los procesos ópticos no lineales *SHB* y *CH*, los parámetros ϵ_{SHB} , ϵ_{CH} , τ_{SHB} y τ_{CH} , con el fin de hacer más o menos notorios los efectos de estos procesos en los resultados. O bien, se podría determinar el desempeño de este mismo simulador pero, ahora, para secuencias de datos con un formato diferente al NRZ y compararlos con los resultados de este trabajo de investigación.

Como es bien sabido, hoy en día los programas simuladores de sistemas ópticos son realmente costosos y regularmente hacen uso de modelos matemáticos más sencillos que el que se ha desarrollado en esta Tesis. Por ejemplo, procesos tan complejos como los de *SHB* y *CH* no son considerados en tales modelos y, en consecuencia, el ancho de los pulsos que interactúan con el *AOS* están limitados a ser mayores de 20 [ps], lo cual limita el estudio a sistemas que trabajan a Tasas de Bits inferiores a 50 [Gb/s].

No es aventurado afirmar que la implementación del modelo empleado en esta Tesis podría ser optimizada, complementada e incluida dentro de algún sofisticado programa que sea capaz de simular sistemas ópticos de telecomunicaciones ultra rápidos.

La simulación de modelos matemáticos es de gran interés y tiene mucha importancia debido a que con esta herramienta se pueden disminuir costos, preveer futuras necesidades y simplificar los requerimientos en el diseño de las presentes y futuras redes de telecomunicaciones.

Apéndice A

Términos tomados del idioma inglés

En este apéndice se enlistan los términos del idioma inglés utilizados a lo largo de esta Tesis, así como su acrónimo o símbolo, y una interpretación en español. Están ordenados alfabéticamente a partir de sus nombres originales.

ASE	Active Layer	Capa o región activa
	Active Switches	Interruptores activos
	Add/drop	Agregar y extraer
	Amplified Spontaneous Emission	Emisión espontánea estimulada
BW	Bandgap	Banda prohibida
	Beam Width	Ancho de banda
BER	Bit Error Rate	Tasa de bits en error
BR	Bit Rate	Tasa de bits
	Broad Area	Área extensa
	Broadcast	Emisión
	Broadcast-and-Select	Emisión y selección

τ_{SHB}	Carrier-Carrier Scattering Time	Constante de tiempo de dispersión de portador a portador
N	Carrier Density	Densidad de portadores
CH	Carrier Heating	Calentamiento de los portadores
τ_C	Carrier Lifetime	Tiempo de vida de los portadores
τ_{CH}	Carrier-Phonon Scattering Time	Constante de tiempo de dispersión de portador a fonón
ϵ_{CH}	CH Nonlinear Gain Compression Factor	Factor de compresión no lineal de la ganancia para CH
	Conduction Band	Banda de conducción
Γ	Confinement Factor	Factor de confinamiento
CW	Continuous or Costant Wave	Señal de amplitud constante
XGM	Cross Gain Modulation	Modulación por cruzamiento de ganancia
XPM	Cross Phase Modulation	Modulación por cruzamiento de fase
	Crosstalk	Interferencias
DOS	Density of States	Densidad de estados disponibles
a	Differential Gain	Ganancia diferencial
E	Energy	Energía
EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifiers	Amplificadores de fibra dopados con erbio
ExtRat	Extinction Ratio	Relación de extinción
EOR	Eye Opening Ratio	Abertura del diagrama de ojo
EPD	Eye Pattern Diagram	Patrón de diagrama de ojo
FFT	Fast Fourier Transform	Transformada rápida de Fourier
	Forward Biased	Directamente polarizado
FWM	Four Wave Mixing	Mezclado de cuatro ondas
FWHM	Full Width at Half Maximum	Ancho del pulso a la mitad de su máxima amplitud

GVD	Gain Dispersion	Dispersión espectral de la ganancia
	Gain Guided Semiconductor Amplifier	Amplificador de semiconductor con ganancia guiada
	Gain Saturation	Saturación de la ganancia
	Group Velocity Dispersion	Dispersión debida a la velocidad de grupo
	Index Guided Semiconductor Amplifier	Amplificador de semiconductor con índice de refracción guiado
LD	Laser Diodes	Diodos láser
	Lattice	Estructura cristalina del <i>AOS</i>
LED	Ligth Emitting Diodes	Diodos emisores de luz
	Lightpath Concept	Concepto de la trayectoria de luz
α_N	Linewidth Enhancement Factor	Factor de incremento del ancho de línea o Factor de Henry
	Multicast	Punto a multipunto
NRZ	Non return to Zero	Formato de datos sin regreso a cero
	Nonlinear Gain Compression	Compresión no lineal de la ganancia
	Patterning	Dependencia en el patrón de datos
PD	Photo Diode	Foto diodo
PRBS	Pseudo Random Bit Secuence	Secuencia de bits pseudoaleatoria
PW	Pulse Width	Ancho de pulso
Q	Quality Factor	Factor de calidad

	Rate Equations	Ecuaciones de razón de cambio o ecuaciones dinámicas
Rx	Receiver	Receptor
n	Refraction Index	Índice de refracción
	Ridge Waveguide Amplifier	Amplificador con guía de ondas acanalado
SOA	Semiconductor Optical Amplifier	Amplificador óptico de material semiconductor
ϵ_{SHB}	SHB Nonlinear Gain Compression Factor	Factor de compresión no lineal de la ganancia para SHB
SNR	Signal to Noise Ratio	Relación señal a ruido
SVEA	Slowly Varying Envelop Approximation	Aproximación de la envolvente lentamente variable
SHB	Spectral Hole Burning	Quemado de un hueco espectral
	Steady State	Estado estacionario
Tx	Transmitter	Transmisor
	Valence Band	Banda de valencia
λ	Wavelength	Longitud de onda
WCn	Wavelength Conversion	Conversión de longitud de onda
WCr	Wavelength Converter	Convertidor de longitud de onda
WDM	Wavelength Division Multiplexing	Multiplexaje por división de longitud de onda
	Wavelength Reuse	Reuso de longitudes de onda

Apéndice B

Variables de simulación

En este apéndice se presentan los nombres de las variables que integran a todo el modelo matemático, el cual está definido por las ecuaciones: (4.1), (4.2), (4.3), (4.4) y (4.5).

$E_{in}(t)$	Campo eléctrico de entrada
$E_{out}(t)$	Campo eléctrico de salida
ϵ_{CH}	Factor de compresión no lineal de la ganancia para CH
ϵ_{SHB}	Factor de compresión no lineal de la ganancia para SHB
α_N, α_T	Factores de acoplamiento de amplitud y fase
	Factor de Henry
$\phi(t)$	Fase del campo óptico de salida
$g_m(t)$	Ganancia del dispositivo
g_0	Ganancia en régimen de señal pequeña
$G(t)$	Ganancia total del dispositivo
h_{CH}	Contribución de cada uno de los procesos a la ganancia del dispositivo
h_N	
h_{SHB}	

$P_{in}(t)$	Potencia de la señal de entrada
P_{sat}	Potencia de saturación del dispositivo
τ_C	Tiempo de vida de los portadores
τ_{CH}	Constante de tiempo de dispersión de portador a fonón
τ_{SHB}	Constante de tiempo de dispersión de portador a portador

Bibliografía

- [1] D. Keck. A future full of lighth. *IEEE Journal on Selected Topics in Quantum Electronics*, 6(6):1254–1258, November 2000.
- [2] S. Geckeler. *Optical Fiber Transmission Systems*. The Artech House Telecommunication Library. ARTECH HOUSE INC., U.S.A., 1st edition, 1987. pp. 1-6.
- [3] G. P. Agrawal. *Fiber-Optic Communication Systems*. Wiley Series in Microwave and Optical Engineering. John Wiley, U.S.A., 2nd edition, 1997. pp. 1-6, 172 and 210-211.
- [4] D. K. Mynbaev and L. L. Scheiner. *Fiber-Optic Communications Technology*. Prentice Hall, U.S.A., 2001. pp. 1-13.
- [5] K. M. Sivalingam and S. Subramaniam. *Optical WDM Networks, Principles and Practice*. Kluwer Academic Publishers, U.S.A., 2000. pp. 5-12.
- [6] B. Mukherjee. *Optical Communications Networks*. Series on Computer communications. Mc Graw Hill, U.S.A., 1997. pp. 8-17.
- [7] T. Durhuus, B. Mikkelsen, C. Joergensen, S. L. Danielsen, and K. Stubkjaer. All-optical wavelength conversion by semiconductor optical amplifiers. *Journal of Lightwave Technology*, 14(6):942–954, June 1996.
- [8] S. J. B. Yoo. Wavelength conversion technologies for wdm network applications. *IEEE Journal of lightwave technology*, 14(6):955–966, June 1996.
- [9] K. E. Stubkjaer, T. Durhuus, B. Mikkelsen, C. Joergensen, R. J. Pedersen, C. Braa-gaard, M. Vaa, S. L. Danielsen, P. Doussiere, G. Garabedian, C. Graver, A. Jourdan, J. Jacquet, D. Leclerc, M Erman, and M. Klenk. Optical wavelength converters. In *European Conference on Optical Communications (ECOC 94)*, volume 2, pages 635–642, Florence, Italy, September 1994.

-
- [10] Lucent Technologies. *Lucent Technologies Datasheet*, 1996.
- [11] D. Ñeset, T. Kelly, and D. Marcenac. All-optical wavelength conversion using SOA nonlinearities. *IEEE Communications Magazine*, pages 56–61, December 1998.
- [12] G. P. Agrawal and N. K. Dutta. *Semiconductor Lasers*. Microwave and Optical Engineering. Van Nostrand Reinhold, U.S.A., 2nd edition, 1993. pp. 210-211.
- [13] M. Herenstein. *Microelectronic circuits and devices*. Prentice Hall, U.S.A., 2nd. edition, 1996. pp. 1029-1033.
- [14] G. P. Agrawal. *Fiber-Optic Communication Systems*. Wiley Series in Microwave and Optical Engineering. John Wiley, U.S.A., 1st edition, 1992. pp. 329-337.
- [15] A. Mecozzi and J. Mørk. Saturation effects in nondegenerate four-wave mixing between short optical pulses in semiconductor laser amplifiers. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 3(5):1190–1207, October 1997.
- [16] M. J. Adams, D. A. O. Davies, M. C. Tatham, and M. A. Fisher. Nonlinearities in semiconductor laser amplifiers. *Optical and Quantum Electronics*, 27:1–13, 1995.
- [17] J. Leuthold. *Advanced indium-phosphide waveguide Mach-Zehnder interferometer all-optical switches and wavelength converters*, volume 12 of *Series in Quantum Electronics*. Hartung-Gorre, Konstanz, 1999. ETH, Zurich, Ph.D. Dissertation.
- [18] G. Keiser. *Optical Fiber Communications*. Electrical Engineering Series. Mc Graw Hill, Singapore, 3rd edition, 2000. pp. 282-287,554-557.
- [19] C. H. Henry. Theory of linewidth of semiconductor lasers. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 18(2):259–264, February 1982.
- [20] P. Borri, S. Scaffetti, J. Mørk, W. Langbein, J. M. Hvam and A. Mecozzi, and F. Martelli. Measurement and calculation of the critical pulsewidth for gain saturation in semiconductor optical amplifiers. *Optics Communications*, 164:51–55, June 1999.
- [21] J. Mørk and A. Mecozzi. Response function for gain and refractive index dynamics in active semiconductor waveguides. *Applied Physics Letters*, 65(14):1736–1738, October 1994.

- [22] K. L. Hall, G. Lenz, A. M. Darwish, and E. P. Ippen. Subpicosecond gain and index nonlinearities in InGaAsP diode lasers. *Optics Communications*, 111:589–612, October 1994.
- [23] J. M. Wiesenfeld. Gain dynamics and associated nonlinearities in semiconductor optical amplifiers. *International Journal of High Speed Electronics and Systems*, 7(1):179–222, March 1996. World Scientific Ed.
- [24] R. J. Manning, A. D. Ellis, A. J. Poustie, and K. J. Blow. Semiconductor laser amplifiers for ultrafast all-optical signal processing. *Journal of the Optical Society of America B*, 14(11):3204–3216, November 1997.
- [25] B. Saleh. *Fundamentals of photonics*. John Wiley, U.S.A., 2nd edition, 1991. p. 460.
- [26] S. Shimada and H. Ishio. *Optical amplifiers and their applications*. John Wiley, U.S.A., 2nd edition, 1994. p. 260.
- [27] J. M. Wiesenfeld, B. Glance, J. S. Perino, and A. H. Gnauck. Wavelength conversion at 10 Gb/s using a semiconductor optical amplifier. *IEEE Photonics Technology Letters*, 5(11):1300–1303, November 1993.
- [28] M. J. O’Mahony. Semiconductor laser optical amplifiers for use in future fiber systems. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 6(4):531–544, april 1988.
- [29] J. Mark and J. Mørk. Subpicosecond gain dynamics in InGaAsP optical amplifiers: experiment and theory. *Applied Physics Letters*, 61(19):2281–2283, November 1992.
- [30] A. Mecozzi and J. Mørk. Saturation induced by picosecond pulses in semiconductor optical amplifiers. *Journal of the Optical Society of America B*, 14(4):761–770, April 1997.
- [31] J. M. Tang and K. A. Shore. Strong picosecond optical pulse propagation in semiconductor optical amplifiers at transparency. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 34(7):1263–1269, July 1998.
- [32] G. P. Agrawal and N. A. Olsson. Self-phase modulation and spectral broadening of optical pulses in semiconductor laser amplifiers. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 25(11):2297–2306, November 1989.
- [33] J. Verdeyen. *Laser Electronics*. Prentice Hall, U.S.A., 2nd edition, 1995. p. 440.

-
- [34] K. A. Shore and D. A. S.Chan. Kramers-kronig relations for nonlinear optics. *Electronics Letters*, 26(15):1206–1207, July 1990.
- [35] D. M. Pozar. *Microwave Engineering*. John Wiley and Sons, U.S.A., 2nd edition, 1998. pp. 5-9.
- [36] A. V. Oppenheim and A. S. Willsky. *Señales y sistemas*. Prentice Hall Hispanoamericana, México, 2nd edition, 1994. pp. 17-22, 41-47.
- [37] D. Cassioli, S. Scotti, and A. Mecozzi. A time-domain computer simulator of the nonlinear response of semiconductor optical amplifiers. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 36(9):1072–1080, September 2000.
- [38] A. Bogoni, L. Poti, C. Porzi, M. Scaffardi, P. Ghelfi, and F. Ponzini. Modeling and measurement of noisy SOA dynamics for ultrafast applications. *Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 10:197–204, January 2004.
- [39] J. H. Chen, F. S. Choa, P. S. Cho, J. S. Wey, J. Goldhar, D. L. Butler, and G. L. Burdge. The gain decompression effect and its applications to very fast wavelength conversions. *IEEE Photonics Technology Letters*, 9(6):755–757, June 1997.
- [40] L. Occhi, Y. Ito, H. Kawaguchi, L. Schares, J. Eckner, and G. Guekos. Intraband gain dynamics in bulk semiconductor optical amplifiers: measurements and simulations. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 38(1):54–60, January 2002.
- [41] J. M. Tang and K. A. Shore. Influence of probe depletion and cross-gain modulation on four-wave mixing of picosecond optical pulses in semiconductor optical amplifiers. *IEEE Photonics Technology Letters*, 10(11):1563–1565, November 1998.
- [42] G. Toptchiyski, S. Kindt, K. Petermann, E. Hilliger, S. Diez, and H. G. Weber. Time-domain modeling of semiconductor optical amplifiers for OTDM applications. *Journal of Lightwave Technology*, 17(12):2577–2583, December 1999.
- [43] A. Uskov, J. Mørk, and J. Mark. Wave mixing in semiconductor laser amplifiers due to carrier heating and spectral hole burning. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 30(8):1769–1781, August 1994.
- [44] A. Uskov, J. Mørk, and J. Mark. Theory of short-pulse gain saturation in semiconductor laser amplifiers. *IEEE Photonics and Technology Letters*, 4(5):443–446, May 1992.

- [45] R. Gutiérrez-Castrejon, L. Schares, L. Occhi, and G. Guekos. Modeling and measurement of longitudinal gain dynamics in saturated semiconductor optical amplifiers of different length. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 36(12):1476–1484, December 2000.
- [46] L. Occhi. *Semiconductor optical amplifiers made of ridge waveguide bulk In-GaAsP/InP: Experimental characterisation and numerical modelling of gain, phase and noise*. PhD thesis, ETH Zürich, 2002.
- [47] G. Einarsson. *Principles of Lightwave Communications*. John Wiley, England, 1996. p. 101.
- [48] L. D. Green. *Fiber Optic Communications*. CRC Press, U.S.A., 1993. pp. 27-29.
- [49] R. Gutiérrez-Castrejon, L. Schares, L. Occhi, and G. Guekos. Recovery dynamics of cross-modulated beam phase in semiconductor amplifiers and applications to all-optical signal processing. *Optics Communications*, 195:167–177, August 2001.
- [50] D. Bailey and E. Wriugh. *Practical Fiber Optics*. Newness. Elsevier, England, 2003.
- [51] K. Obermann, S. Kindt, D. Breuer, and K. Petermann. Performance analysis of wavelength converters based on cross-gain modulation in semiconductor optical amplifiers. *Journal of Lightwave Technology*, 16:78–85, 1998.
- [52] H. Lee, H. Yoon, Y. Kim, and J. Jeong. Theoretical study of frequency chirping and extinction ratio of wavelength-converted optical signals by XGM and XPM using SOA's. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 35(8):1213–1219, August 1999.
- [53] D. Mahgerefteh, Pak Cho, J. Goldhar, and G. L. Burdge. Technique for suppression of pattern dependence in a semiconductor-optical-amplifier wavelength converter. *IEEE Photonics Technology Letters*, 9(12):1583–1585, December 1997.
- [54] F. Ginovart and J. C. Simon. Analysis of semiconductor optical amplifier based double-stage all-optical wavelength converter with improved extinction ratio. *Optics Communications*, 241:391–397, July 2004.
- [55] M. Asghari, I. H. White, and R. V. Penty. Wavelength conversion using semiconductor optical amplifiers. *Journal of Lightwave Technology*, 15(7):1181–1190, July 1997.

...