



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO**

---

---

**FACULTAD DE INGENIERÍA**

**Diseño de una compuerta lógica fotónica XOR  
que opera a 160 Gb/s utilizando un  
interferómetro tipo Mach-Zehnder**

**TESIS**

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE  
**INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES**

PRESENTA:

**ENRIQUE GÓMEZ PABLO**



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

MÉXICO, D.F.

AGOSTO, 2009



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.

A mi familia por brindarme  
su apoyo y cariño siempre.

**GRACIAS A:**

**La Universidad Nacional Autónoma de México**, Mi *alma máter* y a quien debo mi formación profesional.

**El Dr. Ramón Gutiérrez Castrejón**, comprometido investigador, por contribuir a mi formación como profesionista, por el asesoramiento de la presente investigación fruto de un arduo trabajo, por su confianza, apoyo y paciencia.

**El Instituto de Ingeniería**, por facilitar las instalaciones y el equipo esencial para este trabajo.

**La Dirección General de Asuntos del Personal Académico**, por el apoyo otorgado mediante el proyecto PAPIIT IN103008.

# Contenido

Resumen.....	6
Abstract.....	7
1. Introducción.....	8
1.1 Procesamiento digital de información.....	8
1.1.1 Comunicaciones ópticas.....	9
1.1.2 Procesamiento de señales ópticas.....	11
1.1.3 Dispositivos fotónicos con aplicaciones para procesamiento óptico.....	13
1.1.4 Perspectiva de los dispositivos fotónicos.....	14
1.2 Objetivos y motivación de esta tesis.....	17
1.3 Organización del trabajo.....	18
2. Compuertas lógicas.....	19
2.1 Revisión de álgebra de Boole.....	19
2.1.1 Definiciones básicas.....	19
2.1.2 Axiomas del algebra booleana.....	20
2.2 Compuertas lógicas.....	22
2.2.1 Compuertas básicas.....	22
2.2.2 Lógica negada.....	25
3. Amplificador Óptico de Semiconductor.....	27
3.1 Física de semiconductores.....	27
3.1.1 Materiales semiconductores.....	27
3.1.2 Portadores de carga en semiconductores.....	28
3.1.3 Dopado en materiales semiconductores.....	30
3.1.4 Banda prohibida y bandas de energía en semiconductores.....	30
3.1.5 Distribución de Fermi-Dirac.....	31
3.1.6 Unión P-N.....	33
3.1.7 Interacción de fotones y átomos.....	35
3.2 El Amplificador Óptico de Semiconductor (SOA).....	38
3.3 Dinámica interbanda e intrabanda en un SOA.....	41
3.3.1 Recombinación no radiativa.....	41
3.3.2 Tiempo de vida de los portadores.....	42
3.3.3 Ganancia.....	42
3.3.4 Saturación de la ganancia.....	44
3.3.5 Dinámica del índice de refracción.....	45
3.3.6 Dinámica interbanda.....	46
3.3.7 Dinámica intrabanda.....	47
3.4 Modulación por cruzamiento de ganancia.....	49
3.5 Modulación por cruzamiento de fase.....	50

## Contenido

---

4. Compuerta fotónica XOR convencional.....	52
4.1 El interferómetro de Mach-Zehnder.....	55
4.1.1 El interferómetro de Mach-Zehnder con guía de onda.....	56
4.1.2 El Interferómetro de Mach-Zehnder basado en el SOA.....	58
4.1.3 Arquitectura SOA-MZI con modo diferencial.....	61
4.1.4 El SOA-MZI como compuerta XOR.....	63
4.1.5 Modelo matemático del SOA-MZI con esquema diferencial.....	65
4.2 Estado del arte de las compuertas XOR basadas en el interferómetro de Mach-Zehnder.....	71
4.2.1 Parámetros de evaluación.....	72
4.2.2 Tecnologías de vanguardia para implementar una compuerta XOR.....	74
4.3 Descripción del programa utilizado para la simulación computacional.....	78
4.3.1 Unidades de simulación.....	79
4.4 Implementación en el simulador del SOA-MZI con esquema diferencial.....	82
5. Diseño de una nueva compuerta XOR que opere a 160 Gb/s.....	86
5.1 Nueva compuerta lógica fotónica XOR.....	86
5.1.1 <i>Turbo-Switch</i> .....	86
5.1.2 El <i>Turbo-Switch</i> en el Interferómetro de Mach-Zehnder.....	90
5.2 Implementación en el simulador de la nueva compuerta lógica XOR.....	92
5.3 Optimización de diseño.....	97
5.4 Desempeño de la compuerta lógica y comparación con predecesora.....	104
6. Conclusiones.....	108
7. Bibliografía.....	111

## Resumen

Esta tesis presenta el estudio realizado acerca de una compuerta fotónica XOR que opera a 160 Gb/s basada en la modulación por cruzamiento de fase (XPM) usando una versión modificada del Interferómetro de Mach-Zehnder (MZI) con amplificadores ópticos de semiconductor (SOA). La compuerta XOR convencional y una reciente geometría conocida como *turbo-switch* se combinan en una novedosa estructura. La nueva estructura opera correctamente a altas tasas de bits y reduce considerablemente la distorsión de la secuencia de bits.

La optimización de los parámetros de los SOAs y de las secuencias de bits de datos puede incrementar el rendimiento de la compuerta. Dentro de las diferentes etapas de optimización, siempre se obtuvo un factor de calidad Q mayor a 7.9. También, se demuestra la posibilidad de que la compuerta opere a una mayor velocidad. Los resultados pueden ser útiles para el diseño y análisis de dispositivos fotónicos.

## Abstract

This thesis presents the performance analysis of a 160 Gb/s all-optical XOR gate based on cross-phase modulation (XPM) in a modified Mach-Zehnder Interferometer (MZI) with semiconductor optical amplifiers (SOA). The differential scheme for XOR operation and a novel structure, the so-called turbo-switch, are combined in a novel all-optical structure. The new structure results in substantially higher speed and reduced data-patterning effects.

Numerical simulation of the SOA parameters and optical signal parameters are carried out to improve the gate performance. Through an adequate optimization process, a Q-factor above 7.9 is found. The possibility of higher speed operation of the XOR gate is demonstrated as well. The results are helpful for the design and performance analysis of practical photonic devices.



## Introducción

Nuestro mundo se transforma muy rápida e ineludiblemente en una sociedad que depende de la información. Por tal motivo, los medios para diseminar y procesar información adquieren una importancia primordial. En este contexto, el procesamiento de señales ópticas despierta y desempeñará un papel preponderante en el futuro.

La idea de transmitir información por medio de la luz tiene siglos de antigüedad. De hecho, los clásicos heliógrafos y la transmisión de señales por antorchas responden a esta idea. Actualmente la noción del uso de la luz para el procesamiento de información es de gran interés para los científicos e ingenieros. Este capítulo se propone resaltar la relevancia del procesamiento óptico de información por medio de dispositivos fotónicos.

### 1.1 Procesamiento digital de información

Durante los últimos años diversos factores han propiciado el importante desarrollo tecnológico de todos los equipos y servicios relacionados con las telecomunicaciones; avances técnicos, liberalización del sector, crecimiento de la red Internet, etc. Las transformaciones derivadas de todos estos procesos han convertido nuestra era, en la era de la información y las comunicaciones. Esta revolución de las telecomunicaciones avanzadas, conocida por la Sociedad de la Información, Autopistas de la Información o Aldea Global, está descentralizando y flexibilizando la economía, modificando los hábitos y costumbres de vida de las personas y, muy probablemente, transformará considerablemente a la sociedad, porque aunque no lo queramos la tecnología es parte trascendental de la sociedad [8].

Actualmente, gracias a la aparición de nuevos dispositivos fotónicos dentro del campo de las comunicaciones ópticas es posible llevar a cabo muchas tareas de procesamiento de señales en el dominio óptico. Estos dispositivos permiten incrementar enormemente la capacidad de los sistemas de transmisión sin alterar totalmente las arquitecturas de las redes implantadas. Es decir, permiten una evolución flexible y económica de las actuales redes, respondiendo a la demanda de mayor ancho de banda por parte de los nuevos servicios de telecomunicaciones. Pero, las

aplicaciones de los dispositivos fotónicos no se limitan a las comunicaciones ópticas, existe todo un abanico de posibilidades.

### 1.1.1 Comunicaciones ópticas

Cuando nuestros remotos antepasados querían comunicarse entre sí, a través de una distancia apreciable, se valían de rudimentarias señales ópticas y sonoras. Una de las más populares fue la hoguera sobre una colina, el método más ampliamente utilizado para comunicar una victoria, una derrota, una señal de peligro, e incluso una petición S.O.S. Los instrumentos y formas de comunicación social desarrollados a lo largo del último siglo han mejorado rotundamente la forma de transmitir información entre los humanos. Estos avances han venido transformando la forma de comunicarnos eliminando obstáculos inimaginables como el tiempo, la distancia y las áreas de proyección.

En la actualidad, para que la información se pueda enviar por algún medio de transmisión y procesar es necesario que se encuentre digitalizada, es decir representada por secuencias de ceros y unos. Mejor conocidos como bits, acrónimo de *binary digit*. Al conjunto de ocho bits se le conoce como byte. Y así, cuando se habla de Megabyte y Gigabyte se refiere a  $10^6$  y  $10^9$  bytes de información, respectivamente [9].

En sistemas de telecomunicaciones, la transmisión digital es el traslado de señales digitales entre dos puntos. Hablando estrictamente, una forma de onda digital se define como una función del tiempo que puede tener solo un conjunto discreto de valores. Si la forma de onda digital es una forma de onda binaria, solo dos valores son posibles. Con los sistemas de transmisión digital, se requieren una facilidad física tal como un par de alambres metálicos, un cable coaxial o un vínculo de fibra óptica para interconectar dos puntos en el sistema. Los pulsos están contenidos y se propagan dentro del medio de transmisión [10].

El medio de transmisión constituye el soporte físico a través del cual emisor y receptor pueden comunicarse en un sistema de transmisión de datos. Existen dos tipos de medios: guiados y no guiados. En ambos casos, la transmisión se realiza por medio de ondas electromagnéticas. Los medios guiados conducen las ondas a través de un camino físico, ejemplos de estos medios son el cable coaxial, la fibra óptica y el par trenzado. Por otra parte, los medios no guiados proporcionan un soporte para que las ondas se transmitan, pero no las dirigen; como el aire y el vacío. En las comunicaciones digitales siempre se usan medios de transmisión guiados.

La naturaleza del medio de transmisión y de la señal que se transmite constituye los factores determinantes de las características y la calidad de la transmisión. En el caso de los medios guiados, es el propio medio el que determina, principalmente, las limitaciones de la

transmisión: velocidad de transmisión de los datos, ancho de banda que puede soportar y espaciado entre repetidores [10].

Si cada día se requiere más intercambio de información, es necesario un sistema de telecomunicaciones de alta capacidad. Hoy en día, los medios convencionales, los conductores eléctricos, quedan saturados. Por las fibras ópticas podemos enviar la información en forma de luz láser a velocidades próximas a la velocidad de la luz. Además, la más moderna tecnología permite enviar muchas señales a la vez por la misma fibra, simplemente usando diferentes longitudes de onda, una enorme ventaja respecto a los cables eléctricos.

Además del gran volumen de información que pueden transmitir las fibras ópticas, su aceptación se debe a otros factores. La fibra óptica consiste en una o varias hebras delgadas de vidrio o de plástico de 50 a 125 micrómetros de diámetro, es decir, más o menos del espesor de un cabello humano. Son muy confiables porque son inmunes a las interferencias electromagnéticas que afectan a las ondas de radio. También, poseen un gran ancho de banda, lo que permite incrementar la capacidad de transmisión y reducir el costo por canal. Además, las fibras ópticas son ideales para incorporarse en cables sin ningún componente adicional y usarse en condiciones peligrosas de alta tensión. Por ejemplo, un cable de seis fibras puede transportar la señal de más de cinco mil canales o líneas principales; para brindar este servicio a ese mismo número de usuarios en un sistema convencional de cables de cobre, se requieren 10,000 pares de cables, los cuales ocupan grandes volúmenes y son más costosos [11].

Las transmisiones transoceánicas son un área en la cual las fibras ópticas han sido de extraordinaria importancia. En México existe una red troncal de comunicación por fibra óptica que enlaza las ciudades más importantes del país a través de un tendido de miles de kilómetros de fibra. Además, se encuentra en operación la línea de cable submarino de fibra óptica Columbus II, que comunica a los Estados Unidos, México y Centroamérica con Europa y el resto del mundo. La ruta trazada en 1492 por las carabelas del almirante Cristóbal Colon, es hoy una de las redes de telecomunicaciones más importantes entre América y Europa [11].

Una línea de comunicación por fibra óptica está constituida por tres elementos esenciales: en un extremo se encuentra un diodo emisor de luz, que produce los pulsos; la fibra propiamente dicha y en el extremo receptor, un diodo detector de luz. En la transmisión por fibra óptica la información va codificada en forma digital, como secuencias de unos y ceros. Los unos están representados por pulsos de luz y los ceros por espacios entre pulsos (ausencia de luz). Cada bit de la secuencia tiene una duración fija, que además, es la misma para todos los bits. De esta manera, mediante el proceso de modulación de la luz de un láser, es posible transmitir grandes secuencias de bits por la fibra [10].

La tasa de bits es un parámetro muy importante que caracteriza los sistemas de comunicaciones ópticas y en general cualquier sistema que procesa señales digitales. Se le llama tasa de bits, o *bit rate*, al número de bits que un sistema de telecomunicaciones puede transmitir

cada segundo. Se suele abreviar como bps. Así, cuando se habla de 1 Gbps, también se puede abreviar como Gb/s o Gbit/s, se refiere a mil millones de bits por segundo [12].

En redes de datos, el ancho de banda a menudo se utiliza como sinónimo para la tasa de transferencia de datos. El ancho de banda es la cantidad de información o de datos que se puede enviar a través de una conexión de red en un período de tiempo dado. El ancho de banda se indica generalmente en bits por segundo (bps), kilobits por segundo (kbps), o megabits por segundo (Mbps). Un módem que funciona a 57 600 bps tiene dos veces el ancho de banda de un módem que funciona a 28 800 bps; no debe olvidarse que en las redes de datos un carácter de información está formado un byte, es decir por ocho bits. Una línea de comunicación consiste generalmente en una sucesión de conexiones, cada una con su propio ancho de banda. Si una de estas conexiones es mucho más lenta que el resto, actuará como cuello de botella, disminuyendo la velocidad de la comunicación [13].

Como se dijo en los párrafos anteriores, la transmisión digital es el transporte de señales digitales entre dos o más puntos en un sistema de comunicaciones. En cualquier punto dentro del sistema de telecomunicaciones las señales pueden modificarse para obtener nueva información o adecuarse para una mejor transmisión. Pueden procesarse. El procesar una señal digital significa realizar una operación o transformación programada sobre ella. Este análisis es realizado en forma digital pues una vez que una señal ha sido reducida a valores numéricos discretos, sus componentes pueden ser aislados, analizados y reordenados más fácilmente. Gran parte la revolución tecnológica que se logró desde finales del siglo pasado se ha sustentado en la posibilidad de realizar procesamiento de señales [14].

### 1.1.2 Procesamiento de señales ópticas

Debido a que el sentido de la visión es el vínculo más importante que tenemos con el resto del universo, la óptica ha sido una de las ramas de la física que más importancia y antigüedad tiene. La óptica involucra la generación, propagación y detección de la luz. Desde el descubrimiento del telégrafo óptico por Claude Chappe durante la Revolución francesa el avance de la óptica ha sido más o menos constante. Pero, tres desarrollos fundamentales logrados en los últimos 40 años son responsables del rejuvenecimiento de la óptica y de su creciente importancia en la ciencia, ingeniería e industria [15]:

- La invención del Láser,
- La fabricación de fibras ópticas de baja pérdida, y
- La introducción de dispositivos ópticos semiconductores.

En analogía con la electrónica, en años recientes surge el término fotónica, reflejando el importante vínculo entre la óptica aplicada y la electrónica, forjado por el creciente papel que los

materiales y dispositivos semiconductores juegan en los sistemas fotónicos. La fotónica es ampliamente reconocida como una de las principales innovaciones del siglo XXI. Se puede definir como que el campo de la ciencia y la tecnología, donde las propiedades fundamentales de la luz y su interacción con la materia son estudiadas y aplicadas [15].

La luz tiene una naturaleza muy singular; si interacciona con la materia, como por ejemplo con átomos, se comporta como si fuera una partícula, un fotón. Si no interacciona con la materia se comporta como si fuera una onda. Así como la electrónica involucra el control de flujo de carga eléctrica, la fotónica involucra el control de fotones en la materia. Las dos disciplinas claramente se relacionan, puesto que los electrones comúnmente controlan el flujo de fotones, y los fotones controlan el flujo de electrones [16].

Muchos investigadores opinan que la óptica y el fotón, después de haber conquistado las telecomunicaciones, van a invadir progresivamente las computadoras y a multiplicar sus posibilidades. La sustitución del electrón por el fotón en las computadoras representa todavía un reto tecnológico, ya que hay que concebir y realizar nuevos tipos de transistores, conmutadores, compuertas lógicas, componentes de memoria y circuitos capaces de utilizar en toda su potencia esta partícula elemental, constituyente básico de la luz; que se comporta tanto como partícula puntual como onda difusa, tal como lo había propuesto Louis de Broglie en 1925 [17, 18].

La tecnología conocida como Multicanalización por División de Longitud de onda (WDM<sup>1</sup>), apareció por primera vez cerca de 1985. Actualmente, WDM es uno de los temas de mayor interés dentro del área de la infraestructura de redes ópticas. Los enlaces de comunicación óptica permiten el envío simultáneo de diferentes longitudes de onda a través de una sola fibra óptica dentro de la banda espectral que abarca los 1300 [nm] y los 1600 [nm]. WDM reúne diferentes longitudes de onda para formar la señal que se transmitirá por la fibra óptica. Esta tecnología es vista como una tecnología robusta en el *backbone* de redes de multiservicios y en las redes de acceso móvil que permite satisfacer el crecimiento en volumen y complejidad que presenta los servicios de telecomunicaciones, y no solo para ampliar la capacidad de la fibra óptica [19].

Actualmente, aun son necesarias diversas funciones de procesamiento óptico para incrementar la funcionalidad de los sistemas de transmisión de información ópticos. Entre las diversas operaciones de procesamiento digital de señales ópticas susceptibles de ser realizadas destacan: la conmutación de bits o paquetes de bits, compuertas lógicas (AND, OR y XOR), la conversión de longitud de onda, regeneración óptica 3R<sup>2</sup>, demultiplexación, multiplexación *Add-Drop*, transmultiplexores *OTDM/WDM* y muestreo óptico [20,21,22]. La fotónica encargada de esta área siempre ha puesto especial interés en buscar dispositivos que ofrezcan altas velocidades, bajo consumo de potencia, pequeño tamaño, que sean barata su fabricación y posibilidad de integración con otros dispositivos fotónicos.

---

<sup>1</sup> Del inglés: Wavelength Division Multiplexing.

<sup>2</sup> Re-amplification, Re-shaping and Re-Timing.

El proceso de conversión de longitud de onda, es una de las principales operaciones de procesamiento óptico, consiste en cambiar o trasladar la longitud de onda de la portadora de un canal de información a otra longitud de onda, permitiendo que un sistema WDM sea reconfigurable, y ayudando a reducir la posibilidad de bloqueo o pérdida de información entre canales con portadora a la misma longitud de onda [23].

### 1.1.3 Dispositivos fotónicos con aplicaciones para procesamiento óptico

Desde hace varias décadas la fotónica ha estado cada vez más presente en las aplicaciones comerciales, ejemplo de ello es la utilización de un diodo láser en un reproductor de CD. En la actualidad, la fotónica es una disciplina de importancia clave en los sectores industriales y en las telecomunicaciones. Pero, sus beneficios han penetrado en áreas ajenas a las telecomunicaciones. En áreas como la medicina, e incluso en las artes, se ha empezado a aprovechar el potencial de la fotónica; también en la industria de la biotecnología, el sector de la energía, el sector de instrumentación médica, etc.

Sin duda, el laser es uno de los más famosos e importantes dispositivos fotónicos, otros son los diodos emisores de luz o LED que transforman la energía eléctrica en energía óptica; los fotodetectores, que producen una señal eléctrica al detectar una señal óptica; y las células solares que convierten la energía óptica en energía eléctrica.

Un dispositivo fotónico que ha sido ampliamente estudiado en los últimos años es el amplificador óptico de semiconductor (SOA<sup>3</sup>). El amplificador óptico de semiconductor suele ser de tamaño pequeño y el bombeo se implementa de forma eléctrica [20].

En los sistemas ópticos de transmisión de datos a muy grandes distancias se requiere el uso de amplificadores y regeneradores para compensar las pérdidas en los enlaces. Lo anterior implica una conversión de la señal óptica en señal eléctrica para su amplificación y su regeneración, y posteriormente la transformación de la señal eléctrica en señal óptica para su retransmisión por el medio. El SOA inicialmente fue diseñado para realizar esta función, con la condición de que todo el procesamiento se lleve a cabo en el dominio óptico [24].

La desventaja que presenta el SOA es que se comporta de manera lineal en un intervalo de potencia demasiado pequeño para que sea útil. El comportamiento deseable de cualquier amplificador es que independientemente de la potencia de la señal que en él ingrese, ésta se amplifique por el mismo factor. Los amplificadores ópticos más utilizados hoy en día son los EDFA (*Er-Doped Fiber Amplifiers*) [24].

---

<sup>3</sup> Semiconductor Optical Amplifier.

Como se ha comentado anteriormente, el SOA no es el amplificador idóneo para enlaces de larga distancia debido a su baja potencia de saturación. En cambio, su no linealidad es una ventaja para otras aplicaciones. Desde que se conocieron las propiedades no lineales del SOA ha sido ampliamente utilizado para implementar convertidores de longitud de onda, regeneración de señales óptica, conmutación de paquetes, implementación de compuertas lógicas y sincronización. Algunas de las ventajas del SOA son: un ancho de banda grande, el grado de miniaturización, posibilidad de integración monolítica con otros dispositivos, bajo consumo de potencia, y bajo costo; el SOA es un elemento muy versátil ya que permite la implementación de muchas funciones [25].

La gran mayoría de dispositivos fotónicos empleados en los sistemas de comunicaciones ópticos se comportan de forma no lineal ante niveles de potencia óptica elevados. Por ejemplo, potencias ópticas del orden de +10 dBm a la entrada de fibras ópticas o de amplificadores ópticos de semiconductor son suficientes para inducir efectos no lineales apreciables [26].

Básicamente, los procesos no lineales que ocurren en los dieléctricos se clasifican atendiendo a su naturaleza y características. Algunos de los principales efectos no lineales que ocurren en dispositivos semiconductores son [27]:

- Modulación por cruzamiento de ganancia (*Cross Gain Modulation*, XGM)
- Modulación por cruzamiento de fase (*Cross Phase Modulation*, XPM)
- Automodulación de fase (*Self Phase Modulation*, SPM)
- Mezclado de cuatro ondas (*Four Wave Mixing*, FWM)
- Dispersión estimulada de Brillouin (*Stimulated Brillouin Scattering*, SBS)
- Dispersión estimulada de Raman (*Stimulated Raman Scattering*, SRS)

En el amplificador óptico de semiconductor se aprovechan, principalmente, los procesos no lineales de XGM, SPM, XPM y FWM para llevar a cabo funciones de procesamiento de señales, como conversión de longitud de onda, conmutadores, *flip-flops* y compuertas lógicas. En el capítulo 4 de esta tesis se explican los procesos de XPM y XGM que ocurren en un SOA, y que son empleados para implementar una compuerta lógica fotónica XOR ultrarrápida.

### 1.1.4 Perspectiva de los dispositivos fotónicos

En su momento Lope de Vega, poeta y dramaturgo del Siglo de Oro Español, dijo: "Tan veloces como el rayo las noticias han venido, ¿Quién sabe si con el tiempo vendrán con el rayo mismo?", desde hace algunas décadas esto ya es una realidad gracias a la utilización de fibras ópticas de bajas pérdidas y a la invención del laser.

La comunidad científica actualmente tienen un gran reto, ya que no solo busca tener altas tasas de procesamiento de información sino que busca superar las limitaciones que existen en los dispositivos electrónicos actuales. El problema en la actualidad es que la tecnología de los materiales de estado sólido, utilizada para fabricar los circuitos integrados, está llegando al límite físico en el que ya no es posible aumentar la densidad de componentes (transistores, diodos y capacitores, etc.) miniaturizando los circuitos, ni continuar incrementando la rapidez de procesamiento [28, 29].

Mucho esfuerzo se ha dedicado en las últimas décadas del siglo XX y a comienzos del siglo XXI en el desarrollo de elementos que permitan la realización tanto de funcionalidades pasivas (división y combinación de señales, filtrado, control de polarización, introducción de retardos, etc.) como activas (conmutación, modulación, conversión de longitud de onda, regeneración, amplificación, compuertas lógicas, etc.) directamente en el dominio óptico. Sin duda grandes logros se han obtenido en esta dirección, sin embargo la capacidad de procesamiento conseguida mediante estos componentes aun dista de las prestaciones proporcionadas por el procesamiento electrónico de la señal [18].

Tradicionalmente, el ancho de banda disponible para los usuarios estaba limitado por los servicios ofrecidos por el proveedor de servicio de red; hoy asistimos a un nuevo escenario en el que los servicios disponibles en la Internet están generando una mayor demanda de ancho de banda que tiene que ser satisfecha por los operadores.

Actualmente, uno de los aspectos fundamentales que impulsa la investigación en los sistemas fotónicos es la idea de conseguir que la red evolucione hasta llegar a ser una red de transmisión y conmutación completamente óptica (redes ópticas transparentes), sin necesidad de conversiones óptico-eléctricas ó viceversa, que deterioren sus prestaciones en cuanto a costos y velocidad. Este tipo de redes serán la plataforma común para la introducción de nuevos servicios tales como la TV por cable de alta definición, el video bajo demanda, los servicios interactivos multimedia con PCs o estaciones de trabajo, y en general los servicios de banda ancha. Entonces se conseguirá un mayor aprovechamiento del gran ancho de banda disponible por la fibra óptica [24].

En poco tiempo serán necesarias compuertas lógicas fotónicas que ofrezcan altas velocidades de procesamiento para satisfacer necesidades en los nodos de las redes de comunicaciones. El reciente desarrollo en la investigación de compuertas lógicas fotónicas, pretende tener sistemas veloces, los cuales permitirán comunicaciones seguras con mayores anchos de banda y utilizando menores recursos de energía, lo cual se verá reflejado en los costos [27]. En el transcurso del tiempo aparecerán técnicas para la fabricación de dispositivos que involucren esta tecnología, buscando la producción en serie, y por lo tanto el abaratamiento de los dispositivos y elementos, y con ello poder implementarlos a gran escala en el mundo. Todo esto coadyuvará al desarrollo de muchas áreas tecnológicas y de la humanidad en general.



Además del uso de las compuertas lógicas fotónicas en los sistemas de telecomunicaciones, también se busca su aplicación en el desarrollo de computadoras ópticas. A pesar de la extraordinaria rapidez de los procesadores actuales para realizar cálculos, las tareas encomendadas a los procesadores a través de los programas de software son cada vez más complejas, de manera que la demanda por procesadores más rápidos y de arquitecturas más complejas va en aumento continuamente.

La tecnología de las computadoras ópticas todavía está en los primeros tiempos, aun es necesario el desarrollo de múltiples componentes ópticos que puedan lograr la misma función que una computadora electrónica. Sin embargo, la investigación de bloques que realicen operaciones lógicas básicas, sean XOR, OR o AND, son áreas novedosas, estos bloques son capaces de funcionar a tasas de bits mucho mayores que los sistemas electrónicos actuales [30].

La computadora óptica es la gran esperanza de la óptica del futuro. Cuando se logre, las computadoras electrónicas, que tanto nos maravillan ahora, quedarán obsoletas y anticuadas. La computadora del futuro empleará pulsos luminosos en lugar de pulsos eléctricos, guías de ondas ópticas en lugar de conductores metálicos, láseres de estado sólido en lugar de generadores de señales electrónicos, memorias holográficas en lugar de memorias de estado sólido, válvulas y moduladores ópticos en lugar de amplificadores electrónicos, etcétera. La gran ventaja de las computadoras ópticas sobre las electrónicas será su velocidad, pues la información circulará por las fibras ópticas casi a la velocidad de la luz, que es una velocidad mucho más rápida que la velocidad de transmisión de las señales eléctricas en los conductores [31].

### 1.2 Objetivos y motivación de esta tesis

El objetivo fundamental de la investigación realizada en esta tesis es el estudio de algunos de los efectos no lineales que ocurren en el amplificador óptico de semiconductor que son útiles para implementar una compuerta lógica fotónica XOR usando el interferómetro de Mach-Zehnder, aunado a la utilización de una novedosa configuración llamada *turbo-switch* para mejorar el desempeño de la compuerta a muy altas tasas de procesamiento.

De forma más específica, los objetivos de esta tesis son:

1. Exponer la importancia de tener altas tasas de transmisión para el procesamiento digital de información.
2. Realizar un análisis de la teoría elemental que explica el funcionamiento de las compuertas lógicas fotónicas basadas en los fenómenos no lineales que se presentan en los amplificadores ópticos de semiconductor como son *cross-gain* y *cross-phase modulation*.
3. Analizar numéricamente el desempeño de una compuerta lógica XOR basada en el uso de un interferómetro Mach-Zehnder activo. Proponer un nuevo modelo de una compuerta lógica fotónica XOR basada en el concepto de *turbo-switch* que permitiría tasas de procesamiento de información a 160 Gb/s.
4. Comprobar numéricamente el correcto desempeño de la compuerta lógica propuesta a una tasa de 160 Gb/s.
5. Comparar el desempeño de la nueva compuerta XOR con respecto de aquella mencionada en el punto 3.

La motivación del presente trabajo es contribuir en el desarrollo e investigación teórica de componentes fotónicos que en un futuro no muy lejano podrán integrarse para llevar a cabo alguna tarea de procesamiento de información totalmente óptica, de las cuales ya se habló a lo largo de este capítulo. Estos dispositivos evitarían las conversiones ópticas-electrónicas, que suelen ser relativamente muy lentas y limitan el ancho de banda de los sistemas de telecomunicaciones. Estos nuevos dispositivos serán útiles primeramente en la redes de telecomunicaciones debido a la gran demanda que existe hoy en día por incrementar la velocidad de operación, y gradualmente en otras áreas de la ingeniería y de la tecnología como la computación y el procesamiento digital de señales.

### 1.3 Organización del trabajo

En el Capítulo 1 se explica la importancia del procesamiento óptico de información en las comunicaciones ópticas. Se mencionan los factores que han hecho de la fotónica una disciplina encargada del desarrollo de componentes óptico-electrónicos que pueden superar los límites de la electrónica actual. Y se menciona al amplificador óptico de semiconductor como un dispositivo fotónico útil para el procesamiento óptico de información.

El Capítulo 2 contiene los conceptos básicos para comprender el álgebra de Boole. Se enuncian sus principales postulados y sus operaciones más importantes. En este capítulo se define la función XOR, se presenta su tabla de verdad y su símbolo característico.

El Capítulo 3 se dedica a explicar los conceptos básicos sobre la estructura y funcionamiento de los amplificadores ópticos de semiconductor (SOA). Este capítulo inicia resaltando las propiedades físicas de los materiales semiconductores. También, se explican los principales procesos de recombinación en semiconductores. Después, se define al amplificador óptico de semiconductor, y sus principales procesos no lineales intrabanda e interbanda. La última parte de este capítulo se enfoca en los fenómenos de modulación por cruzamiento de ganancia (XGM) y de fase (XPM) en el SOA.

El Capítulo 4 inicia explicando el fenómeno de interferencia de ondas. Posteriormente, se expone acerca del interferómetro de Mach-Zehnder. Después, se presentan algunas arquitecturas útiles para realizar conversión de longitud de onda usando el interferómetro de Mach-Zehnder y el SOA. Con base en lo anterior, se explica la forma de operar de la compuerta XOR basada en el SOA-MZI y su modelo matemático. También, se definen los parámetros que se emplean para evaluar el desempeño de la compuerta, y de una forma breve se exponen dos trabajos de reciente investigación dedicados al desarrollo de compuertas XOR. Asimismo, se hace una descripción del programa utilizado para las simulaciones. Por último, se implementa en el simulador la compuerta XOR basada en SOA-MZI con modo diferencial y se verifica su funcionamiento.

En el Capítulo 5 se define una reciente técnica que permite incrementar la velocidad de operación del convertidor de longitud de onda, conocida como *turbo-switch*. Después, se propone por primera vez la integración del *turbo-switch* en el SOA-MZI para realizar la función XOR. También, se realizan simulaciones de esta novedosa compuerta ultrarrápida y se verifica su funcionamiento a 160 Gb/s. Posteriormente se realiza una optimización del diseño inicial. Y por último, se analiza el desempeño de la compuerta lógica y se hace una comparación con la compuerta predecesora, expuesta en el capítulo 4.

Finalmente, las conclusiones de este trabajo se presentan en el Capítulo 6.

# Compuertas lógicas

La herramienta fundamental para el análisis y diseño de circuitos digitales es el Álgebra Booleana. Esta álgebra es un conjunto de reglas matemáticas (similares en algunos aspectos al álgebra convencional), pero que tienen la virtud de corresponder al comportamiento de circuitos basados en dispositivos de conmutación. En este capítulo se presentan los postulados que definen el álgebra booleana y se presentan en forma de teoremas los resultados más importantes. También, se presentan las tablas de verdad de las principales operaciones booleanas y su compuerta lógica equivalente.

## 2.1 Revisión del álgebra de Boole

La palabra álgebra en el título de este subcapítulo anuncia el uso de las matemáticas, por la experiencia que cualquier ingeniero y científico ha tenido sabe que las matemáticas constituyen un requerimiento básico en todos los campos de la ciencia e ingeniería. De igual manera que pensar requiere del conocimiento de un lenguaje en el cual es posible formular los conceptos, cualquier campo de la ingeniería y de la ciencia necesita conocimientos de ciertos temas matemáticos en términos de los cuales los conceptos relativos puedan expresarse y comprenderse.

En el caso de los sistemas digitales, la base matemática es el álgebra booleana<sup>1</sup>. El álgebra de Boole es un álgebra que se ocupa de variables binarias y operaciones lógicas [1]. Este capítulo inicia con una exposición del álgebra que establece las bases para presentar los diagramas lógicos ópticos.

### 2.1.1 Definiciones básicas

El álgebra booleana al igual que todos los sistemas matemáticos deductivos, se define con un conjunto de elementos, un conjunto de operadores y varios axiomas o postulados.

---

<sup>1</sup> Esta designación proviene de su creador, el británico George Boole, quien publicó un trabajo titulado *An Investigation of the Laws of Thought* en 1854. Este tratado representa una exposición fundamental y sistemática de la lógica.

El álgebra booleana difiere del álgebra ordinaria porque las constantes y variables booleanas solo tiene dos posible valores, 0 o 1. Gracias a que únicamente son posibles dos valores, el álgebra booleana es relativamente fácil comparada con el álgebra ordinaria. En el álgebra booleana no existen las fracciones, decimales, números negativos, raíz cuadrada, logaritmos, números imaginarios, etc. De hecho solo hay tres operaciones básicas, son la unión o adición, la intersección o producto y la complementación. De estas operaciones se derivan diferentes tablas de verdad<sup>2</sup>, es decir diversas particularidades de las operaciones básicas [2].

### 2.1.2 Axiomas del álgebra booleana

Con ayuda del álgebra booleana de dos valores se mostrarán los diversos postulados que definen el álgebra de Boole. Un álgebra booleana de dos valores, A y B, se define sobre un conjunto de dos elementos (1 y 0), con las reglas para los dos operadores binarios, '+' y '.', que se muestran la tabla 2.1 [3]:

Suma				Producto				Complemento	
A	B		A+B	A	B		A·B	A	$\bar{A}$
0	0		0	0	0		0	0	1
0	1		1	0	1		0	1	0
1	0		1	1	0		0	0	1
1	1		1	1	1		1	1	0

Tabla 2.1 Tablas de verdad de las operaciones básicas del álgebra de Boole.

Estas reglas son las que definen las tres operaciones básicas del álgebra de Boole. En el álgebra de Boole, la unión o suma entre dos variables booleanas A y B se define como la adición A+B. La multiplicación o producto de dos variables booleanas A y B, se define como la intersección de ambas variables A·B. Y el complemento siempre representa el valor opuesto al valor de la variable original. Ahora se demostraran los principales postulados validos para el conjunto (0, 1) y los operadores que se han definido [4].

<sup>2</sup> Una tabla de verdad es un medio que nos manifiesta los posibles valores de una función booleana [1].

1. Cerradura, se dice que el sistema es cerrado cuando el resultado de aplicar cualquiera de las tres operaciones definidas a variables del conjunto booleano, resulta en otra variable del conjunto, y este resultado es único. Por las tablas anteriores, el resultado de todas las operaciones es 1 o bien 0.
2. En las tablas vemos que:

$$0 + 0 = 0$$

$$1 \cdot 1 = 1$$

El postulado de identidad establece que cuando una variable se suma o se multiplica por si misma el resultado es la misma variable.

3. Ley conmutativa, está relacionada con el orden en que se realizan las operaciones, el orden de las operaciones no afecta el resultado. Esta ley es obvia por la simetría de las tablas.
4. Ley distributiva, postula que el producto de sumar dos variables, A y B, con otra variable, C, tiene el mismo resultado que multiplicar por separado la variable C con A y B, y después sumar los productos.

$$A \cdot (B + C) = (A \cdot B) + (A \cdot C)$$

5. Ley asociativa, plantea que el resultado de la operación de diversas variables booleanas, siempre es la misma no importando su agrupamiento.

$$A + (B + C) = (A + B) + C$$

$$A \cdot (B \cdot C) = (A \cdot B) \cdot C$$

6. Complemento, se dice que para cada elemento del conjunto  $\{0, 1\}$  existe un elemento tal que la suma de éste con su complemento es uno y el producto de ambos es cero.

$$A + A' = 1 \quad \text{y} \quad A \cdot A' = 0.$$

7. Un importante teorema para el álgebra de Boole es el teorema de De Morgan, éste consta de dos expresiones. La primera dice que el complemento de un producto es igual a la suma de los complementos de cada variable. La segunda postula que el complemento de la suma es igual al producto de los complementos.

$$\text{a) } (A \cdot B)' = A' + B'$$

$$\text{b) } (A + B)' = A' \cdot B'$$

Así pues se acaban de establecer los principales postulados del álgebra booleana de dos variables. Estos conceptos tienen gran importancia para la simplificación y análisis de funciones booleanas, ya que cada operación requiere una compuerta y cada variable dentro del término implica una entrada a la compuerta.

### 2.2 Compuertas lógicas

Hasta ahora hemos trabajado con asuntos puramente abstractos. Se han explicado los postulados y operaciones básicas en el álgebra de Boole. Las variables usadas son variables abstractas. Para que el álgebra de Boole efectúe tareas reales, deben existir dispositivos físicos que realicen las funciones booleanas con exactitud y en el menor tiempo posible. Compuerta es el nombre genérico dado a un dispositivo que efectúa cualquiera de las operaciones booleanas para los dispositivos de la vida real. En otras palabras, una compuerta lógica es la expresión física de un operador booleano [5].

Los elementos básicos de cualquier circuito digital son las compuertas lógicas digitales. En el mercado hay disponible una gran variedad de compuertas electrónicas digitales, cada una con un comportamiento perfectamente definido, y es posible combinarlas entre sí para obtener nuevas funciones. Un circuito integrado electrónico es un cristal semiconductor de silicio, llamado chip, que contiene los componentes electrónicos para construir compuertas digitales [5]. Las diversas compuertas se interconectan dentro del chip para formar el circuito requerido. El chip se monta en un recipiente de cerámica o plástico, y las terminales se sueldan a terminales externas para formar el circuito integrado. De hecho, un microprocesador no es más que un chip compuesto por millones de compuertas lógicas.

Las compuertas son bloques del *hardware* que producen señales en binario cuando se satisfacen los requisitos de entrada lógica. En los sistemas de computadoras digitales se encuentran comúnmente diversas compuertas lógicas. Cada compuerta tiene un símbolo gráfico diferente y su operación puede describirse por medio de una función algebraica. Las relaciones entrada-salida de las variables binarias para cada compuerta pueden representarse en forma de una tabla de verdad. En la tabla 2.2 se presentan las principales compuertas lógicas con su diagrama electrónico característico [6]. Cada compuerta tiene dos variables de entrada designadas por A y B y una salida binaria designada por S.

#### 2.2.1 Compuertas básicas

##### Compuerta AND

La operación producto es una de las operaciones básicas del álgebra de Boole, la compuerta lógica AND realiza esta operación. En esta compuerta la salida es 1 si tanto la entrada A, como la entrada B representan un 1 binario, de otra manera, la salida es 0.

##### Compuerta OR

La compuerta OR produce la suma lógica, esto es, la salida es 1 si la entrada A o la entrada B o ambas son 1, de otra manera, la salida es 0. Estas condiciones también son especificadas en la tabla de verdad para la compuerta OR de la tabla 2.2.

Compuerta NOT

El circuito NOT es un inversor que cambia el nivel lógico de una señal binaria, produce el NOT o función complementaria. La tabla 2.2 muestra el símbolo de la compuerta NOT. Se puede notar que en la salida de la compuerta está un pequeño círculo, éste representa la inversión lógica.

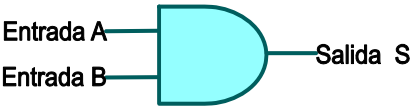

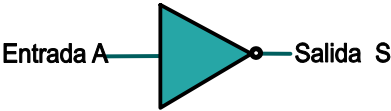
Compuerta	Función booleana	Tabla de Verdad	Símbolo de la compuerta lógica															
AND	$S=A \cdot B$	<table border="1"> <thead> <tr> <th>Entrada A</th> <th>Entrada B</th> <th>Salida S</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> </tbody> </table>	Entrada A	Entrada B	Salida S	0	0	0	0	1	0	1	0	0	1	1	1	
Entrada A	Entrada B	Salida S																
0	0	0																
0	1	0																
1	0	0																
1	1	1																
OR	$S = A + B$	<table border="1"> <thead> <tr> <th>Entrada A</th> <th>Entrada B</th> <th>Salida S</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> </tbody> </table>	Entrada A	Entrada B	Salida S	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1	
Entrada A	Entrada B	Salida S																
0	0	0																
0	1	1																
1	0	1																
1	1	1																
NOT	$S = A'$	<table border="1"> <thead> <tr> <th>Entrada A</th> <th>Salida S</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table>	Entrada A	Salida S	0	1	1	0										
Entrada A	Salida S																	
0	1																	
1	0																	

Tabla 2.2 Compuertas lógicas AND, OR y NOT.



Cualquier circuito lógico, sin importar que complicado sea puede realizarse completamente usando las tres operaciones booleanas básicas, AND, OR y NOT, éstos son los bloques elementales de los sistemas digitales [7].

Un circuito lógico que ocurre frecuentemente durante el diseño de sistemas digitales es el OR exclusivo o mejor conocido como XOR. La función XOR cuenta con su propio símbolo para ser identificado. En este circuito la salida es 1 cuando las dos entradas son opuestas, mientras que cuando son iguales la salida es 0.

### Compuerta XOR

La compuerta lógica XOR, realiza la adición exclusiva; expresada por la función booleana:

$$S = A' \cdot B + A \cdot B'$$

El símbolo de la adición exclusiva es el símbolo más inscrito en un círculo,  $\oplus$ . En la tabla 2.3 se muestra su símbolo, tabla de verdad y función booleana [6].


Compuerta	Función booleana	Tabla de Verdad	Símbolo de la compuerta lógica															
XOR	$S = A \oplus B$	<table border="1"> <thead> <tr> <th>Entrada A</th> <th>Entrada B</th> <th>Salida S</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table>	Entrada A	Entrada B	Salida S	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1	0	
Entrada A	Entrada B	Salida S																
0	0	0																
0	1	1																
1	0	1																
1	1	0																

Tabla 2.3 Compuerta lógica XOR.

### 2.2.2 Lógica negada

Al agregar una compuerta NOT a cada una de las compuertas AND, OR y XOR se invierten los resultados de sus respectivas tablas de verdad, y dan origen a nuevas compuertas. Veamos ahora como son y cual es el símbolo que las representa. En la tabla 2.4 se muestra su símbolo, tabla de verdad y función booleana de estas nuevas compuertas [6].

#### Compuerta NAND

La función NAND es el complemento de la función AND, su símbolo gráfico consiste en un símbolo AND seguido de un pequeño círculo. Su ecuación característica es:

$$S = (A \cdot B)'$$

La función NAND es la compuerta cuya salida es 0, si y solo si, las dos entradas equivalen a un 1 lógico.

#### Compuerta NOR

La compuerta lógica NOR, realiza la función booleana de adición negada, es la compuerta cuya salida es 0, si al menos una de las dos entradas equivale a un 1 lógico. Su función booleana es:

$$S = (A + B)'$$

#### Compuerta XNOR

La compuerta lógica XNOR es el complemento del OR exclusivo, es 0, si las dos entradas son diferentes entre sí, en otro caso es 1. Su función booleana es:

$$S = (A \oplus B)'$$

Las compuertas NAND, NOR y XNOR se presentan en la tabla 2.4 con su correspondiente símbolo y tabla de verdad.

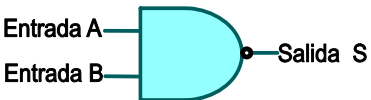
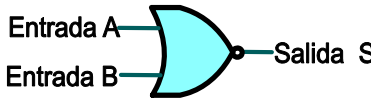
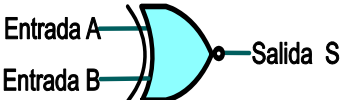
Compuerta	Función booleana	Tabla de Verdad	Símbolo de la compuerta lógica															
NAND	$S = (A \cdot B)'$	<table border="1"> <thead> <tr> <th>Entrada A</th> <th>Entrada B</th> <th>Salida S</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table>	Entrada A	Entrada B	Salida S	0	0	1	0	1	1	1	0	1	1	1	0	 <p>Entrada A Entrada B Salida S</p>
Entrada A	Entrada B	Salida S																
0	0	1																
0	1	1																
1	0	1																
1	1	0																
NOR	$S = (A + B)'$	<table border="1"> <thead> <tr> <th>Entrada A</th> <th>Entrada B</th> <th>Salida S</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table>	Entrada A	Entrada B	Salida S	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	1	0	 <p>Entrada A Entrada B Salida S</p>
Entrada A	Entrada B	Salida S																
0	0	1																
0	1	0																
1	0	0																
1	1	0																
XNOR	$S = (A \oplus B)'$	<table border="1"> <thead> <tr> <th>Entrada A</th> <th>Entrada B</th> <th>Salida S</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> </tbody> </table>	Entrada A	Entrada B	Salida S	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	1	1	 <p>Entrada A Entrada B Salida S</p>
Entrada A	Entrada B	Salida S																
0	0	1																
0	1	0																
1	0	0																
1	1	1																

Tabla 2.4 Compuertas lógicas NAND, NOR y XNOR.

# Amplificador Óptico de Semiconductor

En este capítulo se describen los principios básicos de operación de uno de los dispositivos amplificadores de luz más importantes en el campo de las comunicaciones ópticas, el amplificador óptico de semiconductor (SOA<sup>1</sup>). Se comienza con una descripción de la formación de bandas de energía en un semiconductor, posteriormente se describe la unión P-N y la doble heterounión. Después, se explican los diferentes procesos de recombinación presentes en el SOA. En la parte final de este capítulo se explican los procesos no lineales de modulación por cruzamiento de ganancia y de modulación por cruzamiento de fase, útiles para realizar procesamiento ultrarrápido de información.

### 3.1 Física de semiconductores

Para comprender el comportamiento de un SOA, es necesario revisar algunos conceptos fundamentales que permiten establecer el escenario y las condiciones de operación de estos dispositivos. Se inicia este capítulo presentado las propiedades de los enlaces químicos en los materiales semiconductores, y los procesos físicos que existen en las uniones P-N en semiconductores. Después, se introducen algunos conceptos cuánticos que permiten obtener una mejor comprensión de los procesos que ocurren en los SOA.

#### 3.1.1 Materiales semiconductores

Los semiconductores son materiales sólidos cuya conductividad puede cambiar tanto por condiciones externas como por condiciones internas, así, se puede tener un material semiconductor con una conductividad muy baja, como un aislador, o con una conductividad muy alta, como los metales. La física de los SOA depende de la física de los materiales semiconductores que los constituyen, entre los elementos semiconductores más usados están: el indio (In), galio (Ga), arsénico (As), fósforo (P), silicio (Si), germanio (Ge) y aluminio (Al) [32].

---

<sup>1</sup> Del inglés: Semiconductor Optical Amplifier.

Todos los materiales semiconductores conformados por arreglos cristalinos de átomos presentan una distribución atómica regular unida por enlaces covalentes, como se muestra en la figura 3.1 [33]. Los enlaces covalentes pueden ser creados entre elementos de la tercera y quinta columna (llamados materiales III-V) y entre elementos de la segunda y sexta columna (materiales II-VI). En este tipo de enlaces cada átomo cuenta con ocho electrones de valencia, esto proporciona estabilidad a la estructura atómica [32].

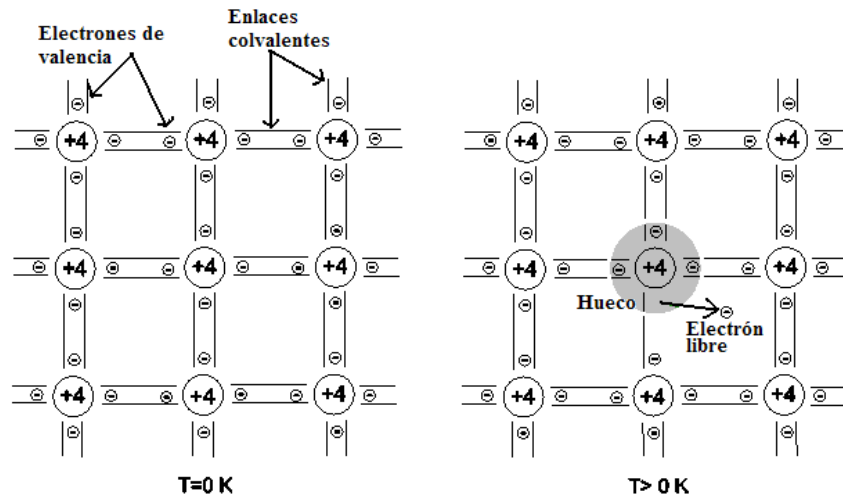


Figura 3.1 Representación en dos dimensiones de los enlaces covalentes en un cristal de silicio para a)  $T=0\text{ K}$  y b)  $T>0\text{ K}$ .

### 3.1.2 Portadores de carga en semiconductores

En la figura 3.1(a) se ilustran los enlaces covalentes en un cristal de silicio para una temperatura de  $0^\circ\text{K}$ , es importante notar que todos los electrones forman parte del enlace covalente. Para temperaturas mayores a  $0^\circ\text{K}$ , figura 3.1(b), existen enlaces covalentes rotos que dejan libres algunos electrones. Los electrones libres pueden moverse en el cristal creando una corriente eléctrica, de esta forma los electrones libres son un tipo de portadores de carga. Además de los electrones libres, es necesario considerar qué sucede con los huecos cuando un electrón ha roto el enlace covalente [33].

Cuando se aplica un campo eléctrico en el cristal, como se muestra en la figura 3.2, el campo eléctrico le permite al átomo tomar un electrón del átomo vecino, dejando al átomo adyacente con un hueco. Se puede decir que el hueco se ha movido al átomo contiguo. Debido a la presencia del campo se espera que el hueco continúe moviéndose de átomo en átomo hacia la dirección del campo. De este proceso, se tiene la impresión de que el hueco es una carga positiva en movimiento dentro del material semiconductor [33].

Tal y como se acaba de explicar, el hueco es un enlace covalente no satisfecho. Si un electrón atraviesa la zona en la que se encuentra el hueco puede quedar atrapado en él. A este fenómeno se le denomina recombinación, y supone la desaparición de un electrón y de un hueco [33].

De la conclusión anterior, las propiedades eléctricas de un material semiconductor dependen directamente del número de portadores por volumen, lo que representa la concentración de portadores. En el caso de materiales semiconductores intrínsecos, aquellos con un solo tipo de átomos, la concentración de electrones y la concentración de huecos es la misma. Y la concentración de portadores se mantiene constante si la temperatura también se mantiene constante. Pero no solo la temperatura es capaz de romper los enlaces covalentes, otro tipo de manifestaciones de energía pueden también hacerlo.

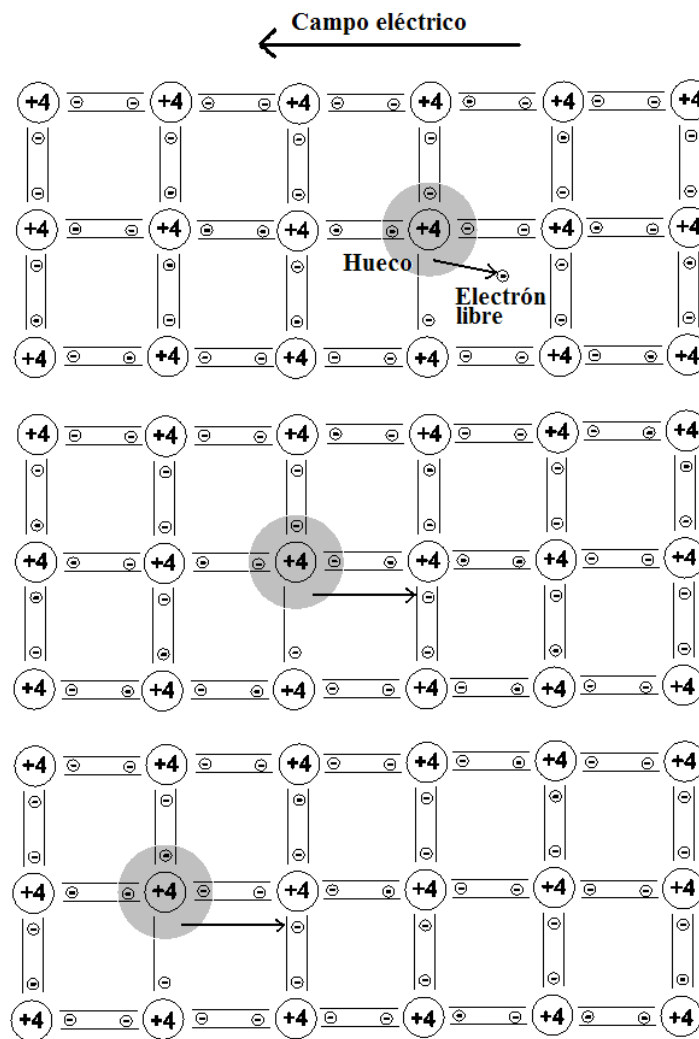


Figura 3.2 Modelo del movimiento de un hueco como carga positiva.

### 3.1.3 Dopado en materiales semiconductores

En un semiconductor intrínseco las concentraciones de huecos y de electrones pueden alterarse mediante la adición de pequeñas cantidades de elementos llamados impurezas o dopantes, a estos materiales se les llama materiales dopados o extrínsecos [17].

La cuestión es qué sucede si además de elevar la temperatura por encima de cero absoluto consideramos la presencia de impurezas en un material como el silicio. Supongamos que sustituimos un átomo de silicio (que pertenece al grupo IV) por otro de fósforo (grupo V), pentavalente. Como solo hay la posibilidad de establecer cuatro enlaces covalentes con los átomos de silicio adyacentes, un electrón quedará libre. Teniendo en cuenta esto, es fácil deducir que es lo que ocurre si se sustituye un átomo de silicio por otro de átomo perteneciente al grupo III, el boro por ejemplo, evidentemente se introduciría un hueco, ya que el boro solo aporta tres electrones de valencia [33].

Cuando la introducción de impurezas se realiza de manera controlada pueden modificarse las propiedades eléctricas del material semiconductor. Así, se habla de dopado en materiales semiconductores tipo P o N según se introduzcan huecos o electrones, respectivamente [17].

### 3.1.4 Banda prohibida y bandas de energía en semiconductores

Las propiedades ondulatorias de un electrón tienen importantes consecuencias en la física atómica. La primera característica que poseen los materiales en estado sólido comparados con otros estados de la materia es que los átomos que lo conforman están lo suficientemente juntos uno de otros. Esta característica es la que permite tener un material resistente a deformaciones.

Cuando dos átomos idénticos con mismos niveles de energía están lo suficientemente cerca, el resultado son nuevos niveles de energía, un poco mayor, un poco menor que los valores originales. No es difícil extender esta idea a más átomos y poder entender que cuando una gran cantidad de átomos idénticos están juntos, se generan niveles de energía separados por una mayor región. Al nivel superior se le llama banda de conducción, mientras que al nivel inferior se le llama banda de valencia [34].

Con base en esto, se establece la existencia de una banda prohibida entre la banda de conducción y la banda de valencia, es decir, un intervalo de energía en la cual no hay niveles de energía permitidos para los electrones, denominado energía de *gap*. Esta banda representa la energía requerida para romper el enlace entre de los electrones. Así, al observar la estructura de bandas de un sólido se puede determinar si se trata de un material sólido aislador, conductor o

semiconductor. Las bandas de energía de conducción, prohibida y de valencia son ilustradas en la figura 3.3 [34].

Se puede afirmar que para una temperatura de cero absoluto, todos los electrones libres existentes están ocupando la banda de valencia. En cambio para temperaturas diferentes del cero absoluto, algunos átomos están en estado excitado y sus electrones probablemente estarán en la banda de conducción [34].

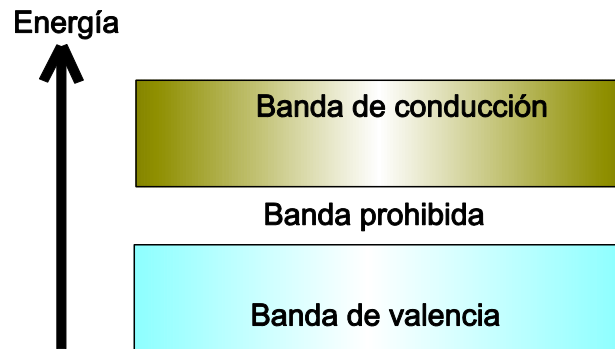


Figura 3.3 Bandas de energía en semiconductores: banda de conducción (superior), banda prohibida o *gap* (medio) y banda de valencia (inferior).

La formación de bandas de energía en semiconductores se puede analizar de manera más formal desde el punto de vista cuántico, a través de la solución de la ecuación de Schrödinger para la energía del electrón dentro del potencial periódico inherente a la estructura cristalina, resultando en un conjunto de niveles de energía. Los niveles de energía son nombrados estados cuánticos y de acuerdo al principio de exclusión de Pauli<sup>2</sup> cada estado puede estar ocupado por solo un electrón [35].

### 3.1.5 Distribución de Fermi-Dirac

Por lo presentado en la sección anterior sabemos que dentro de las bandas de energía existen una cierta cantidad de electrones, pero ¿cómo sabemos cuántos electrones están dentro de una banda de energía? Para resolver esta pregunta es necesario realizar un cálculo probabilístico. La probabilidad de que un estado de energía esté ocupado por un electrón está determinada por una función probabilística, llamada distribución de Fermi-Dirac.

---

<sup>2</sup> Las partículas que obedecen el principio de exclusión de Pauli, y en consecuencia la distribución Fermi-Dirac, son llamados fermiones.



La función de Fermi-Dirac incorpora dos conceptos sobresalientes de la óptica, el primero está relacionado con el principio de mínima energía, mientras que el segundo con el principio de exclusión de Pauli [9]. El principio de mínima energía es considerado en el contexto de equilibrio térmico. Es decir, los electrones estarán en el estado de mínima energía posible, solo cuando  $T=0^{\circ}\text{K}$ , mientras la temperatura sea mayor, los electrones libres estarán compartiendo la energía térmica del material. Esto es, frecuentemente estarán ganando y cediendo su energía. En lo que se refiere al principio de exclusión de Pauli, postula que solo un fermión puede ocupar un solo estado cuántico. Los fermiones inician a ocupar los estados de menor energía. En cero absoluto, todos los niveles de energía están llenos hasta un máximo de energía, llamado nivel de Fermi. A mayor temperatura, se observa que la transición entre estados completamente llenos y estados completamente vacíos es gradual [36].

La función de la distribución de Fermi-Dirac es [35]:

$$f(E) = \frac{1}{1+e^{(E-E_F)/kT}} \quad (3.1)$$

Esta ecuación representa la probabilidad de encontrar un electrón en algún nivel de energía  $E$ , donde  $E_F$  representa el nivel de Fermi que sirve de referencia,  $K$  es la constante de Boltzmann ( $k=1.38 \times 10^{-23}$  [J/K]), y  $T$  es la temperatura en Kelvin [35].

Por otro lado, la distribución de Fermi-Dirac para huecos tiene la siguiente forma [35]:

$$f_h(E) = f - 1 = \frac{1}{1+e^{(E-E_F)/kT}} - 1 \quad (3.2)$$

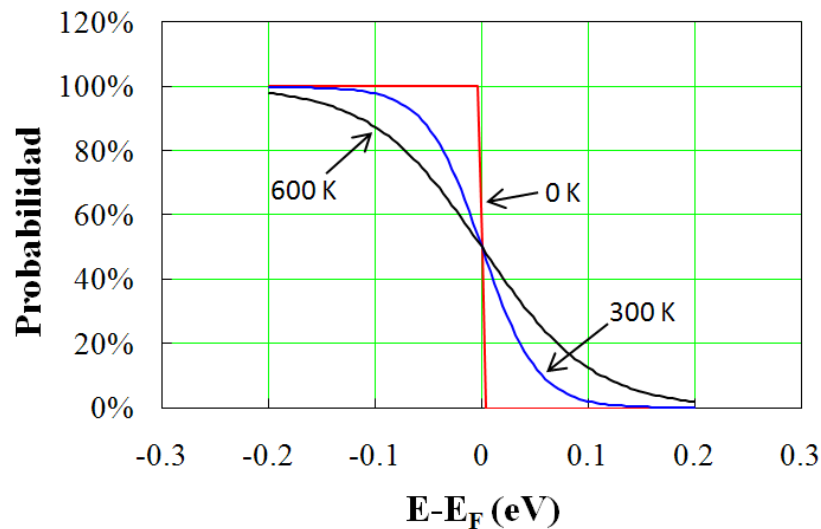


Figura 3.4 Distribución de Fermi-Dirac para electrones a distintas temperaturas.  
En  $E - E_F = 0$  se encuentra el nivel de Fermi.

La ecuación 3.1 es graficada en la figura 3.4. La línea para  $0^\circ\text{K}$  muestra que la probabilidad es igual a 1 para  $E - E_F < 0$  y es igual a 0 para  $E - E_F > 0$ . Esto significa que a  $0^\circ\text{K}$ , la probabilidad de que exista un electrón en la banda de conducción es cero, mientras que para la banda de valencia es uno. En la gráfica también se pueden observar los casos para temperaturas mayores a  $0^\circ\text{K}$ , la probabilidad de encontrar electrones en un estado de energía mayor crece conforme la temperatura se aumenta. Para altas temperaturas más electrones son excitados térmicamente, de tal forma que adquieren suficiente energía para pasar la banda prohibida [36].

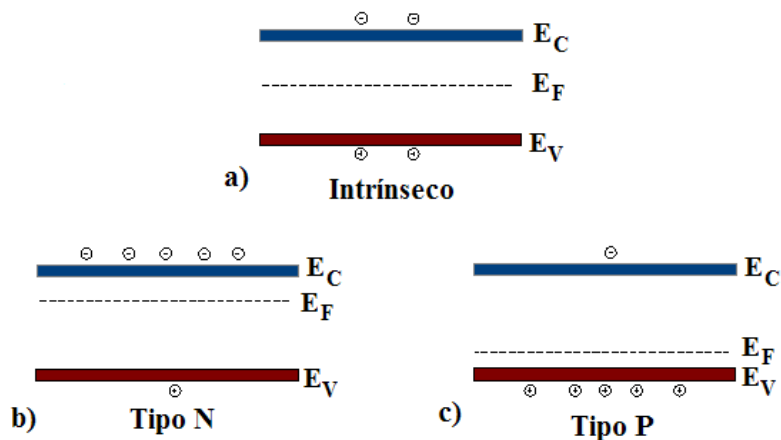


Figura 3.5 Posición del nivel de Fermi en un material a) intrínseco, b) tipo N, y c) tipo P.

Es claro como la temperatura afecta la concentración de electrones y huecos libres. Pero un factor igualmente importante, ya que también tiene efectos en la concentración de portadores de carga, es el dopaje de materiales. El hecho de que la concentración de electrones sea mayor en un semiconductor tipo N, significa que va a existir un alto nivel de alojamiento en la banda de conducción, figura 3.6(b). Para este caso el nivel de conducción y el nivel de Fermi están más cercanos que en el caso de un material intrínseco figura 3.5(a). Lo mismo sucede para materiales tipo P, figura 3.5(c). Entonces, la posición de las bandas de energía,  $E_C$  y  $E_V$ , con respecto al nivel de Fermi expresan el tipo y grado de dopaje en el semiconductor [33].

### 3.1.6 Unión P-N

Ahora bien, a la unión entre dos regiones de un material semiconductor dopadas con diferentes impurezas, es decir, una región tipo P y otra región tipo N, se le denomina unión P-N, y de hecho esta estructura es la base para la fabricación de un SOA. Para una temperatura de cero absoluto los electrones libres de la región N y los huecos libres de la región P se encuentran unidos a sus

átomos. Al incrementarse la temperatura se libera algunos electrones y huecos de sus átomos y se crean portadores libres que crean una corriente de difusión, los electrones de la región N se mueven hacia la región P y viceversa. Este flujo de portadores de carga crea iones positivos en la región N y negativos en la región P, dando como resultado la formación de un campo eléctrico en la unión. Este campo eléctrico se opone a la difusión de más portadores, y se genera en la unión una delgada región de agotamiento de portadores libres, como se muestra en la figura 3.6(b) [17, 36].

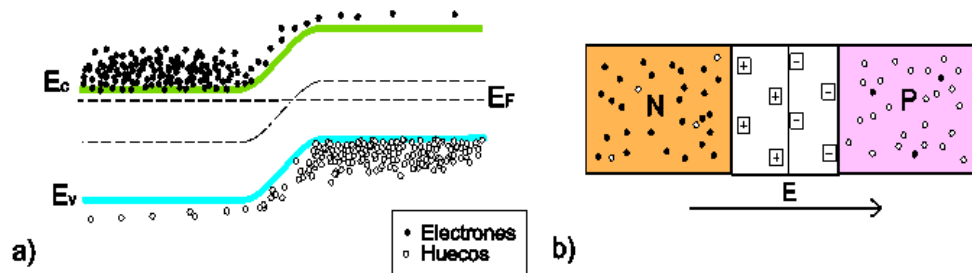


Figura 3.6 (a) Diagrama de bandas de energía, (b) región de agotamiento de portadores para la unión P-N en equilibrio térmico.

Para el campo eléctrico constituido en la unión, se establece un potencial interno  $V_{int}$  entre las dos regiones que provoca el desalineamiento de sus bandas de energía. En tanto mayor sea la concentración de impurezas y la temperatura, mayor será el potencial interno y el desalineamiento de las bandas. Pero, debido a que el nivel de Fermi es una variable termodinámica, para estas condiciones de equilibrio térmico tal nivel se mantendrá constante a través de la unión como se muestra en la figura 3.6(a) [37].

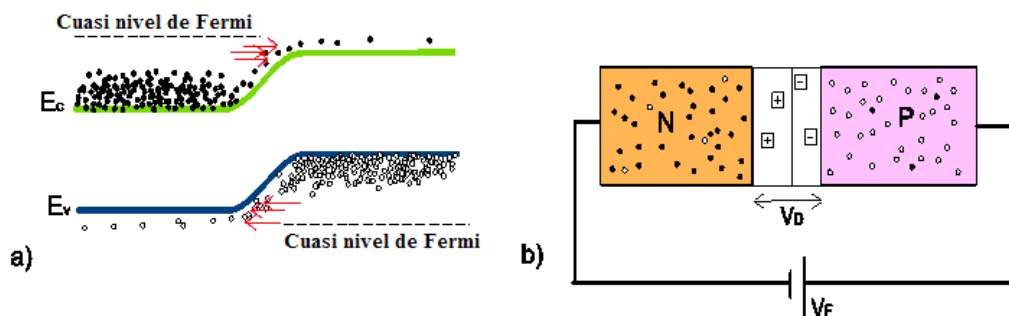


Figura 3.7 Diagrama de bandas de energía para la unión P-N polarizada directamente.

Cuando se aplica una diferencia de potencial a los extremos de la juntura, una polarización directa (bombeo), la unión P-N reduce el potencial interno  $V_{int}$  y como consecuencia

de la pérdida del equilibrio ya no se habla de un nivel de Fermi, ahora se le llama cuasi nivel de Fermi, separándose cada uno de los niveles en proporción al potencial externo aplicado [37].

En el caso de que el potencial externo aplicado sea tal que el potencial interno no pueda evitar a los portadores libres cruzar la unión, estos portadores se inyectan a la unión y se establece un flujo de corriente. Como se muestra en la figura 3.7(a) en la unión se presenta un cuasi nivel de Fermi para la banda de conducción y otro para la banda de valencia [37].

Por otro lado, cuando se polariza inversamente la unión P-N, el potencial interno se incrementa considerablemente y evita el flujo de corriente [36].

### 3.1.7 Interacción de fotones y átomos

Para finales del siglo XIX, surgió un experimento que cambió la forma de pensar de la luz. Por diversos experimentos, se sabía que la luz era una forma de energía, y si se hacía incidir sobre un material, ésta le cedería energía. Por ejemplo, si se hacía incidir un haz de luz sobre una placa metálica, se sabía que la energía de la luz cedería su energía principalmente a los electrones hasta desprenderlos de la placa.

Como es muy natural pensar, entre más luz se incida sobre la placa, más energía se cede y más electrones se desprenden de la placa. Este experimento se realizó y, para sorpresa de todos, la cantidad de electrones que se desprendían de la placa, tenían un límite. Lo que es lo mismo, había un punto en el que a pesar de incrementar la intensidad de la luz, ya no se desprendían más electrones. La sorpresa fue aun mayor cuando se dieron cuenta de que este límite cambiaba si se hacía incidir luz de diferente longitud de onda sobre la placa. Lo que estaba mostrando la naturaleza es que la energía absorbida por los electrones no dependía tanto de la intensidad de la luz como de la longitud de onda. Actualmente, esto se conoce como el efecto fotoeléctrico, y fue resuelto por Albert Einstein en 1905 (motivo por el cual obtuvo el premio Nobel en 1921), basado en ideas que Max Planck propuso en 1901 [38].

La solución del problema anterior se basa en el hecho de que la energía, en muy pequeñas escalas, se cede y se absorbe en cantidades fijas y bien determinadas. Es decir, no se puede ceder ni absorber cualquier cantidad de energía, sino solo múltiplos de un mínimo al que se le llama cuanto de energía [38]. Es decir, cuando un rayo de luz es absorbido por la materia, la energía que ésta retiene son cantidades finitas, o cuantos. El cuanto de luz o fotón puede definirse como la partícula de luz más pequeña. A diferencia de los electrones que son clasificados como partículas de Fermi, los fotones son clasificados como partículas de Bose [39].

Max Planck y Albert Einstein mostraron que la luz además de comportarse como una onda, también se comporta como si estuviera compuesta por pequeñas partículas o cuantos de energía, la energía de un fotón,  $E$ , es equivalente a [40]:

$$E = h\nu \quad (3.3)$$

Donde  $h$  corresponde a la constante de Plank,  $6.26 \times 10^{-34}$  [Js] y  $\nu$  representa la frecuencia de la luz incidente. Con base en esto, se identificaron tres procesos de recombinación radiativos que afectan la concentración de portadores,  $N_1$  y  $N_2$ , en los estados de energía 1 y 2, respectivamente, y que absorben o emiten energía en forma de fotones. Estas tres situaciones se ilustran en la figura 3.8 y se explican a continuación [40]:

- Emisión espontánea. Si un átomo inicialmente está en un nivel alto de energía,  $E_2$ , el átomo decae espontáneamente a un nivel menor,  $E_1$ , y libera su energía en forma de fotón.
- Absorción. En este proceso un átomo en el estado 1, absorbe un fotón y el átomo pasa al estado 2.
- Emisión estimulada. Se puede decir que este proceso es lo contrario de la absorción. Un átomo en un nivel  $E_2$  libera su energía  $h\nu$ , de esta forma el fotón adicional tiene la misma frecuencia, fase, polarización y dirección de propagación que el fotón que estimulo esta transición. Hay amplificación de luz puesto que a partir de un fotón se obtiene dos. Es el efecto laser.

Cuando un haz de luz se hace incidir en una material, aparecen los procesos de emisión estimulada y absorción. En el equilibrio térmico, existen más electrones en un nivel menor que en uno mayor, porque el nivel menor presenta mayor estabilidad que el superior. De esa manera, en equilibrio térmico, solo el proceso de absorción es observado. Con el objeto de obtener una ganancia óptica, es necesario hacer que los electrones abunden más en el estado superior de energía que en inferior. A esta condición se le llama, inversión de población, porque la población de electrones es inversa a la que se tiene en equilibrio térmico, y solo bajo esta condición es posible lograr el proceso de emisión estimulada en el SOA [23].

En los semiconductores se producen tres tipos de transiciones, en lugar de producirse en niveles de energía, éstos se producen entre dos bandas. El nivel fundamental corresponde a la banda de valencia (normalmente llena), y el nivel excitado que corresponde a la banda de conducción (comúnmente vacía). Las transiciones en los semiconductores se hacen radiativamente, sobretodo en los semiconductores de transición directa de banda [41].

Es necesario entonces, si se pretende provocar emisión estimulada, que el semiconductor seleccionado sea de transición directa de banda. Primeramente, los semiconductores de transición directa de banda manifiestan una fuerte y muy probable interacción (o emisión estimulada), entre la radiación externa y el material. Por otro lado, los semiconductores de transición indirecta de banda

experimentan una débil y menos probable interacción entre la radiación externa y los materiales semiconductores, y en su lugar existe radiación térmica. Por lo anterior, solo los materiales semiconductor de banda prohibida directa sirven para fabricar amplificadores ópticos, diodos láser y LEDs. Ejemplos de este tipo de materiales son los compuestos: GaAs, AlGaAs, InP e InGaAsP. El InGaAsP es comúnmente utilizado para construir la región activa del SOA porque permite un rango de operación cercano 1550 [nm], mientras que la base de capas P y N se hacen en InP [41].

Una condición esencial para lograr la emisión estimulada es que la banda de conducción esté más llena que la banda de valencia. Este no es un estado normal, cuando se logra se dice que hay inversión de población. La inversión de población se logra mediante una fuente de energía externa, que es precisamente el proceso de polarización directa que se explicó en el apartado anterior.  $N_2 > N_1$  es la condición para la inversión de población. Y bajo esta condición el proceso de emisión estimulada tiene una mayor probabilidad de ocurrir que el proceso de absorción, es decir, el material semiconductor puede producir ganancia y, en consecuencia, actuar como un amplificador [42].

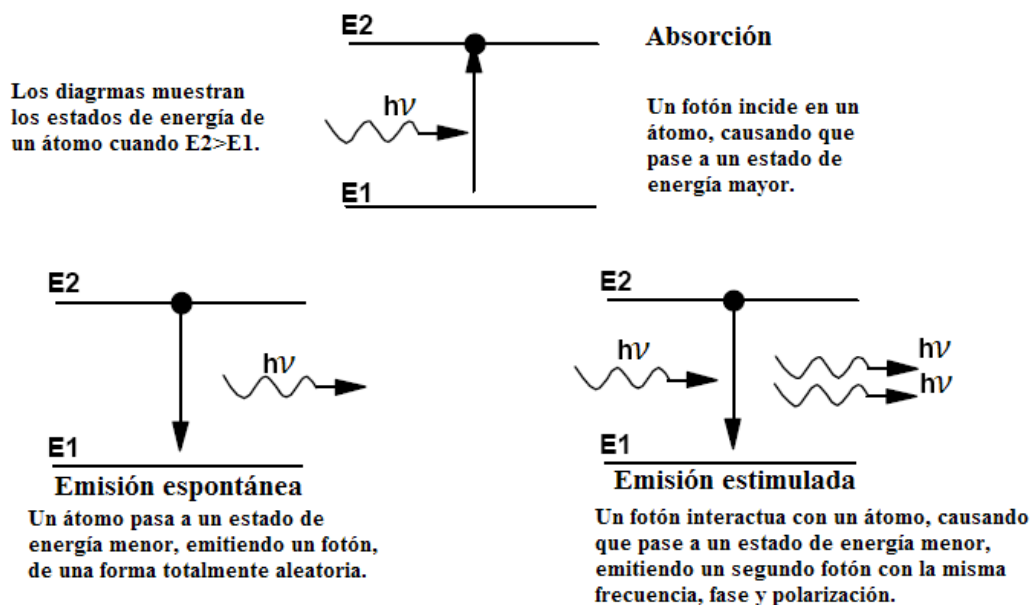


Figura 3.8 Procesos de absorción (superior), emisión espontánea (izquierda) y emisión estimulada (derecha).

La emisión estimulada es, como la emisión espontánea y la absorción, un proceso de recombinación. En un proceso de recombinación los electrones excitados se recombinan con los huecos, al caer de la banda de conducción a la banda de valencia mediante los procesos de emisión espontánea o de emisión estimulada. En fotónica, la recombinación estimulada es la clave de operación de los amplificadores de semiconductor. De esta manera, se lleva a la amplificación

de la luz, generando fotones con la misma dirección de propagación, polarización, frecuencia y fase que el fotón que ha inducido la recombinación en el amplificador.

### 3.2 El Amplificador Óptico de Semiconductor (SOA)

Ya que se explicaron los fenómenos más sobresalientes en los semiconductores, así como la interacción de la luz con éstos, es tiempo de conocer las características físicas de un SOA. Un SOA es muy similar a una laser semiconductor, sin embargo, una característica que lo vuelve operacionalmente diferente a un laser semiconductor es la implantación de películas antirreflejantes en sus facetas de entrada y salida. Así, una señal incidente en el SOA se propagará a lo largo de su guía de ondas óptica y será amplificada por la emisión estimulada.

Fundamentalmente un SOA está constituido por una doble heterounión. Entiéndase por heterounión a la unión de diferentes materiales semiconductores, cada uno con un tipo de dopaje diferente. Las heterouniones a diferencia de las uniones P-N (estas últimas también conocidas como homojunturas) presentan algunas ventajas como el confinamiento de portadores y el guiado de la señal óptica. La heterounión resultante es polarizada por medio de una fuente eléctrica externa y de contactos metálicos lo que provoca la inversión de población, esto le permite al SOA operar como amplificador [23].

En la estructura de un SOA, la región activa es la capa en donde se genera y amplifica la luz mediante los procesos de emisión estimulada o recombinación, esta capa se encuentra entre la capa de tipo P y la de tipo N. Debido a la diferencia en el índice de refracción con respecto a las regiones P y N, la región activa se comporta como una guía de ondas.

Una guía de ondas es una estructura que propaga ondas ópticas a lo largo de su sección transversal. De las ecuaciones de Maxwell, las ondas pueden propagarse en diferentes configuraciones o modos de propagación [43]. En un SOA éstos pueden controlarse ajustando sus dimensiones físicas. Ya que en las guías de ondas los campos electromagnéticos están confinados en la región activa no existen grandes pérdidas de potencia por radiación y debido a que la región activa es muy pequeña las pérdidas en el material son mínimas [44].

Así, al establecerse la inversión de población por la polarización del SOA, se presenta el confinamiento de portadores en la región activa del SOA debido a que los materiales semiconductores que conforman las regiones tipo P y N poseen una energía prohibida mayor que la energía prohibida de la región activa. Es decir, la región activa de esta doble heterounión se comporta como un contenedor de electrones y de huecos excitados, evitando que se esparzan a otras regiones del semiconductor, como se muestra en la figura 3.9 [45].

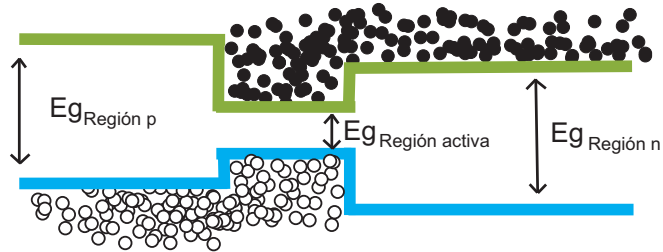


Figura 3.9 Diagrama de las bandas de energía para una doble heterounión polarizada directamente.

Cuando un fotón incide en la región activa del SOA, el fotón interactúa con un electrón de la banda de conducción y consigue que se relaje a la banda de valencia, mediante el proceso de emisión estimulada, éste libera su exceso de energía en forma de un fotón. El fotón liberado resulta ser un clon del fotón incidente, como resultado ahora existen dos fotones idénticos que continúan viajando en la misma dirección por el SOA. Así, a través de la emisión estimulada se incrementa el número de fotones, aumentando la amplitud del campo óptico incidente. Entonces, la clave para lograr la amplificación de la luz y por lo tanto la clave de operación del SOA es el proceso de emisión estimulada [45].

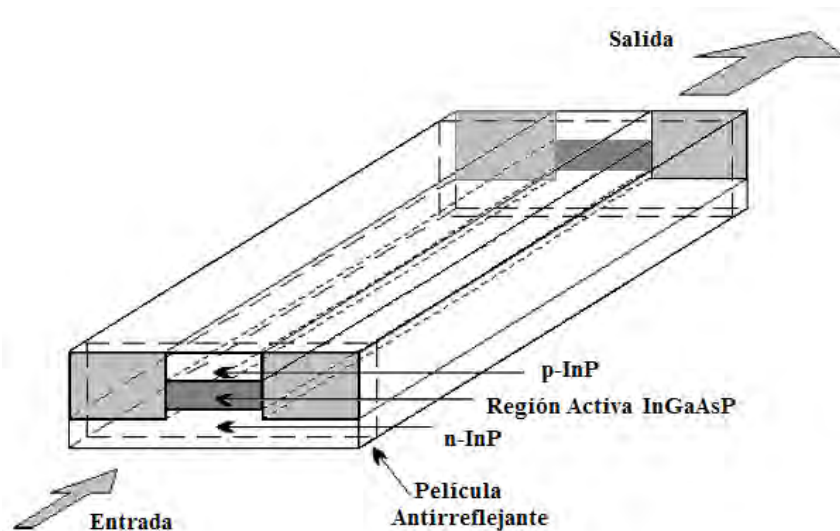


Figura 3.10 Esquema de la estructura de un SOA.

En la figura 3.10 se observa un diagrama general de la estructura de un SOA, la región activa está rodeada por las regiones P y N, formando la doble heterounión, y las películas antirreflejantes permiten al SOA comportarse como un amplificador de onda progresiva. La región



activa actúa como el núcleo de una guía de onda (diseñando correctamente los índices de refracción), confinando la luz para ser guiada de un extremo del amplificador a otro. Durante su viaje, la luz se amplifica mientras el dispositivo esté polarizado directamente (bombeado) [46].

Actualmente existen diversas estructuras para implementar un SOA, pero básicamente el principio de operación es el mismo. Entre las configuraciones susceptibles de ser realizadas destacan el amplificador de semiconductor de área extensa y el amplificador de semiconductor de geometría de cinta. Estas estructuras se pueden observar en la figura 3.11 [23].

El amplificador de semiconductor de área extensa consta de una capa delgada, o región activa entre dos capas de semiconductor tipo P y N, la homojuntura es polarizada por medio de contactos metálicos. Aunque este tipo de estructura tiene la ventaja de ser muy simple sufre de ciertos inconvenientes. La desventaja más importante se debe a que no existe un mecanismo de confinamiento de la luz en las direcciones laterales paralelas al plano de la juntura. En consecuencia la luz se esparce sobre todo el ancho de la homojuntura, lo que disminuye su eficiencia rotundamente, además, a diferencia de otras configuraciones necesita de una mayor corriente de alimentación debido a que la corriente se inyecta sobre su cubierta metálica que es relativamente amplia [23].

La otra configuración es el amplificador de semiconductor con índice de refracción guiado. A diferencia del anterior, éste implementa un sistema para confinar la luz en la dirección lateral. Básicamente se introduce una diferencia en el índice de refracción en la dirección lateral, formándose en la dirección longitudinal un conducto, así como en la región transversal se forma una guía de ondas por la estructura. Dependiendo de la magnitud de la diferencia del índice de refracción introducida se pueden clasificar en amplificadores con guía de ondas acanalado y de heteroestructura enterrada [23]

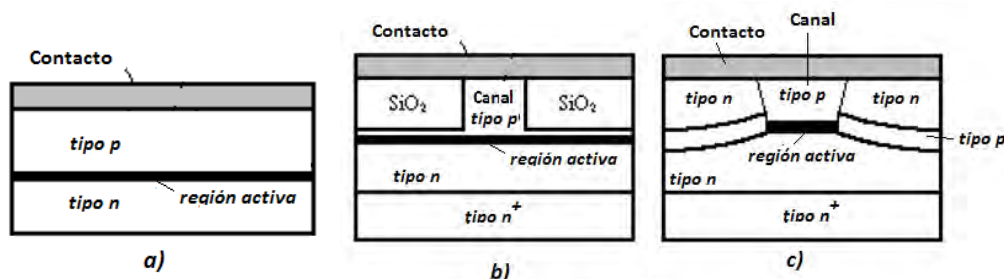


Figura 3.11 Varios esquema de la estructura de un SOA. a) amplificador de semiconductor de área extensa; amplificador de semiconductor con índice de refracción guiado b) de guía de onda acanalado, y c) de heteroestructura enterrada.

### 3.3 Dinámica interbanda e intrabanda en un SOA

En esta sección se expone la dinámica de los procesos que ocurren en la región activa de un SOA. Mientras que la dinámica interbanda está relacionada con los procesos que ocurren entre las bandas de energía en la región activa del SOA, la dinámica intrabanda compete a los procesos que ocurren en una sola banda de energía. La importancia de la dinámica de los procesos no lineales radica en la velocidad a la que suceden y en la posibilidad de realizar procesamiento de información mediante diversos mecanismos de modulación.

#### 3.3.1 Recombinación no radiativa

En el proceso interbanda de emisión estimulada, la recombinación de electrones y huecos representa una recombinación radiativa de portadores. Sin embargo, también pueden ocurrir recombinaciones no radiativas, en tales recombinaciones la energía es liberada en una forma diferente. Entre los principales mecanismo no radiativos están las trampas o defectos, recombinaciones superficiales y la recombinación de Auger [26]. En este último, la energía liberada durante la recombinación es dada a portadores en forma de energía térmica. Por lo tanto, tal proceso disminuye la eficiencia de un amplificador de semiconductor.

Ya que para los SOA las recombinaciones radiativas y las no radiativas están presentes es necesario cuantificarlas. Una forma de estimar dichos efectos es mediante la eficiencia cuántica interna, definida como [35]:

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

La expresión expresa la relación entre los portadores inyectados que se recombinan radiativamente y las recombinaciones totales, esta ecuación también puede ser escrita en términos del tiempo de vida de los portadores como [35]:

$$\eta_{interna} = \frac{R_r}{R_r + R_{nr}} = \frac{\tau_{nr}}{\tau_{nr} + \tau_r} \quad (3.4)$$

Donde  $R_r$  y  $\tau_r$ , representa la razón de recombinación radiativa y el tiempo de recombinación radiativa. Y  $R_{nr}$  y  $\tau_{nr}$ , representa la razón de recombinación no radiativa y el tiempo de recombinación no radiativa.

### 3.3.2 Tiempo de vida de los portadores

El tiempo de vida de los portadores,  $\tau_c$ , está definido como la relación entre la densidad de portadores ( $N$ ) y la tasa total de recombinación ( $R_r + R_{nr}$ ) [35]:

$$\tau_c = \frac{N}{R_r + R_{nr}} \quad (3.5)$$

Comúnmente este valor es considerado como una constante, siempre y cuando  $R_r$  y  $R_{nr}$  varíen linealmente con respecto a  $N$ . Pero, prácticamente se comportan de forma no lineal. A pesar de eso, el valor del tiempo de vida de los portadores en muchos casos es considerado como una constante, principalmente para aplicaciones donde la densidad de portador no varía apreciablemente o cuando la tasa de emisión estimulada es mucho más importante que la tasa de recombinación de portadores.

En caso de considerar los efectos no lineales de  $R_r$  y  $R_{nr}$  para el cálculo de tiempo de vida de los portadores, se consideran algunos de los procesos no radiativos mencionados, como las trampas o defectos y la recombinación de Auger. El cálculo también considera los efectos de la amplificación por emisión espontánea. El tiempo de vida de los portadores es dependiente de  $N$ , la ecuación es la siguiente [47]:

$$\frac{1}{\tau_c} = A + BN + CN^2 \quad (3.6)$$

$A$  es el coeficiente debido a las trampas o defectos,  $B$  es el coeficiente de la amplificación por emisión espontánea y  $C$  el coeficiente de Auger. La ecuación 3.6 es importante para el cálculo del tiempo de recuperación de la ganancia, especialmente para SOA pequeños (menores a 1.0 mm de longitud) donde los efectos de la emisión espontánea son bajos. Típicamente  $\tau_c$  yace en el rango de 100 a 750 [ps], disminuyendo considerablemente cuando se incrementa la corriente eléctrica en el amplificador y cuando se inyecta una señal óptica potente. Cabe hacer notar que el modelo que se utilizó en las simulaciones realizadas en este trabajo considera la ecuación anterior [47].

### 3.3.3 Ganancia

Uno de los parámetros más importantes de un SOA para muchas aplicaciones es la ganancia, definida como la relación entre la potencia de salida y la potencia de entrada en un dispositivo amplificador. La ganancia óptica es una propiedad que adquieren los materiales semiconductores cuando en ellos se consigue la inversión de población, bajo esta condición el fenómeno de emisión estimulada predomina frente al de emisión espontánea.

La potencia en un amplificador en estado estacionario se caracteriza por la siguiente ecuación [23]:

$$\frac{dP}{dz} = \frac{g_0 P(z)}{1 + P(z)/P_s} \quad (3.7)$$

En este caso,  $P_s$  es la potencia de saturación y  $g_0$  es el coeficiente de ganancia de señal pequeña. Considerando que  $P$  es mucho menor que  $P_s$ , se tiene  $P(z) = P_{entrada} e^{g_0 z}$ , así,

$$G_0 = \frac{P_{salida}}{P_{entrada}} = e^{g_0 L} \quad (3.8)$$

Donde,  $e^{g_0 L}$  representa una amplificación exponencial,  $L$  representa la posición en el dispositivo y  $g_0$  es el coeficiente de señal pequeña. La ganancia de señal pequeña, es la mayor ganancia posible en un amplificador óptico.

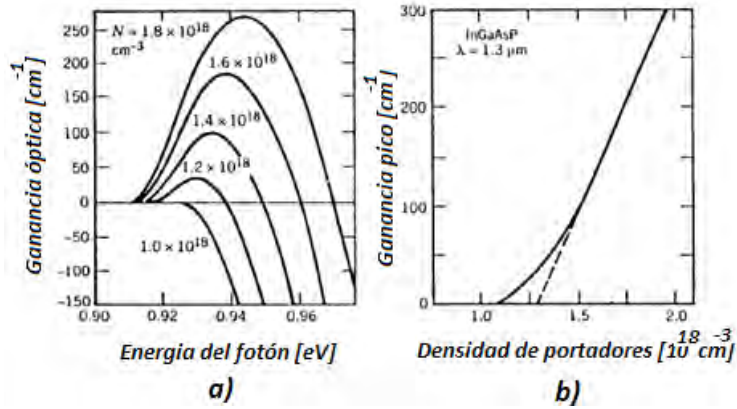


Figura 3.12 a) Ganancia óptica en función de la energía del fotón.  
b) Ganancia pico con respecto a  $N$ .

Para que un material tenga ganancia óptica, la densidad de portadores,  $N$ , inyectados en la zona activa ha de superar un valor determinado conocido como valor de transparencia,  $N_0$ . Si la cantidad de portadores inyectados aumenta, es natural pensar que la ganancia también aumente hasta un valor máximo llamado ganancia pico,  $g_p$ . La figura 3.12(a) muestra el espectro de ganancia de un SOA para diferentes valores de la densidad de portadores. En ella se observa el valor de transparencia  $N_0$ , así como su dependencia con la longitud de onda de la señal amplificada. También se puede observar la ganancia pico, que depende de la densidad de portadores, y se desplaza a un mayor nivel conforme  $N$  aumenta. Comúnmente se considera que la ganancia pico varía linealmente con  $N$  y así se considera en el modelo utilizado en este trabajo, figura 3.12(b) línea punteada. Esta consideración solo es válida en una región limitada, para obtener una mejor aproximación se utiliza la siguiente ecuación [23, 47]:

$$g_p(N) = g_0 \left[ 1 + \ln \left( \frac{N}{N_0} \right) \right] \quad (3.9)$$

Donde  $N_0 = eN_p$ , que es el producto del número  $e$  y el valor de transparencias de la densidad de portadores. Al graficar la ecuación anterior se obtiene la figura 3.12(b) línea continua. La figura 3.12(b) representa las variaciones de la ganancia pico con respecto a  $N$  para una capa activa de InGaAsP a una longitud de onda de  $1.3 \mu\text{m}$ . Actualmente, la tecnología de semiconductores ofrece la posibilidad de ajustar la ganancia pico para determinada longitud de onda seleccionando una apropiada composición de materiales de la capa activa [23].

### 3.3.4 Saturación de la ganancia

El término saturación se aplica a cualquier sistema donde los niveles alcanzan los valores máximos. Si se aumenta la potencia de señal de entrada en el amplificador, aumenta también la potencia de la señal de salida. En un SOA existe un límite máximo de respuesta lineal, después de éste, cuando aumentemos la potencia de la señal de entrada, la señal de salida no se amplificará igual. La potencia de saturación,  $P_{sat}$ , es un parámetro que sirve para determinar dicho valor, ver ecuación 3.7. En la figura 3.13 se puede observar la potencia de salida para la cual la ganancia se reduce 3 [dB]. Este valor es llamado potencia de saturación de salida,  $P_{sat \text{ salida}}$ , y está determinado por diversos parámetros característicos de material y del dispositivo como: energía de saturación, factor de confinamiento, coeficiente de pérdidas y saturación inducida por amplificación espontánea [48].

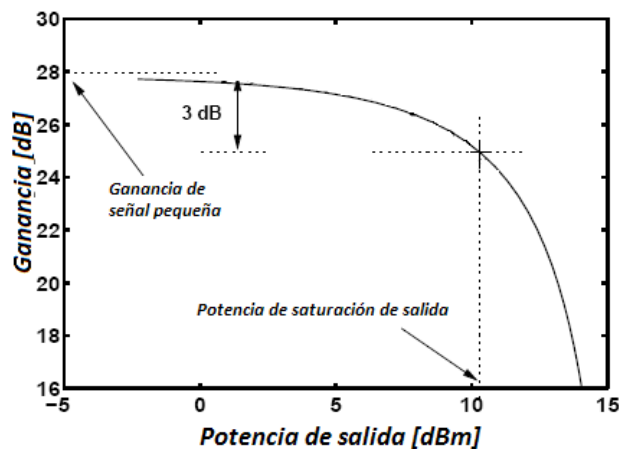


Figura 3.13 Gráfica de la saturación de la ganancia contra potencia de salida en un SOA.

En la misma figura, también se puede notar que para una potencia de entrada pequeña la ganancia es igual a la ganancia de señal pequeña. La ganancia de señal pequeña es la mayor ganancia posible en el SOA, y se logra solo para señales en un rango pequeño de potencias. Para aumentar la ganancia de señal pequeña, utilizando SOA, se suele aumentar la longitud del amplificador; aunque existe un límite para el cual esta ganancia empieza a ser constante (~2mm). La principal desventaja de aumentar el tamaño del amplificador para incrementar la ganancia de señal pequeña es la reducción considerable del ancho de banda espectral [48].

Cuando se tienen una señal de potencia relativamente baja en la entrada del SOA la ganancia es igual a la ganancia de señal pequeña, situación deseada en el caso de usar el amplificador para compensar pérdidas, en este caso la concentración de portadores en la región activa es suficiente para amplificar el haz incidente. Pero, cuando la potencia de entrada es lo muy grande, la densidad de portadores comienza a reducirse y la ganancia decae, ocasionando la saturación de la ganancia [48].

### 3.3.5 Dinámica del índice de refracción

Debido al cambio de la densidad de portadores libres, que se tiene con la saturación de la ganancia del SOA, el índice de refracción de la región activa también sufre variaciones no lineales temporales. Dicho cambio se debe a las emisiones de los portadores libres y los efectos de dispersión.

Los cambios del índice de refracción dentro del amplificador están relacionados con la dinámica de la ganancia. El factor de incremento del ancho de línea,  $\alpha_N$ , o Factor de Henry, es un parámetro que describe el acoplamiento entre los cambios de fase inducidos y los cambios de amplitud de una señal en la región activa del SOA como [49]:

$$\alpha_N = -\frac{4\pi}{\lambda} \frac{\frac{\partial n}{\partial N}}{\frac{\partial g}{\partial N}} \quad (3.10)$$

Donde,  $\lambda$  representa la longitud de onda,  $n$  el índice de refracción y  $g$  la ganancia del material. El modelo de la evolución del índice de refracción se utiliza para determinar las variaciones de fase, o *chirp*, cuando un pulso es inyectado en el amplificador. Dependiendo de la aplicación, algunas veces se asume  $\alpha_N$  como constante, modelos más sofisticados consideran un incremento de  $\alpha_N$  cuando  $N$  o  $\lambda$  aumenta, y así se considera en el modelo utilizado en este trabajo. La ecuación paramétrica considerada para el cálculo de  $\alpha_N$  y propuesta en [49] es:

$$\alpha_N = \alpha_0 + \alpha_1 e^{\alpha_2(\lambda - \lambda_0)} e^{\alpha_3(N - N_0)} \quad (3.11)$$

Donde  $\lambda_N = \lambda_0 - \alpha_2(N - N_0)$ , correspondiente a la longitud de onda para ganancia pico. Por lo general, cuando se trabaja con frecuencias cercanas a 1550 [nm], se consideran valores aceptables de  $\alpha_N$  en un rango de 6 a 9. Las demás variables paramétricas dependen directamente del valor de  $\alpha_N$  seleccionado.

#### 3.3.6 Dinámica interbanda

Las variaciones de la densidad de portadores y de su distribución de energía dentro de las bandas de conducción y de valencia son causados por las transiciones interbanda e intrabanda. Las transiciones interbanda son determinadas por el bombeo eléctrico, la emisión espontánea, absorción, emisión estimulada y recombinaciones no radiativas.

Así, en un SOA una variación en la densidad de portadores produce un cambio en la ganancia del dispositivo, los electrones en estados excitados (banda de conducción) disminuyen por el proceso de emisión estimulada, y esto viene necesariamente acompañado de una variación en el índice de refracción. La variación del índice de refracción es inversa a la variación de la densidad de los portadores. Un cambio en la ganancia del amplificador afecta a la amplitud de la onda incidente, mientras que un cambio en el índice de refracción afecta la fase de la misma onda electromagnética. Es decir, dos procesos de modulación están presentes simultáneamente en el amplificador y cada uno cambia la condición inicial de la señal conforme se propaga en el amplificador [50].

El tiempo de recuperación de la ganancia es un parámetro muy importante en un SOA, principalmente, para aplicaciones de procesamiento de señales. Este parámetro está relacionado con el tiempo de vida de los portadores, ecuación 3.6, y por lo tanto es un buen indicador de que tan rápido es el amplificador para realizar tareas encaminadas al procesamiento de señales. El tiempo de recuperación de la ganancia es definido como el tiempo necesario para que la ganancia se recupere (del 10% al 90%) a su estado estable después de haber sido comprimida por un pulso [51].

Como se observa en la figura 3.14, después de la compresión total de la ganancia inducida por un pulso, la ganancia muestra una recuperación muy rápida, en un tiempo en el orden de cientos de femtosegundos, principalmente por los procesos no lineales intrabanda de quemado del hueco espectral (SHB) y calentamiento de portadores (CH). Los procesos intrabanda ocurren a una escala de tiempo mucho más pequeña que la dinámica de la densidad de portadores interbanda. Después, la recuperación es gradual debido al bombeo eléctrico, siendo esta última etapa la más lenta. Este tiempo de recuperación corresponde al tiempo de recuperación de la ganancia del SOA y comúnmente está en un rango de 10 a 250 [ps] [48].

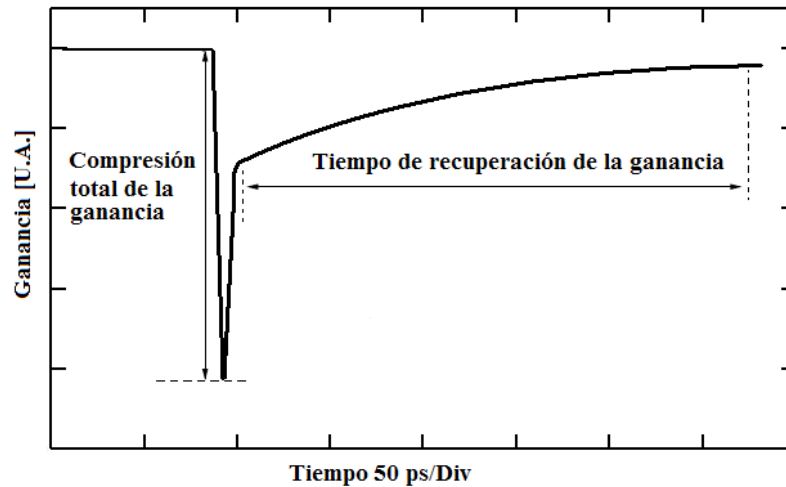


Figura 3.14 Tiempo de recuperación de la ganancia en un SOA.

Para aplicaciones de procesamiento de señales es preferible un SOA con un tiempo de recuperación de ganancia corto. Éste puede reducirse incrementando la corriente eléctrica que se inyecta al amplificador o usando amplificadores largos, mayores a 1 [mm]. La respuesta rápida del amplificador es una consecuencia directa del decremento del tiempo de vida de portadores [52].

### 3.3.7 Dinámica intrabanda

En la Figura 3.15(a) se muestra la distribución de Fermi-Dirac previa a la llegada de un pulso óptico ultra corto. Cuando el pulso incide en el SOA interactúa solo con los electrones de un intervalo a cierto nivel de energía, removiendo portadores por emisión estimulada y creando una cavidad en la densidad de portadores, como se observa en la figura 3.15(b). El proceso anterior es un proceso intrabanda llamado quemado de hueco espectral, SHB (*Spectral Hole Burning*) [45].

Ya que el pulso ha salido del SOA ocurre otro proceso intrabanda, el calentamiento de portadores, CH (*Carrier Heating*). El calentamiento de portadores se presenta porque la emisión estimulada remueve portadores cuya temperatura es menor que la temperatura promedio, en otras palabras, quita los portadores con una energía menor que la energía promedio de la distribución de Fermi, además algunos portadores son transferidos a niveles de energía mayores debido a la absorción de portadores libres. Como la distribución tiende a ser restaurada inmediatamente, la pérdida de estos portadores ('fríos') de menor temperatura incrementa la temperatura de toda la distribución, figura 3.15(c). Después, la temperatura disminuye debido a la emisión de fonones y se aproxima a la forma de la estructura cristalina del SOA, como se observa en la figura 3.15(d) [45].



Al final, por medio del bombeo eléctrico se suministran electrones en el SOA y se restaura la distribución de Fermi-Dirac de estado estacionario y la ganancia del amplificador, como se observa en la figura 3.15(a) [45].

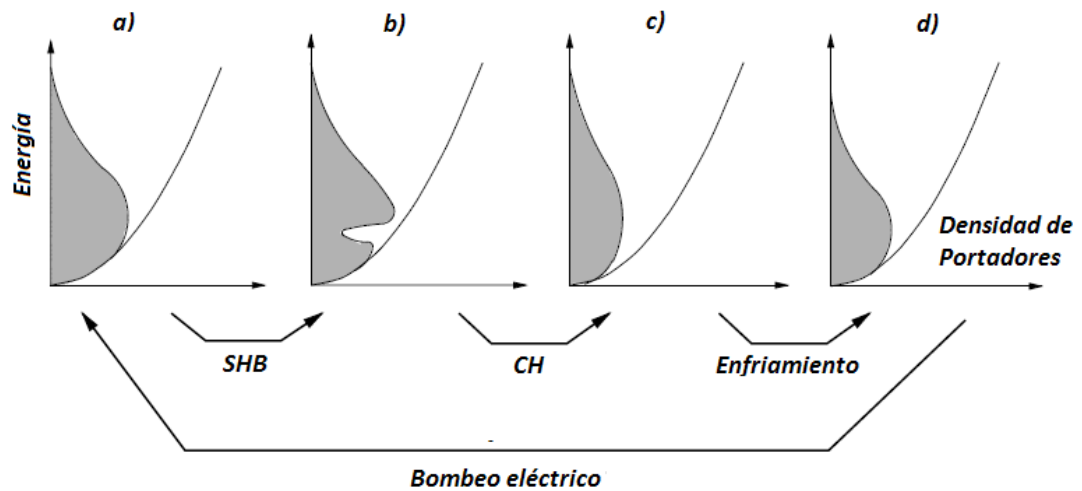


Figura 3.15 Dinámica de portadores en el SOA.

El proceso de SHB se observa como una cavidad en la distribución de los electrones debido al proceso de recombinación estimulada. La distribución es restablecida mediante la dispersión de portador a portador con una constante de tiempo,  $\tau_{SHB}$ , de alrededor de 100 [fs]. Después, ocurre el proceso de CH, donde la temperatura promedio de los portadores tiende a ser restaurada, la constante de tiempo,  $\tau_{CH}$ , se encuentra entre los 250 y los 700 [fs]. Los demás procesos son, en general, muy lentos y está en un rango de 10 a 250 [ps] [48, 52]. Los fenómenos intrabanda aquí mencionados también se tomaron en cuenta al desarrollar el modelo del SOA utilizado en este trabajo.

### 3.4 Modulación por cruzamiento de ganancia

Los dispositivos dedicados al procesamiento óptico de señales explotan los efectos ultrarrápidos no lineales para controlar luz con luz. Esto significa, una señal óptica de datos cambia selectivamente las características de un medio no lineal para influenciar a una señal continua (CW) y modula alguno de sus parámetros como ganancia o fase.

Cuando se utiliza el SOA para aplicaciones de procesamiento óptico se emplean tres procesos de modulación presentes en el amplificador: modulación por cruzamiento de ganancia o XGM (*Cross-Gain Modulation*), modulación por cruzamiento de fase o XPM (*Cross-Phase Modulation*), y mezclado de cuatro ondas [28]. De los tres procesos no lineales, en esta tesis solo se discuten la modulación por cruzamiento de ganancia y la modulación por cruzamiento de fase.

#### XGM

Cuando dos señales ópticas, una señal de datos a  $\lambda_{datos}$ , y una señal de prueba CW, mucho más débil, a  $\lambda_{CW}$  son inyectadas al SOA ocurren el proceso de XGM.

Si uno de los pulsos de la señal de datos incide en el SOA, las transiciones estimuladas en la zona activa aumentan, por lo tanto la densidad de portadores disminuye gracias al proceso de saturación antes mencionado. Si la señal de datos no es lo suficientemente potente, no sucede el proceso de saturación, ni de XGM. Cuando un pulso energético incide en el SOA se produce una distribución de energía que asemeja la forma del pulso incidente.

Recordemos que al existir la inversión de población, la mayoría de los electrones en la zona activa se encuentran concentrados en un nivel alto de energía. Cuando un pulso intenso incide en el SOA la concentración de portadores disminuye y por lo tanto también la ganancia.

Al incidir simultáneamente la señal CW en la región activa, su energía es modificada conforme a la distribución de energía que ha producido el pulso de la señal de datos, cabe destacar que la forma grabada en la señal CW corresponde a la forma de la señal de datos pero invertida. Esto significa que las variaciones en la densidad de portadores en el SOA modulan a la señal CW incidente. En otras palabras, la XGM es la modulación de la ganancia inducida por una señal óptica de datos que afecta la ganancia de otro haz que se propaga en el SOA. Esto constituye, precisamente, un proceso no lineal en el que se está controlando luz con luz [20].

Tal como indica la figura 3.16 [24], de manera pictórica, si la intensidad de potencia de la señal de datos es alta, la densidad de portadores disminuye. En consecuencia, la señal de prueba adquiere la modulación de la señal de datos. Esta configuración requiere de un filtro a la salida del

SOA que elimine la señal de longitud de onda  $\lambda_{control}$ . El resultado es entonces el haz modulado cuya longitud de onda es  $\lambda_{CW}$  y que ahora transporta la información que originalmente transmitía el haz de datos.

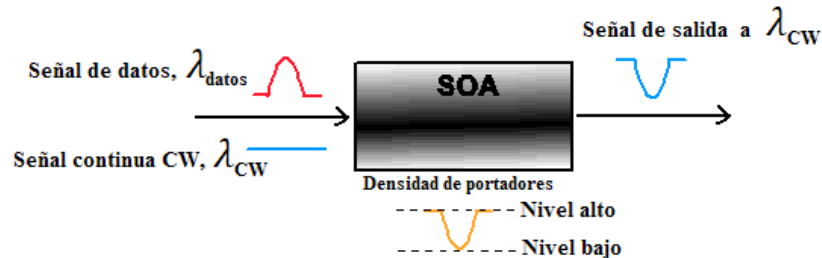


Figura 3.16 La información de la señal de datos es transferida por medio de XGM a otra longitud de onda.

El proceso de XGM es en realidad más complicado por la dinámica de recuperación de los portadores (que no es inmediata), pero la figura 3.16 ilustra de manera sencilla el proceso no lineal.

De esta forma es posible transferir información utilizando la no linealidad del SOA. Esta técnica, que en si es bastante simple de realizar, tiene la desventaja de que, como muestra la figura 3.16, la modulación resultante es la inversa a la original.

### 3.5 Modulación por cruzamiento de fase

La XPM no es ajena a la XGM, ya que al disminuir la densidad de portadores, también se hace presente otro fenómeno, se genera un aumento en el índice de refracción en la zona activa [34].

Cuando un pulso óptico atraviesa el SOA produce cambios en su densidad de portadores. Debido a que el tiempo de vida de los portadores es finito, el pulso no experimenta un desfase constante durante toda su duración. La consecuencia de esta auto-modulación de fase es un cambio de la forma temporal del pulso. Si se inyecta más de una señal en el SOA, entonces se producirá modulación de fase cruzada entre ellas.

Como se muestra en la gráfica de la figura 3.17 al incrementar la potencia de entrada se tiene una rápida reducción de la ganancia, esto genera un aumento del índice de refracción en la zona activa del SOA, trayendo como consecuencia un cambio en la fase de las señales incidentes [53].

El cambio en el índice de refracción ocasiona un cambio en la velocidad en que se propaga la onda de prueba en el medio, lo cual provoca un cambio óptico temporal de la fase. En la XGM se modula la ganancia de una señal CW por medio de una señal de datos, y en ese mismo momento también se está modificando el índice de refracción de la zona activa y por ende se está modulando la fase de la señal CW, por lo tanto, la XGM y la XPM ocurren conjuntamente, y depende de la configuración en la que se coloquen los SOAs para determinar cual de las dos se utiliza [53].

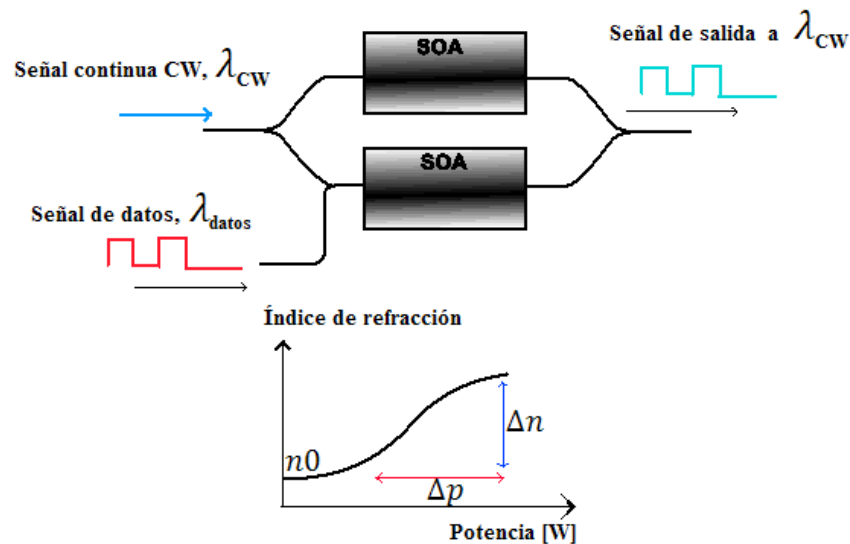


Figura 3.17 La información de la señal de datos es transferida por medio de XPM a otra longitud de onda. En la gráfica se muestra el cambio del índice de refracción contra la saturación del SOA.

La modulación por cruzamiento de fase es en general muy eficiente, sin embargo, como la XPM solo produce cambios de fase, se tiene que utilizar el SOA en una estructura interferométrica para convertir los cambios de fase de la señal CW en cambios de intensidad mediante mecanismos de interferencia constructiva o destructiva. Los interferómetros más utilizados son el interferómetro de Michelson y el interferómetro Mach-Zehnder, que se ilustra en la figura 3.17, y que se presenta detalladamente en el capítulo 4 [53].

# Compuerta fotónica XOR convencional

Dentro del campo de las comunicaciones ópticas existen muchos dispositivos utilizados para el procesamiento de señales que basan su funcionamiento en algún tipo de interferómetro. El uso de interferómetros representa una de las alternativas más atractivas debido a las numerosas ventajas que presentan, como por ejemplo los requisitos de baja energía para las señales de entrada, un diseño compacto, posibilidad de integración con otros elementos fotónicos, etc. Uno de los dispositivos que destaca entre todas las tecnologías utilizadas para el procesamiento óptico de señales es el Interferómetro de Mach-Zehnder basado en el amplificador óptico de semiconductor (SOA-MZI).

En este capítulo se presenta el interferómetro de Mach-Zehnder (MZI) y se explica su funcionamiento. También, se expone el funcionamiento del SOA-MZI para llevar a cabo conversión de longitud de onda. Más adelante se exponen las diversas unidades de simulación que conforman el simulador utilizado para el análisis numérico. Con base en esto se realiza la simulación y se analiza el desempeño de la compuerta XOR basada en el SOA-MZI con modo diferencial a 160 Gb/s.

### Interferencia

Los fenómenos de interferencia y de difracción son los más característicos de las ondas. Por esta razón desempeñan un papel central en las discusiones sobre la naturaleza de la luz. El fenómeno de interferencia ocurre cuando dos o más ondas coinciden en el espacio y en el tiempo. Con fundamento en el principio de superposición, se puede decir que si en algún punto del espacio llegan dos ondas, el movimiento ondulatorio resultante, llamado Interferencia, será la suma algebraica de las dos ondas incidentes [54].

Thomas Young, en el año 1800, realizó el primer experimento ondulatorio al producir interferencia entre las ondas que pasaban por dos rendijas. El resultado del experimento de Young puede analizarse mediante un tratamiento ondulatorio y teniendo en cuenta el principio de Huygens, el cual establece que "cualquier punto sobre el cual llega una perturbación ondulatoria se vuelve fuente secundaria de ondas" [54].

Básicamente, la interferencia de dos o más ondas luminosas puede ser descrita como la interacción entre ellas que da como resultado una onda distinta, resultado de la simple suma de las componentes. Para que dos ondas produzcan una interferencia apreciable es necesario que se propaguen en la misma dirección y sentido, y mantengan entre ellas una diferencia de fase constante (es lo que se denomina luz coherente). Cuando dos ondas se superponen, la onda resultante depende de la frecuencia (o longitud de onda), amplitud y fase relativa de las ondas [55].

Considérese dos ondas,  $y_1$  y  $y_2$ , de misma amplitud ( $A$ ) y mismo periodo ( $wt - kx$ ) [55]:

$$y_1(x, y) = A \text{sen}(wt - kx) \quad (4.1)$$

$$y_2(x, y) = A \text{sen}(wt - kx - \delta) \quad (4.2)$$

Donde  $\delta$  corresponde a un desfase, como se observa en la figura 4.1; la suma algebraica de sus componentes es:

$$y(x, t) = y_1(x, t) + y_2(x, t) = A \text{sen}(wt - kx) + A \text{sen}(wt - kx - \delta) \quad (4.3)$$

Considerando la siguiente igualdad trigonométrica:

$$\text{sen}A + \text{sen}B = 2 \cos\left(\frac{A-B}{2}\right) \text{sen}\left(\frac{A+B}{2}\right) \quad (4.4)$$

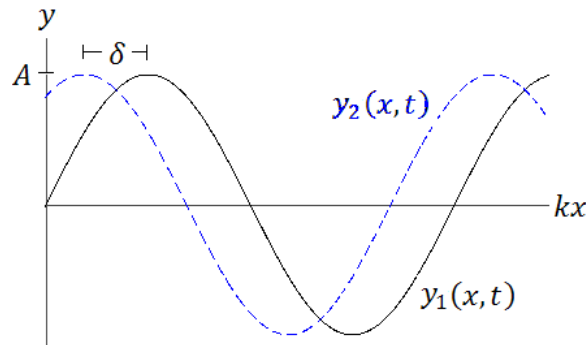


Figura 4.1 Interferencia de dos ondas desfasadas  $\delta$ [rad].

La suma de la ecuación 4.3 es:

$$y(x, t) = 2A \cos\left(\frac{\delta}{2}\right) \text{sen}\left(wt - kx - \frac{\delta}{2}\right) \quad (4.5)$$

Donde  $2A \cos\left(\frac{\delta}{2}\right)$  corresponde a la amplitud de la interferencia;  $wt - kx$  corresponde al periodo de la onda  $y(x, t)$ , que es el mismo para  $y_1(x, t)$  y  $y_2(x, t)$ ;  $y \frac{\delta}{2}$  corresponde al desfase inicial.

Cuando dos ondas de la misma frecuencia y de la misma amplitud  $A$  están en fase,  $\delta = 0$ , sus mínimos y máximo coinciden, entonces, la onda resultante tiene una amplitud de  $2A$ . Esto es conocido como interferencia constructiva. Por otro lado, si las dos ondas tienen la misma amplitud  $A$  y están desfasadas  $180^\circ$ ,  $\delta = \pi$ , el máximo de una coincidirá con el mínimo de la otra, y la amplitud resultante será cero. Lo anterior se conoce como interferencia destructiva. Ambos casos se observan en la figura 4.2 [55]

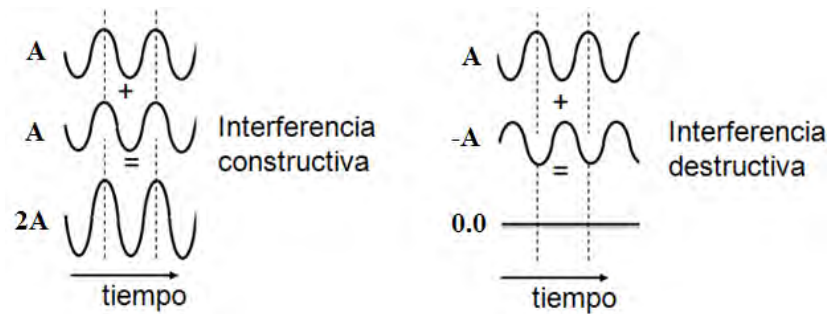


Figura 4.2 Ejemplos de interferencia constructiva y destructiva con dos ondas.

Una causa común de la diferencia de fase entre dos ondas es la diferencia de caminos recorridos por ellas. En primer lugar, una diferencia de caminos de una longitud de onda origina una diferencia de fase de  $360^\circ$ , lo que equivale a que no haya diferencia de fase. En segundo lugar, una diferencia de caminos de media longitud de onda origina una diferencia de fase de  $180^\circ$ . Para una diferencia de recorrido de un múltiplo de la longitud de onda la interferencia es constructiva, mientras que para un múltiplo impar de la semilongitud de onda la interferencia es destructiva. En general una diferencia de camino  $\Delta x$  contribuye con una diferencia de fase ( $\delta$ ) dada por [55]:

$$\delta = \frac{\Delta x}{\lambda} 360^\circ \quad (4.6)$$

Lo anterior es de gran importancia, primeramente porque muchos interferómetros se basan en este principio para conseguir interferencia constructiva o destructiva a su salida. Los interferómetros son dispositivos diseñados para producir interferencia entre sus señales incidentes y encuentran múltiples aplicaciones científicas y técnicas. Hay multitud de interferómetros pero en esta tesis solo se describe el interferómetro de Michelson, por su importancia histórica, y el interferómetro de Mach-Zehnder porque es pieza clave para conseguir la compuerta lógica fotónica XOR que presenta más adelante.

### 4.1 El interferómetro de Mach-Zehnder

La naturaleza de la luz ha sido del interés del hombre desde tiempos muy remotos. Pero, no fue hasta mediados del siglo XIX que se le comenzó a estudiar más profundamente esta área de la ciencia con el fin de aprovechar sus vastas propiedades en el desarrollo tecnológico. Para inicios del siglo XX, las evidencias de que la luz se comporta como una onda electromagnética como lo sugerían las ecuaciones de Maxwell era cada vez más evidente. Como resultado de una ardua investigación de la naturaleza de la luz, el físico polaco Albert A. Michelson ideó un experimento para calcular la velocidad de la luz por medio de técnicas interferométricas. Los primeros resultados experimentales de Michelson fueron proporcionados en 1877, asegurando que la velocidad de la luz era de 299 796 km/s con un error de  $\pm 4$  km/s. Después, Michelson realizó otro experimento para mejorar la exactitud de su cálculo, el dispositivo que utilizó en su investigación es actualmente conocido como el Interferómetro de Michelson [56].

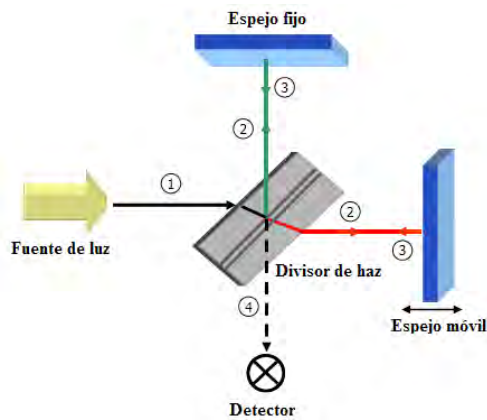


Figura 4.3 Principio de operación del interferómetro de Michelson.

El Interferómetro de Michelson, se presenta en la figura 4.3, consiste básicamente en una fuente láser divergente, un espejo móvil, un espejo fijo y un divisor de haz. Cuando el haz de la fuente láser llega al divisor de haz, éste se separa en dos frentes de onda idénticos, propagándose en direcciones perpendiculares. Estos haces se reflejan en los espejos planos individuales, y se recombinan tras el divisor de haz. Si los espejos están situados a la misma distancia del divisor de haz, entonces, despreciando las diferencias debidas al espesor del espejo, los haces interfieren en fase, y no se obtiene ningún patrón de interferencia [56].

Si se alejan los espejos, entonces las diferencias de camino óptico producen franjas de interferencia, que dependen tanto de la distancia entre los espejos como de la longitud de onda de la radiación utilizada. Por esta razón, el interferómetro de Michelson se utiliza tanto para determinar distancias muy cortas como para determinar longitudes de onda [56].



Uno de los interferómetros más ampliamente usados para el procesamiento óptico de información es el Interferómetro de Mach-Zehnder (MZI<sup>1</sup>), que es una variante del interferómetro de Michelson. El MZI se muestra en la figura 4.4. Cuando un haz sale de la fuente de luz, el primer divisor de haz provoca que la luz viaje por dos direcciones diferentes. Por medio de los espejos la luz sigue una trayectoria como la mostrada en la figura 4.4, en el segundo divisor de haz las dos contribuciones de haz (que siguieron una trayectoria diferente) interfieren. El principio de funcionamiento de este dispositivo se basa en el desfase por diferencia de caminos ópticos recorridos entre las ramas del interferómetro. Como en el interferómetro de Michelson, debido al desplazamiento de los espejos, las diferencias en las trayectorias ópticas producen un patrón de interferencia que depende de la distancia recorrida y de la longitud de onda de la onda [56,57].

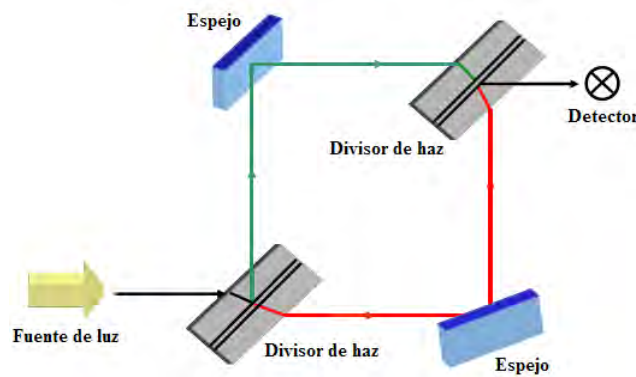


Figura 4.4 Principio de operación del interferómetro de Mach-Zehnder.

Actualmente, existen muchos tipos de interferómetros, con disposiciones variadas. Cada diseño va dirigido a una aplicación particular, por lo que presenta ventajas y desventajas al ser utilizado en aplicaciones distintas a aquellas para las que se diseñaron.

### 4.1.1 El interferómetro de Mach-Zehnder con guía de onda

Hasta el momento, se ha presentado el interferómetro de Mach-Zehnder y de Michelson basados en óptica espacial, una forma más útil y práctica para fines de procesamiento óptico de señales se obtiene al implementar dichos interferómetros con guías de ondas ópticas. Se suelen utilizar componentes discretos de fibra óptica o tecnología PLC<sup>2</sup>. En la figura 4.5 se muestra el MZI

<sup>1</sup> Del inglés: Mach-Zehnder Interferometer.

<sup>2</sup> Planar Lightwave Circuit.

basado en guía de ondas. Los espejos que se muestran en la configuración de la figura 4.4 son sustituidos por acopladores por interferencia multi-modo (MMI<sup>3</sup>).

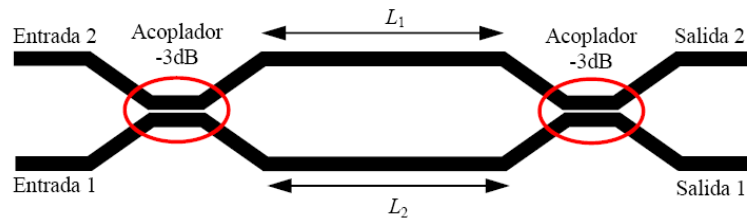


Figura 4.5 Esquema del interferómetro de Mach-Zehnder con guía de ondas.

Los acopladores MMI son los acopladores más usados en estructuras interferométrica y en general en la tecnología óptica. Estos acopladores direccionales presentan grandes ventajas frente a otros, por ejemplo: poca sensibilidad a la polarización y longitud de onda, y un tamaño compacto. En este trabajo se considera el MMI 2x2 con  $\alpha = 0.5$  (donde  $\alpha$  representa la atenuación de la luz a través del medio, equivalente a un acoplador de -3 dB). Éste cuenta con dos puertos de entrada, E1 y E2, y dos puertos de salida, S1 y S2 [58].

El MMI puede funcionar como divisor o como sumador de señales, como se observa en la figura 4.6. En la primera, si una señal  $E$  (campo eléctrico) entra por el puerto E1 la señal se divide en dos ondas, la señal en la salida S1 sufre un escalamiento de  $1/\sqrt{2}$ , y la señal en la salida S2 sufre un escalamiento de  $1/\sqrt{2}$  aunado con un cambio de fase de  $90^\circ$ , indicado en la figura 4.6 por una comilla simple. La figura 4.6(a) explica que sucede si se inyecta una señal  $E$  por el puerto E1 y E2 [58,59].

Cuando el MMI opera como sumador no existe escalamiento de la señal, pero, si un desfase de  $90^\circ$  de uno de los términos que se suman, la suma se obtiene en el puerto S1 o S2. En la figura 4.6(b) se observa esta forma de operación [58 59]. Se han despreciado las pérdidas por inserción del dispositivo por razones ilustrativas. A continuación se explica el funcionamiento del MZI.

Cuando se inyecta una señal en el MZI por la entrada 1, mostrado en la figura 4.5, la señal viaja por la guía de ondas y se encuentra con el primer MMI, allí la potencia de la señal se divide equitativamente entre la rama superior y la inferior del interferómetro, además, el acoplador induce un desfase de  $\pi/2$  entre las señales. En esta caso, la señal que se propaga en la rama superior sufre un desfase de  $\pi/2$ . Después de propagarse a lo largo de las ramas del MZI las señales llegan al segundo MMI. Como la distancia recorrida en las ramas es la misma,  $L_1=L_2$ , se mantiene

<sup>3</sup> Multi-Mode Interference coupler.

la diferencia de fase entre las señales. El segundo acoplador suma las señales procedentes de las ramas superior e inferior. La salida del acoplador depende del desfase inicial de las señales y del desfase que añade el acoplador. En la salida 1, la señal procedente de la rama superior sufre otro desfase de  $\pi/2$ , que resulta en un desfase total de  $180^\circ$ ; mientras la señal procedente de la rama inferior no ha sufrido desfase alguno. Para la salida 2, la señal transmitida por la rama inferior sufre un cambio de fase de  $\pi/2$ ; y la señal procedente de la rama opuesta tiene un desfase de  $\pi/2$  [56].

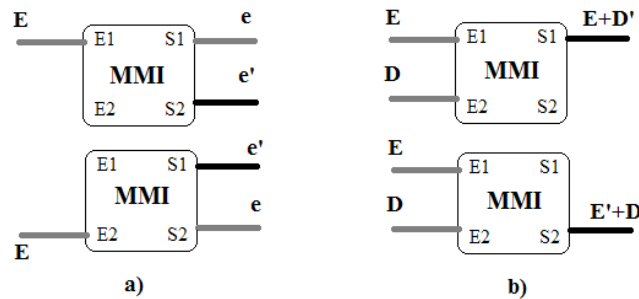


Figura 4.6 Funcionamiento del MMI como a) Divisor y b) Sumador (La comilla representa un desfase de  $90^\circ$ ).

En conclusión, las señales en la salida 1 interfieren destructivamente, se suman en contrafase, mientras en la salida 2 las señales interfieren constructivamente, se suma en fase; en este caso se dice que las señales de las salidas son complementarias. En otras palabras, cuando una señal se transmite por la entrada 1 es dirigida a la salida 2. En este caso la señal de salida se encuentra desfasada  $\pi/2$  respecto a la señal que originalmente se inyectó en la entrada 1. Un análisis similar se hace en caso de que una señal se transmita por la entrada 2 [56].

#### 4.1.2 El Interferómetro de Mach-Zehnder basado en el SOA

Actualmente, el interferómetro de Mach-Zehnder es una de las arquitecturas preferidas para aplicaciones relacionadas con el procesamiento óptico. Esta estructura generalmente incorpora uno o varios elementos no lineales en sus ramas. Los elementos no lineales modifican la fase de las señales que pasa a través de ellos y utilizan la interferencia para convertir la modulación de la fase en cambios de intensidad. En la figura 4.7 se muestra una posible configuración del interferómetro de Mach-Zehnder con dos elementos no lineales colocados simétricamente en sus ramas [60].

El elemento no lineal más utilizado para implementar compuertas lógicas utilizando estructuras interferométricas es el SOA, ya que se aprovecha el fenómeno de modulación por

cruzamiento de fase (XPM), que se expone en el capítulo 3 de esta tesis. El Interferómetro de Mach-Zehnder basado en el SOA (SOA-MZI) representa un dispositivo versátil que permite implementar un gran número de funcionalidades. El SOA-MZI ha sido utilizado para llevar a cabo funciones como: convertidores de longitud de onda, compuertas lógicas, conmutadores ópticos, filtros, *flip-flops*, regeneración 3R, etc.

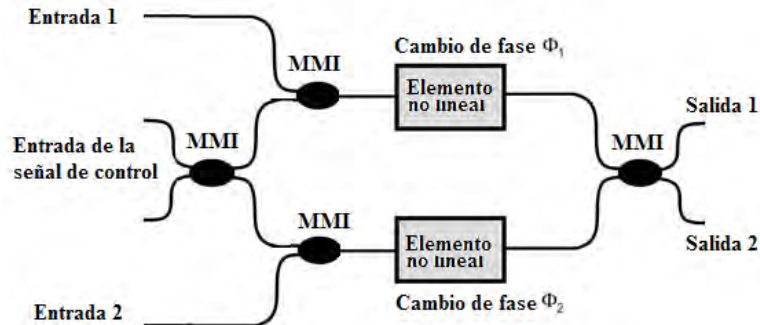


Figura 4.7 Principio de operación del MZI.

Un elemento no lineal se coloca simétricamente en cada rama del interferómetro.

Los elementos no lineales modulan la fase de la señal CW en presencia de una señal de datos.

Otra ventaja del SOA-MZI es su capacidad de integración con otros elementos fotónicos, entonces, el SOA-MZI es un elemento clave en campos como las telecomunicaciones, la computación óptica y el cualquier aplicación relacionada con el procesamiento óptico de señales. Mediante el correcto diseño de sus parámetros esta arquitectura permite eliminar las conversiones ópticas-electrónicas en muchas aplicaciones y logra altas velocidades de procesamiento. Por otro lado, las principales desventajas del SOA son el ruido debido a la amplificación por emisión espontánea y al gran tiempo requerido para la recuperación de la ganancia, lo que produce una distorsión de la secuencia de bits al usarlo a muy altas tasas de bits (> 40 Gb/s) [61].

Una esquema del SOA-MZI se muestra en la figura 4.8, otros tipos de estructuras pueden encontrarse en [21]. Bajo este modelo se transfiriere la modulación de una señal de datos cuya longitud de onda es  $\lambda_1$  a una señal continua CW (no modulada) cuya longitud de onda es  $\lambda_{CW}$ . Con este esquema se puede lograr conversión de longitud de onda completamente óptica. Cuando hace procesamiento óptico de señales existe simplicidad y transparencia en el formato de la señal de transmisión. El SOA-MZI es construido utilizando tecnología de semiconductor en InP. Como el uso de SOAs reduce el tamaño requerido de las ramas del interferómetro se tiene una estructura estable [24,61].

De acuerdo con la estructura de la figura 4.8, la señal de datos A es inyectada en la entrada 1, por lo tanto viaja únicamente por la rama superior del interferómetro. Al mismo tiempo, la señal CW, a una frecuencia  $\lambda_{CW}$ , es inyectada en ambas ramas del SOA-MZI por medio de un MMI.

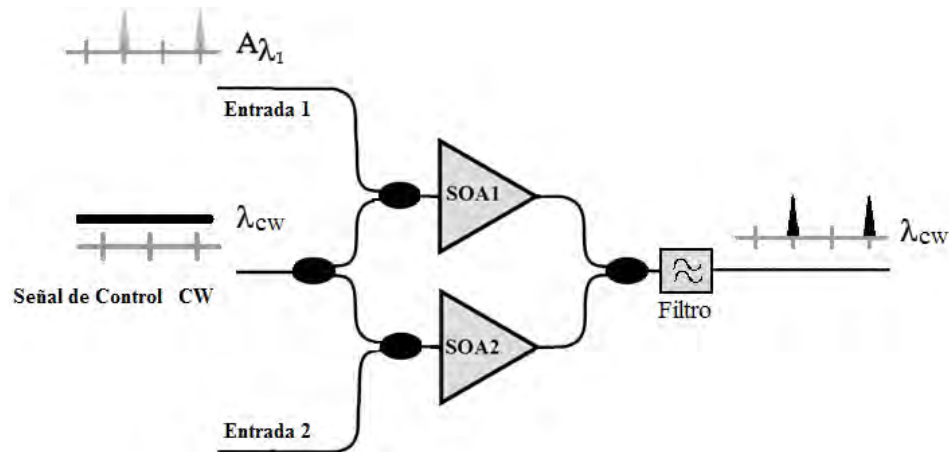


Figura 4.8 Estructura simétrica del Interferómetro de Mach-Zehnder basado en SOAs para llevar a cabo conversión de longitud de onda. A la salida del MZI existen dos salidas complementarias, pero, en la mayoría de las aplicaciones solo se utiliza una salida.

Cuando la señal de datos represente un '0' lógico, la señal CW es la única que viaja por las ramas del interferómetro y por lo tanto el desfase adquirido en su trayectoria es el mismo; como resultado, en la salida existe interferencia destructiva. Por otro lado, cuando se transmite un '1' lógico por el SOA-MZI la señal se inyecta en el SOA1, y se lleva a cabo un proceso dinámico de modulación de la ganancia del SOA y por consecuencia de la fase de la señal CW que se propaga simultáneamente en el amplificador. Un desfase de  $\pi$  radianes es introducido en la señal CW por medio de la XPM. Como resultado, a la salida del interferómetro se tiene interferencia constructiva. Como el objetivo inicial es cambiar la información a otra longitud de onda, a la salida del interferómetro se coloca un filtro paso banda centrado a  $\lambda_{CW}$ .

Se ha demostrado conversión de longitud de onda a 320 Gb/s utilizando esta configuración [62]. Desde este enfoque, la tasa de bits está limitada por la distorsión de la secuencia de bits, o *patterning*, consecuencia del gran tiempo de recuperación de la ganancia del SOA. Desde la detección de esta dificultad se han presentado diferentes opciones para mejorar la velocidad de operación al usar SOAs. La más obvia consiste en utilizar nuevos materiales que mejoren la dinámica del SOA, como los amplificadores ópticos de punto cuántico<sup>4</sup> (QD-SOA). En los últimos años se han reportado aplicaciones muy interesantes a muy altas velocidad usando QD-SOA [63]. Otra forma de eludir esta dificultad casi en su totalidad utilizando el SOA (o también

<sup>4</sup> Quantum Dot Semiconductor Optical Amplifiers.

llamado *bulk* SOA) consiste en manipular las secuencias de datos de entrada con una arquitectura más ingeniosa, y por lo tanto más interesante.

#### 4.1.3 Arquitectura SOA-MZI con modo diferencial

En la figura 4.9 se muestra una versión modificada del SOA-MZI de la figura 4.8. En la entrada 2 se está introduciendo una copia de la secuencia de datos a  $\lambda_1$  con un retraso de  $\tau$  [ps]. Esta variación de la configuración estándar es conocida como modo diferencial. Bajo esta configuración se puede prescindir de la velocidad de recuperación de portadores del SOA y por lo tanto mejorar la velocidad de respuesta y obtener una señal menos afectada por *patterning* a muy altas tasas de bits [64]. A continuación se explica el funcionamiento de esta configuración.

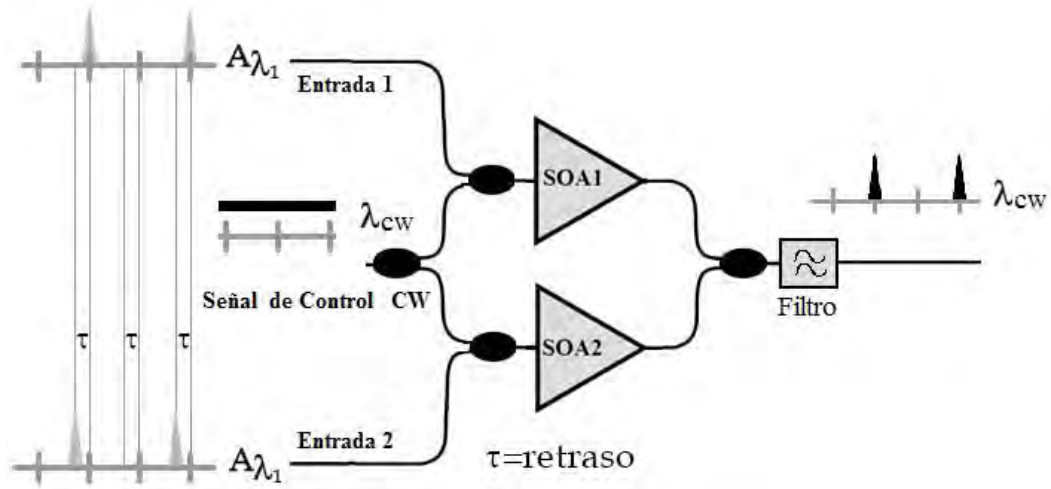


Figura 4.9 Conversión de longitud de onda usando MZI-SOA con esquema diferencial.

Dos señales de datos son inyectadas al SOA-MZI, una señal de datos a  $\lambda_1$  es inyectada en la entrada 1, y una copia de esta señal a la misma longitud de onda en la entrada 2 del interferómetro con un retraso de  $\tau$  [ps]. Mientras una onda de luz continua a  $\lambda_{cw}$  es acoplada en ambos SOAs por medio de un MMI. Las señales de datos modulan la densidad de portadores y por lo tanto el índice de refracción. Esto causa la modulación de la fase ( $\phi$ ) de las señales CW mientras se propagan en los SOAs de acuerdo al patrón de bits transmitidos por las señales de datos en la entrada.

De acuerdo a la figura 4.9, los SOA1 y SOA2 imponen una variación de fase  $\phi_1$  y  $\phi_2$  en las señales CW que viaja por la rama superior e inferior, respectivamente. Y, la diferencia de fase  $|\phi_1 - \phi_2|$  en el MMI de salida del interferómetro provoca una ventana de conmutación. Solo durante la existencia de la ventana a la salida se tendrá un pulso óptico. De esta forma en la salida

del SOA-MZI se obtiene, a una longitud de onda  $\lambda_{cw}$ , la modulación de la señal de datos A. El filtro óptico se encarga de bloquear las señales de datos [65].

Como cuando uno enciende por un cierto periodo de tiempo un interruptor, por ejemplo para obtener luz en una habitación, y después se apaga, la ventana de conmutación se ocupa de solo tener interferencia constructiva durante el lapso de su existencia. Entre las distintas configuraciones en las que se emplean ventanas de conmutación, el interferómetro de Mach-Zehnder provee mayor flexibilidad y ventanas de conmutación más cortas [61].

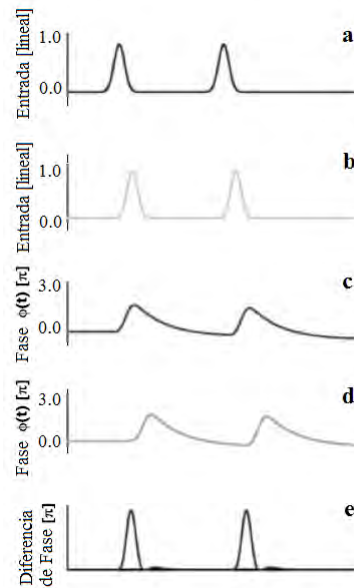


Figura 4.10 Principio de operación del SOA-MZI con modo diferencial  
 a) Señal de datos A en la entrada 1, b) Señal de datos A retrasada  $\Delta\tau$  [ps] en la entrada 2, c) Modulación de la fase ( $\phi_1$ ) de CW por el SOA1, d) Modulación de la fase ( $\phi_2$ ) de CW por el SOA2, y e) Ventana de conmutación.

De una forma didáctica se presenta en la figura 4.10 [66] la señal de datos A y la señal de datos A retrasada  $\tau$  [ps] que son inyectadas en las entradas 1 y 2 del SOA-MZI, respectivamente. También, se puede observar la evolución de la fase de las señales CW que viajan por la rama superior e inferior del interferómetro, que son afectadas por la XPM debido a las señales de datos. Las gráficas de la evolución de la fase de las señales CW tienen la misma forma, solo retrasada  $\tau$  [ps] una de otra. Por último, se representa la ventana de conmutación resultado de la diferencia de fases. Bajo este mecanismo de conmutación se cancela la parte más lenta de la dinámica de recuperación de portadores (del orden de cientos de pico segundos) generando ventanas de conmutación muy estrechas. La señal CW solo conmuta por el tiempo que permanece abierta la ventana. Al mismo tiempo, la forma de la señal se regenera [66].

Se puede apreciar que el tiempo que permanece abierta la ventana de conmutación es determinada por el retraso y no por el tiempo de recuperación de los portadores del SOA. Al retrasar la secuencia de datos e inyectarla en el interferómetro se simula un conmutador, solo durante el periodo en que la ventana de conmutación permanezca abierta se obtendrá una señal a la salida del interferómetro. La única desventaja de usar esta técnica es el pequeño pulso (chipote) que aparece después de que se cierra la ventana de conmutación. Esto sucede porque hay una pequeña región en donde la diferencia de fase no es totalmente nula.

La duración temporal de la ventana de conmutación determina la capacidad del dispositivo. Al lograr ventanas de conmutación más pequeñas se puede aumentar la tasa de bits. Aparte de la considerable reducción de los efectos de *patterning*, otra de las principales ventajas de usar el modo diferencial es que el retraso puede ajustarse externamente, y el mismo dispositivo se puede usar a diferentes tasas.

### 4.1.4 El SOA-MZI como compuerta XOR

Hasta el momento se ha presentado el SOA-MZI en su forma estándar y en modo diferencial para llevar a cabo conversión de longitud de onda. Se recurre a ello por la sencillez, facilidad y porque es la base para implementar la compuerta fotónica XOR.

En la figura 4.11 [66] se muestra la configuración utilizada para implementar una compuerta lógica XOR basada en el SOA-MZI con modo diferencial. Observando cuidadosamente es posible reconocer la estructura interferométrica de la figura 4.9 usada para realizar conversión de longitud de onda. Solo que ahora, existen dos secuencias de datos, la señal de datos A y la señal de datos B. Esta arquitectura es la estructura predecesora a la a la que se propone en el capítulo 5 de esta tesis. A continuación se explica su funcionamiento.

Una señal CW con longitud de onda  $\lambda_{XOR}$  es inyectada en el puerto 3,  $\lambda_{XOR}$  corresponde a la longitud de onda de la señal de salida de la compuerta XOR.  $\lambda_1$  y  $\lambda_2$  son las longitudes de ondas de las señales de entradas A y B, respectivamente. Las dos señales de entrada son combinadas y luego inyectadas en los puertos 1 y 2 del SOA-MZI. En el puerto 1, la señal B está  $\tau$  ps delante de la señal A, mientras que en el puerto 2 la señal A está  $\tau$  ps delante de la señal B. Al ser inyectadas las secuencias de datos A y B en el SOA-MZI se lleva a cabo un proceso dinámico de modulación de la ganancia de los SOAs y por consecuencia de la fase en las señales CW que se propagan simultáneamente con éstas. EL SOA1 modula la fase de la señal CW por un factor  $\varphi_1$ , y el SOA2 por un factor  $\varphi_2$ . En el MMI a la salida del interferómetro, las señales CW provenientes de las ramas del interferómetro interfieren, y la intensidad de la señal de salida es proporcional al  $\text{sen}^2\left(\frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2}\right)$  [67,68]. Entonces, una diferencia de fase de  $0^\circ$  (ventana cerrada) corresponde a un cero lógico, por otro lado, una diferencia de fase de  $180^\circ$  (ventana abierta)



corresponde a un uno lógico. A la salida del SOA-MZI con modo diferencial se coloca un filtro paso banda centrado a  $\lambda_{XOR}$ .

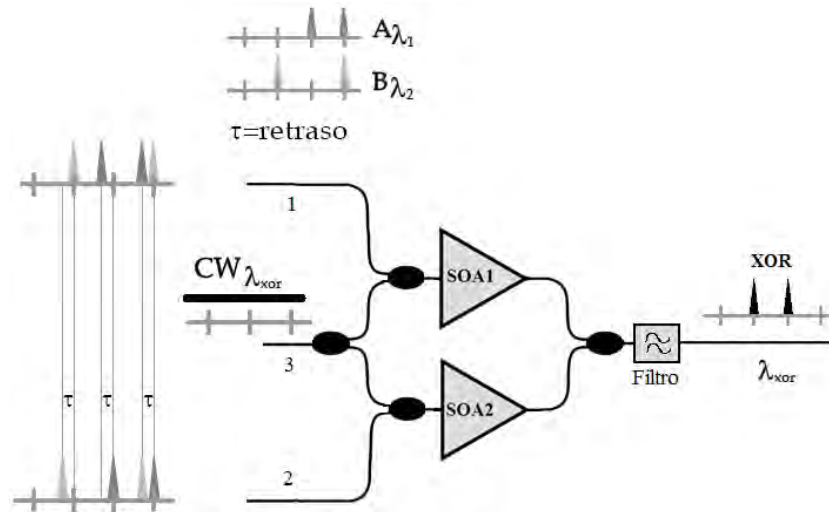
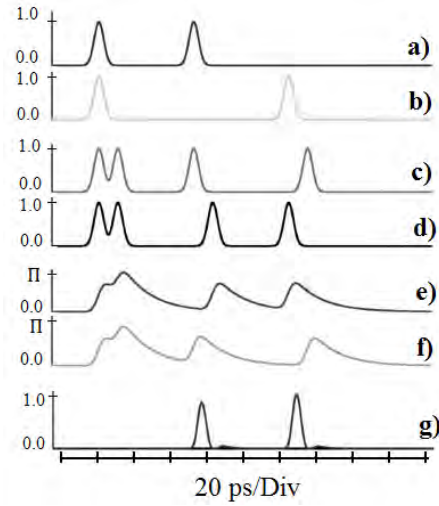


Figura 4.11 Diagrama de la compuerta XOR (SOA-MZI con esquema diferencial).

Cuando la señal A y la señal B son diferentes, por ejemplo, la señal A es '1' lógico, y la señal B es '0' lógico, el cambio en la fase de la señal CW en la parte de la rama inferior del interferómetro es inducido primero y abre una ventana de conmutación. Entonces, la diferencia de fase comienza a incrementarse gradualmente hasta su valor máximo. Después de  $\tau$  [ps] es inducido un cambio en la fase de la señal CW en la rama superior, así, la diferencia de fase se restablece y la ventana se cierra. Como consecuencia, un pulso a  $\lambda_{XOR}$  se genera. Después, a la salida de la compuerta el filtro elimina las señales A y B.

Por otro lado, cuando las señales A y B son iguales el cambio en la fase de la señal CW en la rama inferior es igual al que ocurre en la rama superior, por lo tanto, la diferencia de fase es siempre cero, y nunca aparece la ventana de conmutación. En la salida no se genera ningún pulso.

De manera similar que con el convertidor de longitud de onda, en la figura 4.12 se presentan las gráficas correspondientes a las secuencias de datos A y B. También, se pueden observar las secuencias combinadas que son introducidas al SOA1 y SOA2 donde las señales están separadas temporalmente por  $\tau$  [ps]. La modulación de la fase de las secuencias CW se observa en las gráficas 4.12(e) y 4.12(f). Al final, en la figura 4.12(g) se pueden observar las ventanas de conmutación generadas, que coinciden con los pulsos generados, y que verifican el correcto funcionamiento de la compuerta como XOR [66].



4.12 Principio de operación del SOA-MZI con esquema diferencial con dos secuencias de datos. a) Señal de entrada A (1100). b) Señal de entrada B (1010). c) Señales combinadas en el puerto 1. d) Señales combinadas en el puerto 2. e) Cambio de fase de la señal CW en el SOA1. f) Cambio de fase de la señal CW en el SOA2. g) Ventanas de conmutación.

#### 4.1.5 Modelo matemático del SOA-MZI con esquema diferencial

En esta sección se presenta el modelo matemático del SOA-MZI con esquema diferencial. Se analiza la evolución de las ondas electromagnéticas CW, A y B mientras viajan por las ramas del interferómetro. Se aprecia los efectos de la XPM inducidos en la onda CW por las secuencias de datos. Y se demuestra la creación de la ventana de conmutación en términos matemáticos [30].

Las ecuaciones consideradas para las señales ópticas que se introducen al SOA-MZI con esquema diferencial son:

$$A = A(t)e^{i(\omega_A t + \varphi_A(t))} \quad (4.7)$$

$$B = B(t)e^{i(\omega_B t + \varphi_B(t))} \quad (4.8)$$

$$k = k(t)e^{i(\omega_p t + \varphi_p(t))} \quad (4.9)$$

Las ecuaciones 4.7 y 4.9 corresponden a las ecuaciones de las señales de datos A y B, respectivamente, y la ecuación 4.9 corresponde a la señal CW. En la figura 4.13 se muestra el diagrama de la compuerta XOR donde se especifica la evolución de las señales de entrada. Primeramente, después de los MMI 1 y 2, las señales A y B son escaladas y retrasadas  $\frac{\pi}{2}$  (cada comilla representa un desfase de  $90^\circ$ ):

$$A' = \frac{1}{\sqrt{2}} A(t) e^{i(\omega_A t + \varphi_A(t) + \frac{\pi}{2})} \quad (4.10)$$

$$B' = \frac{1}{\sqrt{2}} B(t) e^{i(\omega_B t + \varphi_B(t) + \frac{\pi}{2})} \quad (4.11)$$

Por otra parte, otro grupo de señales solo son escaladas, éstas además son afectadas por un retardo de  $\tau$  [ps], obteniéndose las señales  $A_R$  y  $B_R$ .

$$A_R = \frac{1}{\sqrt{2}} A(t - \tau) e^{i(\omega_A t - \omega_A \tau + \varphi_A(t - \tau))} \quad (4.12)$$

$$B_R = \frac{1}{\sqrt{2}} B(t - \tau) e^{i(\omega_B t - \omega_B \tau + \varphi_B(t - \tau))} \quad (4.13)$$

Siguiendo con la trayectoria, los MMI 3 y 4 se encargan de sumar las señales. Con esta estructura, los MMIs no afectan la potencia de las señales, pero si afecta la fase de las señales  $A'$  y  $B'$ , la suma es:

$$C = A_R + B'' = \frac{1}{\sqrt{2}} A(t - \tau) e^{i(\omega_A t - \omega_A \tau + \varphi_A(t - \tau))} + \frac{1}{\sqrt{2}} B(t) e^{i(\omega_B t + \varphi_B(t) + \pi)} \quad (4.14)$$

$$D = B_R + A'' = \frac{1}{\sqrt{2}} B(t - \tau) e^{i(\omega_B t - \omega_B \tau + \varphi_B(t - \tau))} + \frac{1}{\sqrt{2}} A(t) e^{i(\omega_A t + \varphi_A(t) + \pi)} \quad (4.15)$$

Donde:

$$B'' = \frac{1}{\sqrt{2}} B(t) e^{i(\omega_B t + \varphi_B(t) + \pi)} \quad (4.16)$$

$$A'' = \frac{1}{\sqrt{2}} A(t) e^{i(\omega_A t + \varphi_A(t) + \pi)} \quad (4.17)$$

Hasta el momento se ha presentado lo que les sucede a las señales de datos. Como se observa en la figura 4.13, la señal de prueba CW se transmite directamente al MMI 5, a la salida de éste se obtiene dos señales:

$$k' = \frac{1}{\sqrt{2}} k(t) e^{i(\omega_p t + \varphi_p(t) + \frac{\pi}{2})} \quad (4.18)$$

$$\frac{1}{\sqrt{2}} k = \frac{1}{\sqrt{2}} k(t) e^{i(\omega_p t + \varphi_p(t))} \quad (4.19)$$

Con esto ya se tiene las señales listas para sumarlas en lo MMI 6 y 7 previos a transmitirse por las ramas del interferómetro. La suma en cada MMI es:

$$E = C + \frac{1}{\sqrt{2}} k' \quad (4.20)$$

$$F = D + k'' \quad (4.21)$$

Donde:

$$\frac{1}{\sqrt{2}}k' = \frac{1}{\sqrt{2}}k(t)e^{i(\omega_k t + \varphi_k(t) + \frac{\pi}{2})} \quad (4.22)$$

$$k'' = \frac{1}{\sqrt{2}}k(t)e^{i(\omega_k t + \varphi_k(t) + \pi)} \quad (4.23)$$

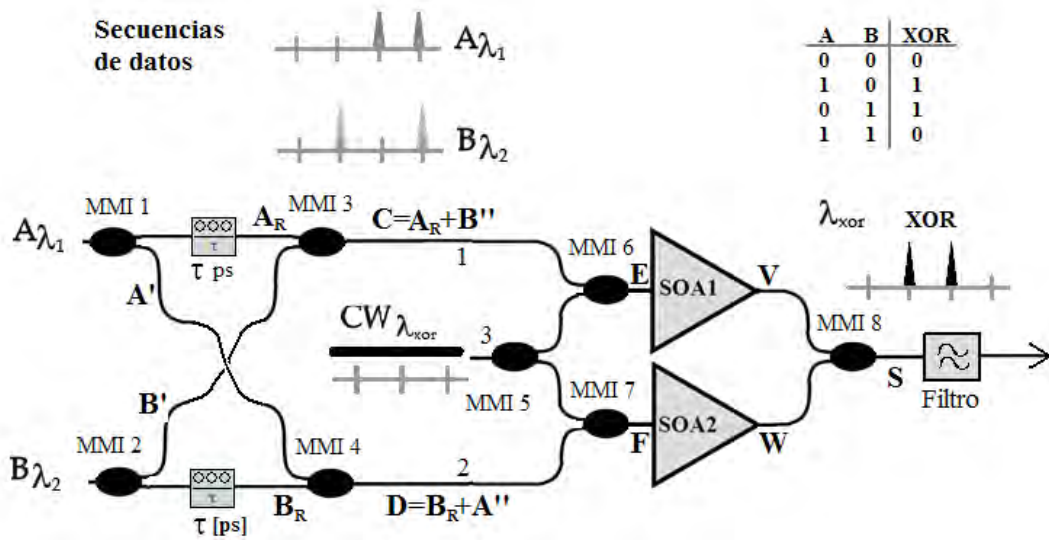


Figura 4.13 Diagrama de la compuerta XOR (SOA-MZI con esquema diferencial).

Las señales  $E$  y  $F$  también pueden expresarse como:

$$E = \frac{1}{\sqrt{2}} [A(t - \tau)e^{i(\omega_A t - \omega_A \tau + \varphi_A(t - \tau))} + B(t)e^{i(\omega_B t + \varphi_B(t) + \pi)} + k(t)e^{i(\omega_k t + \varphi_k(t) + \frac{\pi}{2})}] \quad (4.24)$$

$$F = \frac{1}{\sqrt{2}} [B(t - \tau)e^{i(\omega_B t - \omega_B \tau + \varphi_B(t - \tau))} + A(t)e^{i(\omega_A t + \varphi_A(t) + \pi)} + k(t)e^{i(\omega_k t + \varphi_k(t) + \pi)}] \quad (4.25)$$

En este punto conviene considerar las diversas opciones de entrada que se tienen en una compuerta XOR, según la tabla de verdad de la compuerta XOR, incluida en la figura 4.13, son posibles cuatro casos: i)  $A = 0$  y  $B = 0$ , ii)  $A = 1$  y  $B = 0$ , iii)  $A = 0$  y  $B = 1$ , y último caso iv)  $A = 1$  y  $B = 1$ .

En los casos i) y iv) no ocurre la ventana de conmutación debido a que la diferencia de fase es siempre cero. Como el resultado en estos casos es obvio no es de gran interés continuar con el desarrollo matemático. Únicamente para los casos restantes existe una diferencia de fase entre las señales que permite la aparición de la ventana de conmutación.

Considerando que  $A=0$  y  $B=1$ , las señales  $E$  y  $F$  toman la siguiente forma:

$$E = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[ B(t) e^{i(\omega_B t + \varphi_B(t) + \pi)} + k(t) e^{i(\omega_k t + \varphi_k(t) + \frac{\pi}{2})} \right] \quad (4.26)$$

$$F = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[ B(t - \tau) e^{i(\omega_B t - \omega_B \tau + \varphi_B(t - \tau))} + k(t) e^{i(\omega_k t + \varphi_k(t) + \pi)} \right] \quad (4.27)$$

El siguiente dispositivo en el trayecto de las señales  $E$  y  $F$  es el SOA. Aquí es donde la información de las secuencias de entrada modula las características de la señal  $k$  por medio del proceso de XPM; se controla luz con luz. Además, el SOA amplifica la señal  $K$  con una ganancia  $G$ . No es necesario añadir el desfase correspondiente a la distancia que recorren las señales porque es el mismo y se cancela. Para reconocer los términos afectados por el proceso de XPM, a continuación, se marcan con negritas estos términos. Entonces, a la salida del SOA se tiene:

$$V = \frac{G}{\sqrt{2}} \left[ \mathbf{k}(t) e^{i(\omega_p t + \varphi_k(t) + \frac{\pi}{2})} \right] \quad (4.28)$$

$$W = \frac{G}{\sqrt{2}} \left[ \mathbf{k}(t - \tau) e^{i(\omega_p t + \varphi_k(t - \tau) + \pi)} \right] \quad (4.29)$$

En las ecuaciones 4.28 y 4.29 se omiten los términos correspondientes a la señal  $B$  porque después de que ha transmitido la información a la señal  $k$  simplemente resta filtrarlos.

Una forma de simplificar las ecuaciones anteriores es representar  $\omega_p t$  como una sola variable  $\delta$ . Además, el término  $G/\sqrt{2}$  también se puede representar como una sola variable  $K$ :

$$K = \frac{G}{\sqrt{2}} \quad (4.30)$$

$$V = K \cdot \mathbf{k}(t) e^{i(\varphi_k(t) + \frac{\pi}{2} + \delta_1)} \quad (4.31)$$

$$W = K \cdot \mathbf{k}(t - \tau) e^{i(\varphi_k(t - \tau) + \pi + \delta_2)} \quad (4.32)$$

Las señales 4.31 y 4.32 son recombinadas a través del MMI 8, donde ocurre el proceso de interferencia, la señal resultante es:

$$S = V + W' \quad (4.33)$$

$$S = K \cdot \mathbf{k}(t) e^{i(\varphi_p(t) + \frac{\pi}{2} + \delta_1)} + K \cdot \mathbf{k}(t - \tau) e^{i(\varphi_p(t - \tau) + \pi + \delta_2 + \frac{\pi}{2})} \quad (4.34)$$

La intensidad de la señal 4.34 que se transmite del acoplador 8 se obtiene del producto de S con S conjugado ( $S^*$ ), como:

$$|S|^2 = S \cdot S^* \quad (4.35)$$

$$|S|^2 = K \left[ \mathbf{k}(t) e^{i(\varphi_k(t) + \frac{\pi}{2} + \delta_1)} + \mathbf{k}(t - \tau) e^{i(\varphi_k(t - \tau) + \delta_2 + \frac{3\pi}{2})} \right] \cdot K \left[ \mathbf{k}(t) e^{-i(\varphi_k(t) + \frac{\pi}{2} + \delta_1)} + \mathbf{k}(t - \tau) e^{-i(\varphi_k(t - \tau) + \delta_2 + \frac{3\pi}{2})} \right] \quad (4.36)$$

$$|S|^2 = K^2 \mathbf{k}(t) e^{i(\varphi_k(t) + \frac{\pi}{2} + \delta_1)} \mathbf{k}(t) e^{-i(\varphi_k(t) + \frac{\pi}{2} + \delta_1)} + K^2 \mathbf{k}(t) e^{i(\varphi_k(t) + \frac{\pi}{2} + \delta_1)} \mathbf{k}(t - \tau) e^{-i(\varphi_k(t - \tau) + \delta_2 + \frac{3\pi}{2})} + K^2 \mathbf{k}(t - \tau) e^{i(\varphi_k(t - \tau) + \delta_2 + \frac{3\pi}{2})} \mathbf{k}(t) e^{-i(\varphi_k(t) + \frac{\pi}{2} + \delta_1)} + K^2 \mathbf{k}(t - \tau) e^{i(\varphi_k(t - \tau) + \delta_2 + \frac{3\pi}{2})} \mathbf{k}(t - \tau) e^{-i(\varphi_k(t - \tau) + \delta_2 + \frac{3\pi}{2})} \quad (4.37)$$

Reduciendo términos en la ecuación anterior:

$$|S|^2 = K^2 [K^2(t) + \mathbf{k}(t) \mathbf{k}(t - \tau) e^{i(\varphi_k(t) - \varphi_k(t - \tau) - \pi + (\delta_1 - \delta_2))} + \mathbf{k}(t) \mathbf{k}(t - \tau) e^{-i(\varphi_k(t) - \varphi_k(t - \tau) - \pi + (\delta_1 - \delta_2))} + \mathbf{k}^2(t - \tau)] \quad (4.38)$$

Tomando en cuenta la siguiente igualdad en la ecuación anterior:

$$\cos(x) = \frac{e^{ix} + e^{-ix}}{2}$$

$$|S|^2 = K^2 [k^2(t) + 2\mathbf{k}(t) \mathbf{k}(t - \tau) \cos(\varphi_k(t) - \varphi_k(t - \tau) - \pi + (\delta_1 - \delta_2)) + k^2(t - \tau)] \quad (4.39)$$

Después de algunas manipulaciones matemáticas se obtiene la siguiente ecuación:

$$|S|^2 = K^2 [k^2(t) + k^2(t - \tau)] \cdot \left[ 1 + \frac{2\mathbf{k}(t) \mathbf{k}(t - \tau)}{k^2(t) + k^2(t - \tau)} \cos(\varphi_k(t) - \varphi_k(t - \tau) - \pi + (\delta_1 - \delta_2)) \right] \quad (4.40)$$

Considerando que  $M = \frac{2\mathbf{k}(t) \mathbf{k}(t - \tau)}{k^2(t) + k^2(t - \tau)}$ , donde M representa la profundidad de modulación. La ecuación 4.40 toma la siguiente forma:

$$|S|^2 = K^2 [k^2(t) + k^2(t - \tau)] \cdot [1 + M \cos(\varphi_k(t) - \varphi_k(t - \tau) - \pi + (\delta_1 - \delta_2))] \quad (4.41)$$

Idealmente  $M$  es un valor muy cercano a 1. Este valor durante las simulaciones es 1 en la mayoría de los casos. Cabe destacar que para optimizar el funcionamiento del dispositivo virtual, se han omitido las pérdidas propias de un interferómetro real. Sin embargo de ser necesario podrían involucrarse en el modelo.

Las figuras 4.14(a) y 4.14(b) muestran las secuencia A (1100) y B (0110) que se inyectan al SOA-MZI con modo diferencial. En la ecuación 4.42 dentro del argumento del coseno se puede observar que existe una diferencia de fase. La diferencia  $\varphi_k(t) - \varphi_k(t - \tau)$  es graficada en la figura 4.14(c) para estas secuencias, lo que demuestra numéricamente la creación de la ventana de conmutación.

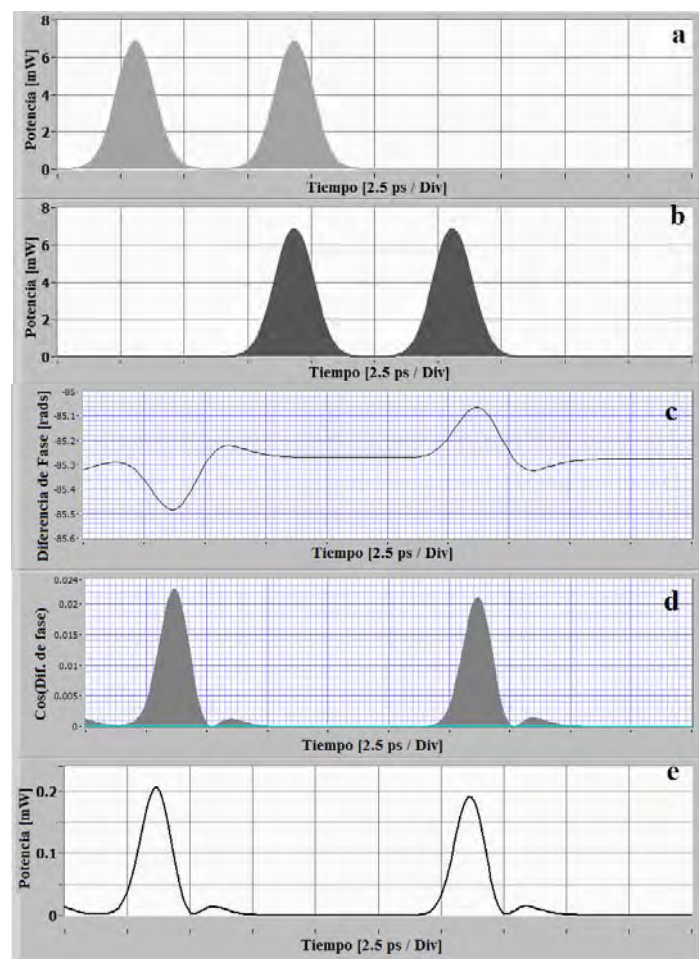


Figura 4.14 a) Secuencia de datos A (1100), b) Secuencia de datos B (0110), c) Diferencia de fase, d)  $\cos(\text{Diferencia de fase})$ , y e) Señal de salida XOR (1010).

Cuando la diferencia de fase es cercana a cero (ventana cerrada) la salida del interferómetro en el puerto 8 esta definida por la ecuación 42 como:  $K^2[k^2(t) + k^2(t - \tau)] \cdot [1 - M]$ . Suponiendo que  $M \approx 1$ , la salida del interferómetro es cero. Esto también sucede para los casos en que  $A=B=0$  o  $A=B=1$ .

Solo cuando exista una diferencia de fase entre las señales se creará la venta de conmutación, por lo tanto, también se generará un pulso óptico. Cuando el argumento del coseno sea  $180^\circ$  la ventana estará en su máximo de amplitud. La figura 4.14(d) muestra el coseno de la diferencia de fase (ventana de conmutación) y la figura 4.14(e) muestra la intensidad del pulso de salida.

En este documento se describe el modelo matemático para  $A=0$  y  $B=1$ , pero, para la situación en que  $A=1$  y  $B=0$  se obtiene nuevamente la ecuación 4.41.

### 4.2 Estado del arte de las compuertas XOR basadas en el interferómetro de Mach-Zehnder

Para tener una buena referencia histórica de los avances que se han logrado en el desarrollo de compuertas XOR, en la tabla 4.1 se presenta una compilación de las principales arquitecturas que se han usado para implementar la compuerta XOR utilizando amplificadores ópticos de semiconductor [69]. En la misma tabla se muestra el principio de operación, velocidad de operación, el número de SOAs utilizados y el año en que se publicó la compuerta.

En la tabla 4.1 se presenta una clasificación de las compuertas XOR en tres categorías. En la primera categoría, la compuerta depende únicamente de los efectos ultrarrápidos no lineales del SOA, como XPM, XGM, FWM y CPM. En la segunda categoría, la compuerta está basada en una estructura interferométrica basada en fibra óptica. La última categoría muestra las estructuras interferométricas basadas en guía de ondas [69]. En esta categoría se presentan los avances más significativos de las compuertas XOR basadas el MZI

Como se observa en la tabla 4.1, existen diversas características que se deben tomar en cuenta al seleccionar una arquitectura para realizar la función XOR. En gran medida depende de la aplicación. Pero, algo que en todas las aplicaciones para telecomunicaciones se toma en cuenta son los efectos de *patterning*. Este fenómeno generalmente ocurre al trabajar con altas tasas de bits con el SOA [69].

A continuación se definen un par de parámetros que son utilizados para evaluar el desempeño cuantitativo de las distintas arquitecturas de las compuertas XOR.



Compuerta XOR	Principio de operación	Velocidad [Gb/s]	Número de SOA(s)	Año
Usando únicamente los efectos no lineales del SOA	CPM <sup>5</sup> en SOA	20	1	2001
	FWM <sup>6</sup> en SOA	20	1	1997
	XGM <sup>7</sup> en SOA	20	2	2004
Estructura interferométrica basada en fibra óptica	TOAD <sup>8</sup>	10	1	1999
	UNI <sup>9</sup>	40	1	2002
Estructura interferométrica basada en guía de onda con esquema diferencial	XPM en SOA-MZI	40	2	2003
	XGM en SOA-MZI	-	2	2004

Tabla 4.1 Resumen de estructuras de compuertas XOR [69].

#### 4.2.1 Parámetros de evaluación

En la mayoría de los experimentos y simulaciones con dispositivos fotónicos se utilizan secuencias de datos ópticas pseudo-aleatorias (PRBS<sup>10</sup>) de N-bits. Este tipo de señales contiene unos y ceros generados en forma pseudo-aleatoria a una tasa constante, el término pseudo-aleatorio significa que la combinación o secuencia de unos y ceros eventualmente se repite pero que es lo suficientemente aleatoria y grande para propósitos de prueba. En general, la PRBS es

<sup>5</sup> Cross-Polarization Modulation.

<sup>6</sup> Four-Wave Mixing.

<sup>7</sup> Cross-Gain Modulation.

<sup>8</sup> Terahertz Optical Asymmetric Demultiplexer.

<sup>9</sup> Ultra-fast Nonlinear Interferometer.

<sup>10</sup> Pseudo-Random Bit Optical Signal.

una muy buena aproximación de una secuencia de datos encontrada en la práctica. Para propósitos de simulación cada bit de la secuencia es simulado como un pulso óptico con forma Gaussiana.

Para conocer el desempeño de la compuerta XOR se considera un parámetro numérico 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, se calcula como [70]:

$$Q = \frac{P_1 - P_0}{\sigma_1 - \sigma_0} \quad (4.42)$$

Donde,  $P_1$  y  $P_0$  corresponde a la potencia promedio de la señal de salida '1' y '0', y  $\sigma_1$  y  $\sigma_0$  corresponde a las desviación estándar de '1' y '0', respectivamente. La mayoría de las publicaciones internacionales sobre dispositivos fotónicos consideran que los valores del factor  $Q$  superiores a 7 reflejan buenos resultados.

En comunicaciones digitales, el factor de calidad  $Q$  está directamente relacionado con la tasa de error de bits, BER<sup>11</sup>. Así, entre más bajo es el BER, más alta será la calidad de los datos a la salida del dispositivo. La relación matemática que existe entre el BER y el factor  $Q$  es [70]:

$$\text{BER} = 0.5 \operatorname{erfc} \left( \frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \quad (4.43)$$

Donde,  $\operatorname{erfc}$  es la función error complementario, que se puede encontrar en tablas de probabilidad o directamente de algunas calculadoras científicas.

Otro parámetro que es de gran utilidad para conocer la calidad de la información de la compuerta XOR es el patrón de diagrama de ojo<sup>12</sup>, es nombrado de esta forma debido a la abertura que se observa en el centro del diagrama, éste es un parámetro gráfico que permite observar la forma, niveles y coincidencia de los unos y ceros, así como las consecuencias de la distorsión de la secuencia de bits a la salida. En la figura 4.15 se presenta un diagrama de ojo.

El diagrama de ojo consiste en un gráfico en el que se muestra la superposición de unos y ceros lógicos en un intervalo de tiempo o número de bits determinados. El diagrama de ojo permiten conocer las características de los pulsos que se propagan por el medio de transmisión, sean estos fibra óptica, coaxial, par trenzado, guía de ondas, etc. El diagrama de ojo ideal es aquel en el que todos los bits son coincidentes, y por lo tanto, luce como una línea uniforme.

El diagrama de ojo permite ver de una forma gráfica información sobre la operación de un dispositivo fotónico, por ejemplo:

---

<sup>11</sup> Bit Error Rate.

<sup>12</sup> Pseudo-Eye Diagram, PED.

- Un diagrama de ojo abierto refleja que el dispositivo es capaz de distinguir entre un cero y un uno lógico sin problemas.
- El ancho de la abertura del diagrama de ojo (el tiempo entre los cruces de un uno lógico a un cero lógico y de un cero lógico a un uno lógico) muestra el intervalo de tiempo en el cual la señal puede ser muestreada sin error debido a interferencia intersimbólica.
- La abertura del diagrama de ojo también refleja el margen de ruido a la salida.
- Mientras, 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.
- Es posible observar los efectos de *patterning* en la secuencia de bits, éstos ocasionan que el diagrama de ojo se muestre más cerrado o distorsionado, y por ende, ocurran más errores.
- También, el PED permite determinar la Relación de Extinción (RE), definida como [70]:

$$RE = 10 \log \frac{P_{min}^1}{P_{max}^0} [dB] \quad (4.44)$$

Donde,  $P_{min}^1$  representa el mínimo valor pico de potencia de un 'uno', y  $P_{max}^0$  es el máximo valor pico de potencia de un 'cero' de la señal modulada a la salida del amplificador. Este valor debe ser lo más grande posible, así el uno puede ser claramente distinguido del cero.

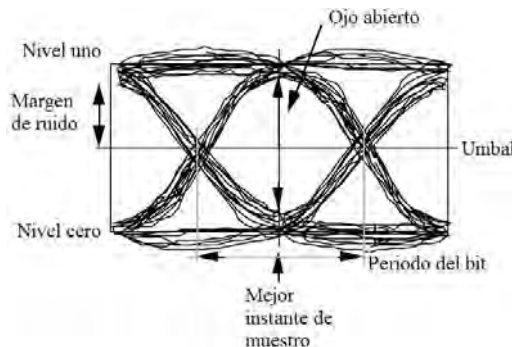


Figura 4.15 Diagrama de ojo.

#### 4.2.2 Tecnologías de vanguardia para implementar una compuerta XOR

Hay diversas instituciones en el mundo trabajando en el desarrollo de compuertas fotónicas tanto experimental como mediante simulaciones numéricas. La principal razón es buscar bloques básicos de procesamiento digital que en un futuro puedan integrarse a las redes de telecomunicaciones. El proyecto europeo DO\_ALL (*Digital OpticAL Logic modules*) es un claro ejemplo [71], éste es un proyecto de investigación muy ambicioso en el que colaboran universidades de Grecia, Suiza, Alemania e Inglaterra. Su principal objetivo es desarrollar bloques

activos y pasivos para procesamiento de señales ópticas sin necesidad de conversiones ópticas-electrónicas-ópticas. Este proyecto es el inicio de un esfuerzo por parte de la unión europea para lograr redes transparentes.

El amplificador óptico de semiconductor es el dispositivo activo no lineal preferido para implementar compuertas XOR. Sin embargo, el tiempo de recuperación de la ganancia no le permite operar a tasas superiores a 40 Gb/s. La idea de seguir utilizando los efectos no lineales de XGM y XPM en el SOA para procesamiento óptico ha llevado a los investigadores a desarrollar un SOA con otro tipo de materiales.

En los últimos años se ha popularizado el uso del amplificador óptico semiconductor con una región activa de punto cuántico, mejor conocido como amplificador óptico de semiconductor de punto cuántico, o QD-SOA. Este elemento fotónico tiene una velocidad de recuperación de ganancia (principalmente) y de fase muy superior comparado con el bulk SOA (este es el amplificador que se expone en el capítulo 3 de esta tesis). Por lo tanto, debido a su naturaleza, pueden operar a muy altas tasas de procesamiento [72,73].

Huining Han y su grupo de investigación [74] han sugerido la posibilidad de implementar una compuerta XOR utilizando QD-SOA. En la figura 4.16, se puede observar la estructura de la compuerta XOR basada en el MZI con QD-SOA.

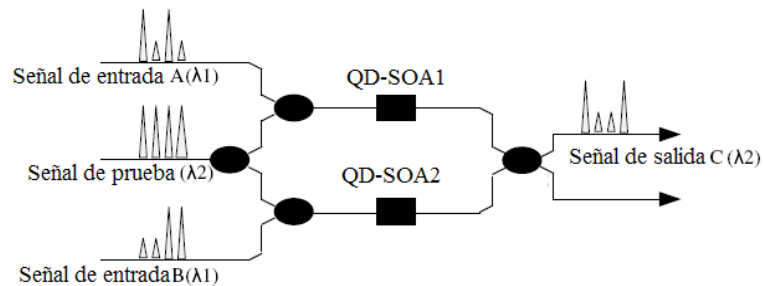


Figura 4.16 Configuración de la compuerta XOR usando QD-SOA-MZI.

Como se observa en la figura anterior, en el MZI se inyectan las secuencias de datos A y B a una longitud de onda  $\lambda_1$ , mientras a  $\lambda_2$  se inyecta una señal de prueba. Las señales viajan por las ramas del interferómetro donde los QD-SOAs modulan la fase de la señal de prueba por medio del proceso de XPM. A la salida, las señales interfieren, y en la salida se verifica la función XOR [74]. Se puede observar que la arquitectura y el principio de funcionamiento de esta estructura se exponen al inicio de este capítulo, la verdadera diferencia radica en el tipo de amplificadores utilizados. Amplificadores más sofisticados y por ende más costosos.

Las simulaciones numéricas de la estructura anterior consideran secuencias de datos pseudo-aleatorias de  $2^7 - 1$  bits a 160 Gb/s y 250 Gb/s con pulsos gaussianos con ancho de pulso (FWHM) igual a 1/5 del periodo de bit. Para 160 Gb/s el periodo de bit es 6.25 [ps] con ancho de pulso de 1.25 [ps]. Las secuencia de datos A y B fueron están centradas a 1300 [nm] y la señal de prueba a 1295 [nm]. En el artículo [73] se especifica que la potencia de la señal de control es mucho menor que la potencia que de las secuencias de dato, de esta forma la ganancia del SOA es únicamente controlada por las señales A y B. a continuación se presentan los principales resultado en términos del factor de calidad Q y del diagrama de ojo.

En la figura 4.17 se presentan los diagramas de ojo de dos de las simulaciones numéricas; cuando la compuerta opera a 160 Gb/s el factor Q es de 9.46, mientras que a 250 Gb/s el factor Q es de 5.27 [73]. En el primer caso se obtuvo factor muy bueno, y de hecho se puede observar que el diagrama de ojo es uniforme y no presenta discontinuidades considerables, por lo tanto se puede afirmar que los efectos de *patterning* a esta tasa de bits son mínimos. Por otro lado, cuando la compuerta XOR opera a 250 Gb/s el factor Q decae mucho, y el diagrama no es uniforme, se puede considerar que esto se debe principalmente a la distorsión de la secuencia de bits. Por lo tanto, se puede afirmar que incluso el más moderno SOA tiene un límite de operación óptimo.

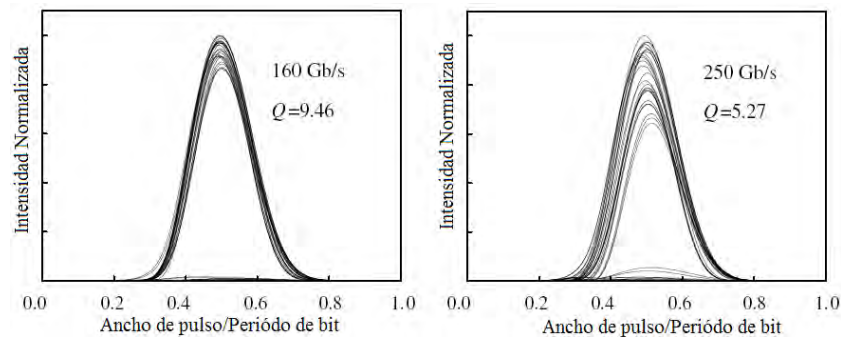


Figura 4.17 Diagramas de ojo del QD-SOA-MZI.

La ventaja de esta configuración es que no es necesario retrasar las señales de entrada a la compuerta. También, se puede observar que los pulsos son uniformes y poco afectados por el *patterning*. Pero, la implementación de esta nueva configuración puede ser más cara y sofisticada por requerir un nuevo tipo de amplificadores. A continuación se presenta otra arquitectura.

Otros investigadores han continuado estudiando la posibilidad de implementar la compuerta XOR utilizando el MZI basado en el SOA. Este grupo de investigadores buscan incrementar la velocidad de operación de la compuerta añadiendo un interferómetro de retraso (DI) a la salida del SOA-MZI. El interferómetro de retraso está basado en un PML<sup>13</sup>. Los resultados de

<sup>13</sup> Polarization Maintaining Loop.

las simulaciones muestran que el PML-DI en serie con el SOA-MZI mejora la velocidad de operación de la compuerta XOR.

La velocidad de operación del SOA-MZI está limitada a 20 Gb/s, pero al colocar a la salida de éste el PML-DI a la salida se puede incrementar la velocidad de operación hasta 80 Gb/s. En la figura 4.18 se muestra el diagrama de esta configuración. Al inicio está el SOA-MZI y después el PML-DI. En [76] se puede encontrar más información sobre el principio de operación del PML-DI.

En la figura 4.19 se muestra el diagrama de ojo de la compuerta XOR basada en el SOA-MZI-DI a 80 Gb/s. En la simulación se utilizó una secuencia pseudo-aleatoria de  $2^7 - 1$  bits y se utilizaron señales de la misma potencia. Conforme a las simulaciones presentadas por el autor, se obtuvo un factor Q de 7.29. El diagrama de ojo es en general uniforme, pero decae muy lentamente, esto debido a que los procesos de recuperación de la fase en el SOA son lentos, y esta es la principal razón por la que se utiliza el SOA-MZI en modo diferencial en esta tesis. Entonces, los efectos de *patterning* siguen presentes a pesar de esta ingeniosa arquitectura.

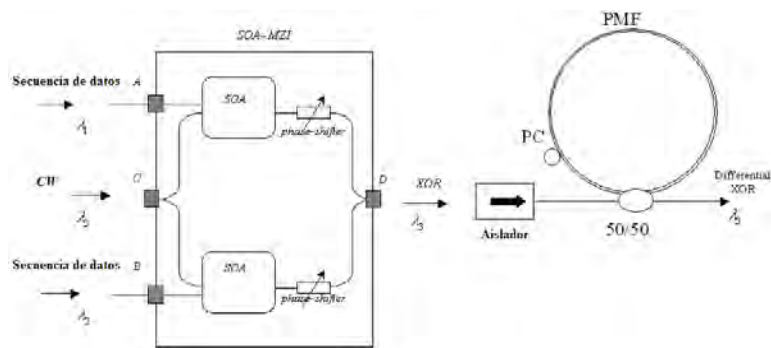


Figura 4.18 Configuración de la compuerta XOR usando SOA-MZI-DI.

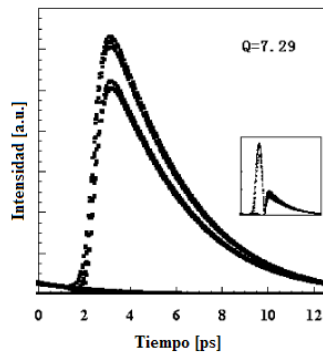


Figura 4.19 Diagrama de ojo del SOA-MZI-DI a 80 Gb/s.

Esta nueva solución propone la integración de un nuevo elemento a la configuración SOA-MZI. Como se trata de un elemento pasivo este no incrementa el consumo de potencia de la compuerta, pero sí incrementa el tamaño físico de la compuerta.

Como se observa en esta breve sección, los investigadores están tratando de modificar algunos de los parámetros de la configuración convencional del SOA-MZI, ya sea cambiando los elementos no lineales o añadiendo nuevas secciones para mejorar la calidad de la señal a mayores tasas de procesamiento. En capítulo 5 se presenta una novedosa técnica usada para reducir los efectos de *patterning* para aplicaciones de conversión de longitud de onda, y por primera vez se propone integrar este componente en el SOA-MZI con modo diferencial para que la compuerta XOR opere a 160 Gb/s. A continuación se presenta la descripción del programa utilizado para las simulaciones en esta tesis.

### 4.3 Descripción del programa utilizado para la simulación computacional

Actualmente, las computadoras y el software nos dan la posibilidad de realizar una vasta cantidad de operaciones matemáticas, que anteriormente llevaba mucho tiempo realizar, casi de forma inmediata. Una de las más importantes aplicaciones de las computadoras es el desarrollo de simuladores para estudiar nuevos prototipos y fenómenos. El desarrollo de modelos de simulación permite analizar, comprender y predecir el funcionamiento de cualquier dispositivo en función de las variables que rigen su dinámica. Entonces, el estudio de nuevos dispositivos por medio de componentes virtuales permite realizar experimentos como los que se realizarían en un laboratorio, con la ventaja de que es más barato, no existen accidentes catastróficos, existe la posibilidad de realizar infinidad de experimentos, etc.

El grupo de investigación del Instituto de Ingeniería de la UNAM convencido de la importancia del modelado de componentes fotónicos para procesamiento óptico de información, que son y serán útiles en las futuras redes de telecomunicaciones, ha desarrollado un sofisticado modelo dinámico del SOA y de otros componentes fotónicos en colaboración con investigadores de los laboratorios Bell de *Lucent Technologies*, de Estado Unidos. Este programa fue el medio para realizar las simulaciones numéricas de las compuertas lógicas fotónicas XOR en esta tesis.

Actualmente, el desarrollo de simuladores de dispositivos fotónicos tiene gran importancia en el área de telecomunicaciones, debido a la creciente necesidad de realizar tareas de procesamiento de información a grandes velocidades (>40 Gb/s) por medio de dispositivos fotónicos. En las últimas décadas, investigadores de universidades y de centros de investigación han presentado diversas técnicas y soluciones numéricas para poder modelar y simular diversos componentes fotónicos. El objetivo es simular estructuras complejas compuestas por decenas de

elementos que en conjunto cumplan una función, cada elemento pretende funcionar como lo haría el dispositivo físico implementado con tecnología PIC<sup>14</sup>.

El simulador seleccionado está diseñado cuidadosamente para poder operar en las actuales computadoras personales, considerando el tiempo de procesamiento y la memoria disponible, sin descuidar los modelos matemáticos necesarios para obtener resultados confiables y prácticos. Para implementar el simulador del amplificador óptico de semiconductor, y demás dispositivos ópticos (amplificadores, acopladores, filtro, etc.), se escogió LabVIEW. La estructura modular del programa lo convierte en una herramienta fácil de actualizar y de utilizar, brindando sencillez, velocidad, flexibilidad y gran alcance. Además, el ambiente de programación es intuitivo y la simulación es interactiva, sin omitir las ventajas en términos de costo. También, el programa utilizado cobra importancia al ser escrito en un ambiente gráfico [49, 77 y 78].

### 4.3.1 Unidades de simulación

El simulador está integrado por diversas unidades de simulación (US) o modelos dinámicos que procesan una señal compleja formada por una versión muestreada a tasas de procesamiento de hasta 160 Gb/s o más. El uso de US hace posible construir complejas estructuras fotónicas unidas en forma de bloques. Algunas US son elementos muy sencillos, por ejemplo, un MMI, que escala la señal (-3dB) y cambia la fase de la señal. Otras US, como generadores de pulsos y filtros ópticos son más complejos. La US dedicada a simular el amplificador óptico de semiconductor está basada en un complejo modelo numérico, los detalles del modelo pueden ser encontrados en [49].

La US del SOA está basada en un sistema de ecuaciones diferenciales parciales acopladas no lineales que no pueden resolverse analíticamente, y que, por lo tanto, han sido resueltas empleando métodos numéricos. En esta unidad se describe el comportamiento de la densidad de portadores y de los fenómenos asociados con los fenómenos ultrarrápidos. El programa también contempla la ecuación de propagación de onda que viaja a través del dispositivo y una serie de constantes que caracteriza los fenómenos existentes en el SOA, algunos de ellos mencionados en el capítulo 3. Algunas de las principales características de esta US son [49,78]:

- Dirección del campo de propagación unidireccional, es decir, consta de una sola entrada y salida que permite únicamente la propagación de la señal en una dirección.
- Modelo en el dominio del tiempo, permite calcular de una manera muy simple múltiples canales.
- Efectos no lineales, son considerados todos los efectos no lineales adjudicados a la dinámica de portadores que afectan la tasa de transmisión desde 10 Gb/s y hasta más de 160 Gb/s.

---

<sup>14</sup> Photonic Integrated Circuits



- Se incluyen los efectos de la amplificación por emisión estimulada (ASE), éste es el primer modelo unidireccional que incluye el impacto del fenómeno ASE en el comportamiento de la ganancia.

En la figura 4.20 se muestra el panel frontal de la US del SOA. Como se puede observar es un ambiente gráfico amigable. Además, este panel admite cambios de todos los parámetros del SOA para adecuarlo a nuestros propósitos, por lo tanto no estamos limitados por parámetros predeterminado. También, en la figura se puede observar como cada amplificador que compone el MZI tiene un panel propio. El simulador es capaz de reproducir certeramente el comportamiento del SOA bajo todas las condiciones de operación posible en tiempo muy corto. Es posible modificar las condiciones geométricas del simulador, la corriente de alimentación, condiciones iniciales y los parámetros del material. Todo lo anterior para cada amplificador usado.

La figura 4.21 representa la unidad de simulación de las secuencias de bits A y B, y de la señal CW que se inyectan en la compuerta. En este panel se encuentra información referente al número de bits de la secuencia pseudo-aleatoria de pulsos ópticos, el número de muestras por bits, el periodo de bit y el ancho de banda de simulación. En todas las simulaciones de esta tesis se utilizaron secuencias de 512-bits. Para las secuencias pseudo-aleatorias se necesita especificar el ciclo de trabajo, y la potencia pico de los pulsos. Es necesario adjuntar el archivo donde se especifican los caracteres binarios que representan las señales ópticas RZ unipolares. Con esta información, la subrutina encarga de generar señales ópticas pseudo-aleatorias mediante pulsos Gaussianos inyecta la información al interferómetro.

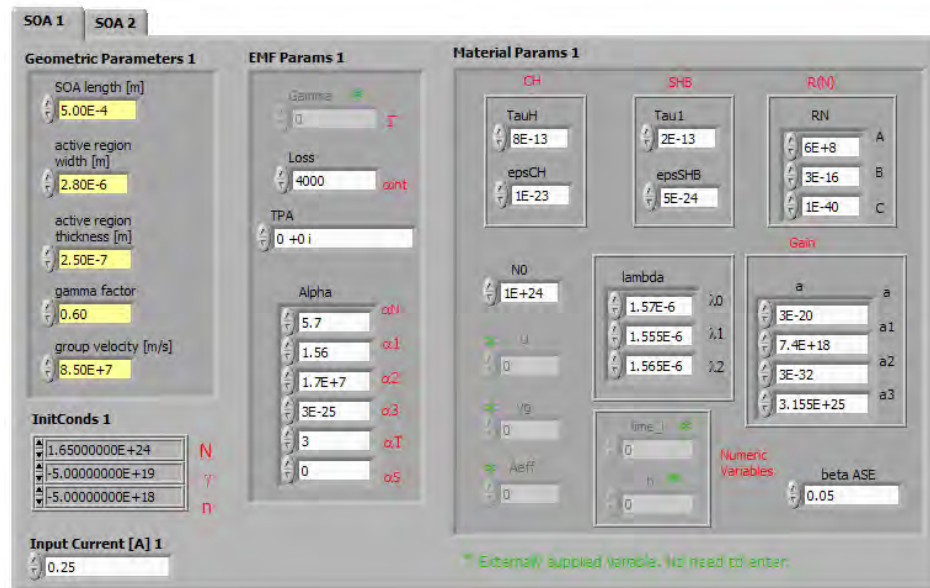


Figura 4.20 Interfaz gráfica para el modelo del SOA1.

También existe un panel que caracteriza el filtro óptico, se muestra en la figura 4.22. El panel frontal del filtro permite modificar la frecuencia central, el ancho de banda y el orden del filtro. En todas las simulaciones se utilizó un filtro centrado a 194.7 [THz], que corresponde a la frecuencia de la señal de prueba CW con un ancho de banda de 1800 [GHz].

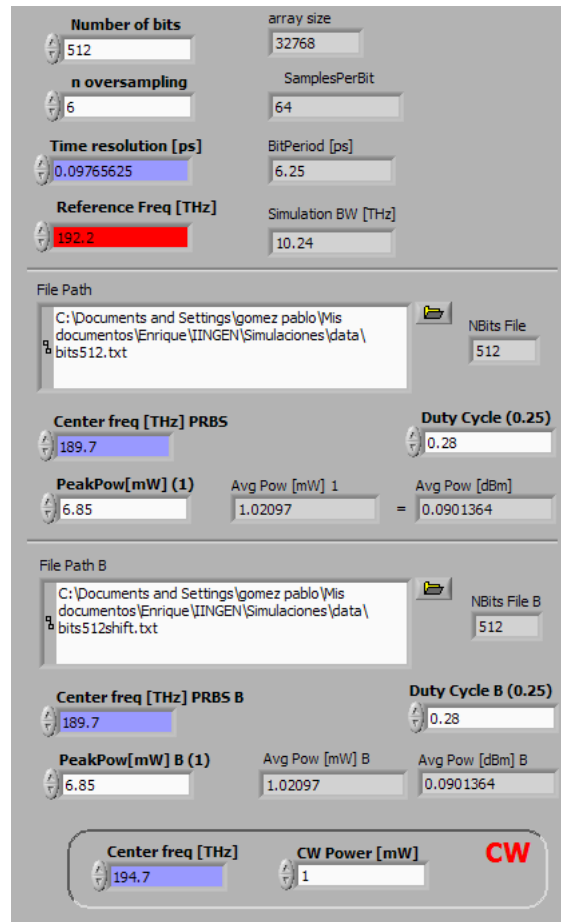


Figura 4.21 Interfaz gráfica para las secuencias de datos A y B, y la secuencia de la señal CW.

Como en las simulaciones se utiliza el SOA-MZI con modo diferencial, en el panel frontal se define retraso entre las señales. Este bloque retrasa la señal de entrada en cada brazo del interferómetro un lapso de  $\tau$  [ps], muy comúnmente este valor corresponde al ancho del pulso, figura 4.23.

El programa de simulación también proporciona un patrón de ojo de la salida del dispositivo. Y bajo la programación del panel frontal se puede obtener información acerca del BER y del factor de calidad Q.

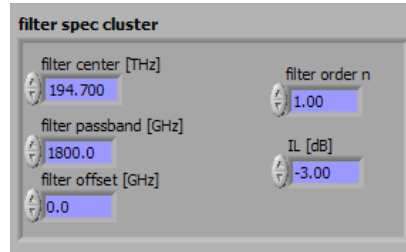


Figura 4.22 Interfaz gráfica para el filtro óptico.



Figura 4.23 Interfaz gráfica para el retraso,  $\tau$  [ps].

#### 4.4 Implementación en el simulador del SOA-MZI con esquema diferencial

En las secciones anteriores ya se presentó el estudio del modelo del SOA-MZI y también se mostraron los paneles frontales de los módulos del simulador. Esta sección tiene como objetivo mostrar los resultados de la simulación de una compuerta lógica fotónica XOR basada en el SOA-MZI con esquema diferencial a 160 Gb/s.

Los simulaciones realizadas en esta investigación se efectuaron usando SOAs con las mismas características. En el panel frontal del SOA y en la tabla 4.2 se enlistan los parámetros utilizados para la simulación del SOA. El amplificador tiene una región activa de 0.5 [mm] y una sección transversal de 0.7 [ $\mu\text{m}^2$ ]. La corriente de polarización en ambos amplificadores es de 0.25 [A]. En la figura 4.24 se puede apreciar el diagrama de bloques de LabVIEW del SOA-MZI con modo diferencial para la compuerta XOR.

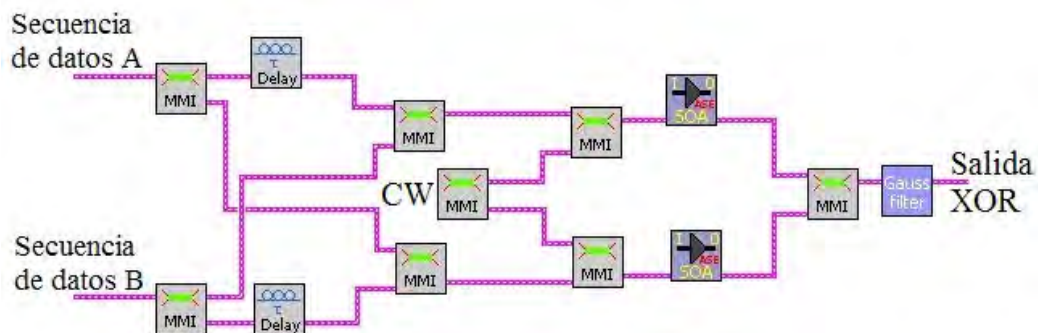


Figura 4.24 Diagrama de bloques de la compuerta XOR convencional.

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidad
Longitud de la región activa	L	0.500	mm
Profundidad de la región activa	d	0.250	$\mu\text{m}$
Ancho de la región activa	w	2.800	$\mu\text{m}$
Factor de confinamiento	$\Gamma$	0.6	
Velocidad de grupo	$v_g$	$8.5 \times 10^7$	m/s
Corriente inyectada	I	$250 \times 10^{-3}$	A
Densidad de portadores	$N_0$	$1.0 \times 10^{24}$	$1/\text{m}^3$
Tiempo de relajación de temperatura	$\tau_h$	800	fs
Tiempo de dispersión portador-portador	$\tau_1$	200	fs
Factor CH de compresión de ganancia	$\epsilon_{CH}$	$1 \times 10^{-23}$	$\text{m}^3$
Factor SHB de compresión de ganancia	$\epsilon_{SHB}$	$0.5 \times 10^{-23}$	$\text{m}^3$
Ganancia diferencial	$a_0$	$3 \times 10^{-20}$	$\text{m}^2$
Coefficiente de parametrización de la ganancia	$a_1$	$0.074 \times 10^{20}$	$1/\text{m}^3$
Coefficiente de parametrización de la ganancia	$a_2$	$3.0 \times 10^{-32}$	$\text{m}^4$
Coefficiente de parametrización de la ganancia	$a_3$	$3.155 \times 10^{25}$	$1/\text{m}^4$
Coefficiente de fuga	A	$6 \times 10^8$	1/s
Coefficiente biomolecular	B	$3 \times 10^{-16}$	$\text{m}^3/\text{s}$
Coefficiente de Auger	C	$1 \times 10^{-40}$	$\text{m}^6/\text{s}$
Longitud de onda en la transparencia	$\lambda_0$	1570	nm
Longitud de onda más corta	$\lambda_1$	1555	nm
Longitud de onda más larga	$\lambda_2$	1565	nm
Pérdidas internas	$\alpha_{int}$	4000	1/m
Factor de acoplamiento ASE	$\beta$	0.05	
L.E.F. <sup>15</sup>	$\alpha_T$	3.0	
L.E.F.	$\alpha_0$	5.7	
Coefficiente de parametrización de L.E.F.	$\alpha_1$	1.56	
Coefficiente de parametrización de L.E.F.	$\alpha_2$	17	$1/\mu\text{m}$
Coefficiente de parametrización de L.E.F.	$\alpha_3$	$3 \times 10^{-25}$	$1/\text{m}^3$

Tabla 4.2 Parámetros del SOA

Para las señales de entrada A y B se utilizaron secuencias de pulsos pseudo-aleatorios de 512-bits a 160 Gb/s con pulsos gaussianos con un ancho de pulso de 1.75 [ps]. Las señales A y B están centradas a una frecuencia de 189.7 [THz] y la señal CW a una frecuencia de 194.7 [THz]. La potencia pico y promedio de las señales de datos es de 6.85 [mW] y

<sup>15</sup> Factor de incremento del ancho de línea espectral.

1.02 [mW], respectivamente, mientras que para la señal CW se utiliza un potencia pico de 1 [mW]. El filtro está centrado a la misma frecuencia que la señal CW con un ancho de banda de 1800 [GHz]. El retardo temporal de la señal es de 1.75 [ps], que corresponde al mismo valor del ancho de pulso Gaussiano.

La figura 4.25(a) y 4.25(b) muestran los pulsos Gaussianos de las secuencias A y B durante un lapso arbitrario de 200 [ps], respectivamente. El resultado de la simulación a 160 Gb/s se muestra en la figura 4.25(c). En la compuerta XOR solo cuando las secuencias A y B son distintas se obtiene un pulso a la salida, en otro caso existe ausencia de pulso. Este comportamiento está presente en la figura 4.25(c), haciendo patente el buen funcionamiento del SOA-MZI con esquema diferencial como compuerta XOR.

A primera vista en la figura 4.25(c) se puede percibir que la potencia de salida del SOA-MZI es muy baja comparada con la potencia de las señales A y B, e incluso comparada con la señal CW. Además, en esta gráfica es posible observar que los bits de unos en la parte central tienen menor potencia que los bits laterales, esto es debido a los efectos de *patterning*. Y es la principal limitante de esta compuerta a velocidades superiores a 40 Gb/s.

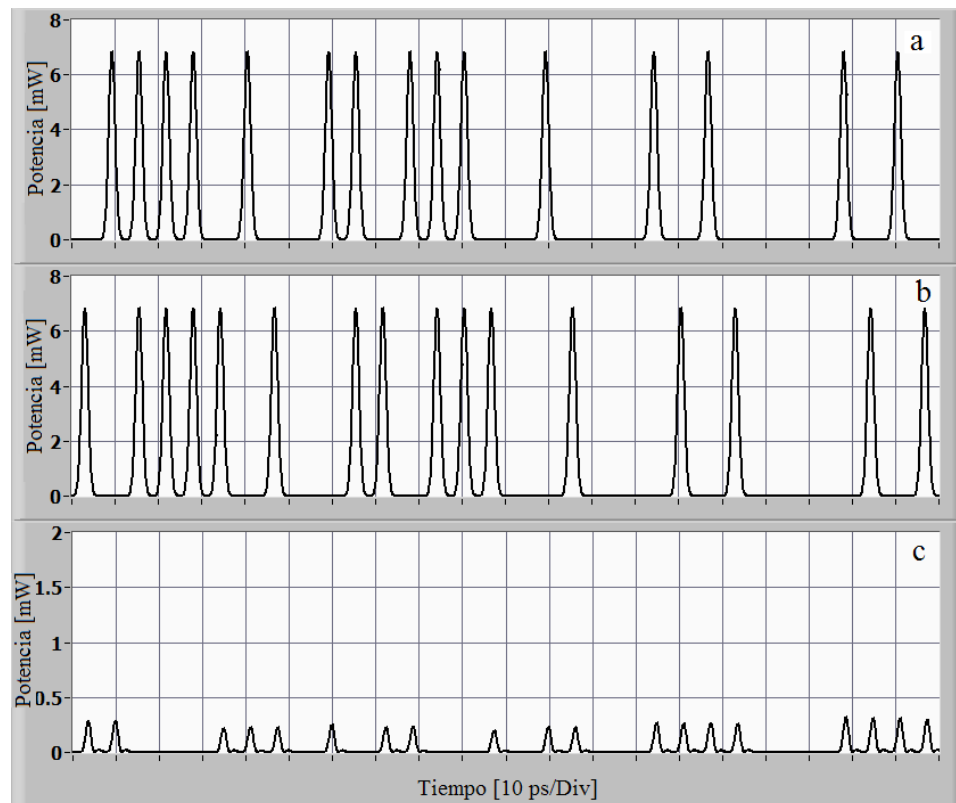


Figura 4.25 Resultados de simulación de la compuerta lógica fotónica a 160 Gb/s.  
a) secuencia de datos A, b) secuencia de datos B, y c) salida XOR

De acuerdo a los resultados obtenidos, en la figura 4.26 se muestra el diagrama de ojo de la compuerta. El programa de simulación calculó un factor Q de 4.9 y un BER aproximado de  $1E-7$ . El resultado de la Q está muy por debajo de un valor aceptable. Esto es especialmente crítico a la hora de colocar en cascada varios dispositivos de este tipo. También, es posible observar que el diagrama de ojo no es uniforme, es decir el bit uno esta dentro de un rango de 0.17 [mW] y 0.46 [mW], como se trata de un análisis numérico, se puede decir que esta variación es principalmente por la distorsión de la secuencia de bits. El diagrama también muestra un chipote adyacente a cada pulso que no se puede disminuir con esta configuración.

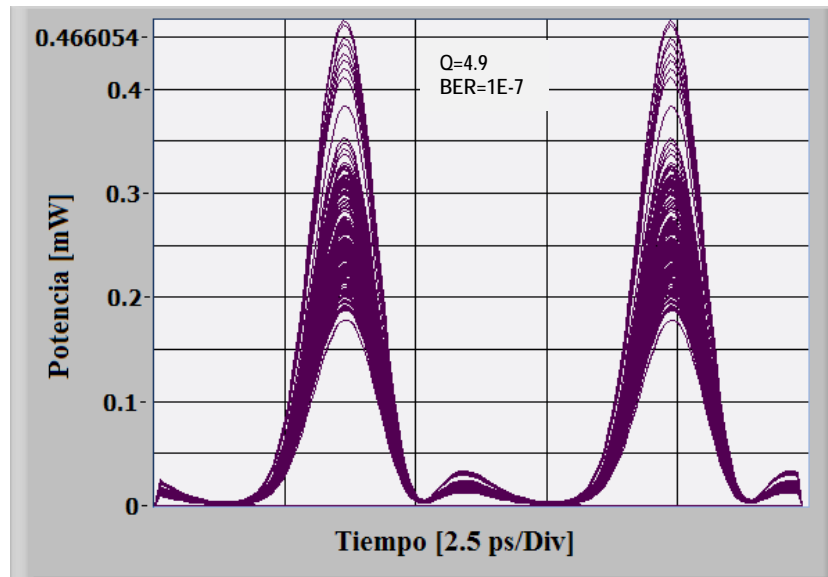


Figura 4.26 Diagrama de ojo de una secuencia pseudoaleatoria de 512-bit con SOA-MZI y esquema diferencial.

El chipote que se observa en el diagrama de ojo se puede reducir ligeramente desajustando la corriente que alimenta los amplificadores. Por otro lado, la disminución de la potencia promedio de las señales de datos y de la señal CW de entrada permite hacer más uniforme el diagrama de ojo. Así, la variación de algunos parámetros puede ayudar a mejorar el factor de calidad de la señal y el diagrama de ojo. Pero, los resultados a 160 Gb/s se mejoran notablemente con la nueva arquitectura que se explica en el capítulo 5, ésta implementa una técnica recientemente usada para mejorar la respuesta de un convertidor de longitud de onda a tasas incluso mayores que 160 Gb/s.

Como muestran los resultados, el desempeño de la arquitectura SOA-MZI con esquema diferencial es muy deficiente comparado con los resultados expuestos en la sección 4.2.2 al operar a altas velocidades de procesamiento.

# Diseño de una nueva compuerta XOR que opere a 160 Gb/s

A través de este capítulo se presenta y simula una novedosa arquitectura útil para implementar una compuerta XOR. La nueva arquitectura surge de la combinación del SOA-MZI con modo diferencial y el *turbo-switch*. Se expone este componente, relativamente nuevo, que permite disminuir los efectos de *patterning* debido al tiempo de recuperación de portadores del SOA.

### 5.1 Nueva compuerta lógica fotónica XOR

A pesar de la buena respuesta que se obtiene al implementar la compuerta XOR con la arquitectura SOA-MZI con modo diferencial la tasa de transmisión está limitada a 40 Gb/s. Generalmente para aplicaciones que utilizan SOAs la distorsión de la secuencia de bits de salida, para altas tasas de procesamiento, se debe principalmente a que el tiempo de recuperación de la ganancia del SOA es muy largo (~100 ps). Esto se observa claramente en la sección 4.4 de esta tesis, donde la secuencia de bits de salida sufre distorsiones cuando la compuerta XOR convencional opera a una tasa de 160 Gb/s. Una forma de solventar esta problemática es utilizando otro tipo de materiales, como los materiales de punto cuántico<sup>1</sup>. Otra posible solución es utilizar una nueva estructura llamada *turbo-switch*. Esta técnica parece ser aplicable a muchas arquitecturas que utilizan SOAs y basan su funcionamiento en los procesos de XGM y XPM. A continuación se explica su principio de operación.

#### 5.1.1 *Turbo-Switch*

Existen diversas alternativas para implementar un convertidor de longitud de onda utilizando SOAs, una forma práctica y sencilla consiste en usar un filtro óptico después de un SOA. El arreglo es similar al que se aprecia en la figura 5.1(a). Dos señales ópticas entran al amplificador, una señal

---

<sup>1</sup> Tomado del inglés: Quantum Dot Materials.

continua (CW) a  $\lambda_{cw}$  y una señal de datos a  $\lambda_{Datos}$ . Las señales dentro del SOA son afectadas por los procesos de XGM<sup>2</sup> y XPM<sup>3</sup> [79].

El esquema mostrado en la figura 5.1(a) basa su funcionamiento en la modulación por cruzamiento de ganancia (XGM). La XGM es la modulación de la ganancia inducida por una señal óptica de datos que afecta la ganancia de otro haz que se propaga en el SOA. Por ejemplo, si la intensidad de potencia de la señal de datos es alta, la densidad de portadores disminuye. En consecuencia, la señal CW adquiere la modulación de la señal de datos. Una de las desventajas de esta configuración es la disminución del OSNR<sup>4</sup>, debido a la supresión de parte del espectro de la señal por el filtro óptico; además la modulación de salida es inversa a la original [20,80].

Al intentar usar esta configuración a muy altas tasas de bits, mayor a 40 Gbps, surge otro problema. Ya que el SOA requiere un tiempo de recuperación de ganancia relativamente largo (~100 [ps]), el amplificador no proporciona aproximadamente la misma ganancia a todos los bits de la secuencia de bits de entrada, y la calidad de la señal óptica de salida se distorsiona visiblemente. A este efecto se le conoce como *patterning* o distorsión de la secuencia de bits [81]. Y éste es el principal problema de los amplificadores ópticos de semiconductor para aplicaciones de procesamiento óptico de señales.

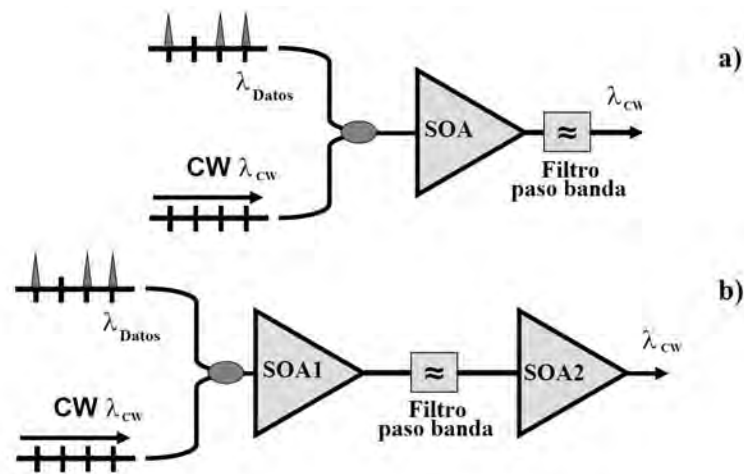


Figura 5.1 Convertidor de longitud de onda a) común y b) Turbo Switch.

Para evitar que la secuencia de bit de salida se distorsione, la magnitud de saturación de ganancia debe ser adecuadamente alta, o la dinámica del amplificador debe ser tal que los cambios transitorios de la ganancia no afecten a las secuencias de bits entrantes. Es decir, que el

<sup>2</sup> Cross Gain Modulation.

<sup>3</sup> Cross Phase Modulation.

<sup>4</sup> Optical Signal to Noise Ratio.



tiempo de recuperación de la ganancia no sea tan grande comparado con el periodo de la secuencia de bits [82]. A tasas de bits muy altas, después del primer pulso que entra al dispositivo la ganancia del dispositivo baja y no se recupera totalmente antes de que llegue el segundo pulso y por lo tanto la ganancia del segundo pulso es menor; idealmente la ganancia debe ser igual para todos los pulsos para evitar la distorsión de la secuencia de bits en XGM.

En un principio se creía que la velocidad de conversión de longitud de onda usando la saturación de la ganancia del SOA estaba limitada por el tiempo de vida de los portadores, es decir, era posible aumentar la tasa de bits del convertidor hasta que los efectos de la distorsión de la secuencia de bits no fueran catastróficos. Sin embargo, recientes investigaciones mostraron que al colocar después del filtro paso banda un segundo SOA se puede aumentar la velocidad de procesamiento y al mismo tiempo disminuir visiblemente la distorsión de la secuencia de bits. Esta nueva configuración es mejor conocida como *turbo-switch* [79,83]. Es importante señalar que la velocidad de recuperación de la ganancia del SOA extra no se acelera, pero si de la arquitectura en general.

El *turbo-switch*, como se observa en la figura 5.1(b), se implementa añadiendo un amplificador en cascada al original convertidor de onda. En el dominio de la frecuencia, el segundo SOA se puede ver como un filtro no lineal, ya que la respuesta es muy similar a la que se obtendría si se utilizará un filtro paso banda selectivo que solo permitiría el paso de componentes particulares del espectro de la señal CW. Como se puede observar, la nueva estructura consiste de dos amplificadores separados por un filtro paso banda, el cual solo permite el paso de la señal CW al segundo amplificador. Con esta configuración se mejora el rendimiento del convertidor de longitud de onda; ya se han reportado convertidores de longitud de onda funcionando a 170 Gb/s bajo esta configuración [80, 84]. A continuación se explica con más detalle que es lo que sucede con la dinámica de la ganancia y de la fase al usar el *turbo-switch*.

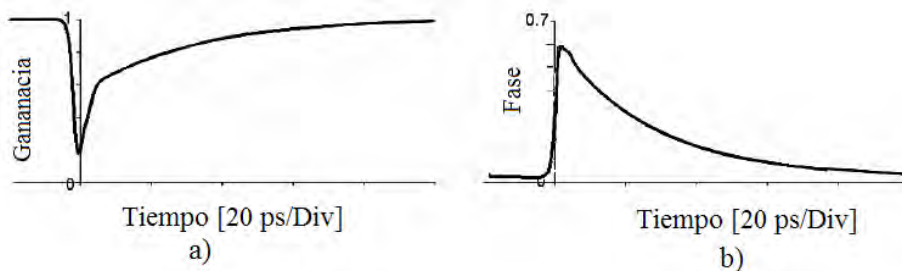


Figura 5.2 Respuesta de a) la ganancia y de b) la fase del SOA.

En la figura 5.2 [80] se muestra la típica respuesta de la ganancia y fase de un SOA a un pulso óptico. En el convertidor de longitud de onda, los cambios en la ganancia y fase son conferidos a una señal de prueba CW. Normalmente la respuesta de la ganancia tiene dos componentes. Una ultrarrápida, por el proceso no lineal intrabanda de calentamiento de portadores

(CH); y otra más lenta debido al bombeo eléctrico. La fase tiene las mismas dos componentes, aunque la componente ultrarrápida es ligeramente más reducida debido a que existen menos cambios del índice de refracción asociados con el proceso de CH. Fundamentalmente, el objetivo es aprovechar solo la componente ultrarrápida y minimizar la influencia de la componente lenta. El *turbo-switch* es el elemento que logra este fin. A continuación se explica la forma en que cambia la dinámica de la ganancia y de la fase en el segundo SOA del *turbo-switch* y en general.

Como se observa en la figura 5.1(b), la señal de datos y la señal CW con longitudes de onda  $\lambda_{Datos}$  y  $\lambda_{CW}$ , respectivamente, son combinadas y luego inyectadas en el SOA1. Llevándose a cabo un proceso dinámico de modulación de la ganancia y de la fase de la señal CW que se propaga, como se observa en la figura 5.2. Después se encuentra un filtro paso banda centrado a  $\lambda_{CW}$ . Entonces, en el SOA2 solo es inyectada la señal CW que ya tiene la información de la señal de datos debido a los procesos de XGM y XPM. En el segundo amplificador, en presencia de un pulso ocurre un proceso de auto-modulación de la ganancia, y también un proceso de auto-modulación de la fase. La respuesta de la dinámica de la ganancia en el SOA2 es mostrada en la figura 5.3(a), y de inmediato se puede percibir que es diferente a la del SOA1 mostrada en la figura 5.2(a). En el segundo amplificador la dinámica de la ganancia y de la fase actúa en oposición de la componente lenta, manteniendo la componente ultrarrápida sin cambios. El efecto total del *turbo-switch* es una recuperación de ganancia y de fase mucho más rápida, como se observa en la figura 5.3(b), en comparación con la figura 5.2(a). Entonces, el resultado a la salida del *turbo-switch* es el haz modulado cuya longitud de onda es  $\lambda_{CW}$  con menos distorsión de la secuencia de bits a una alta tasa de bits [83].

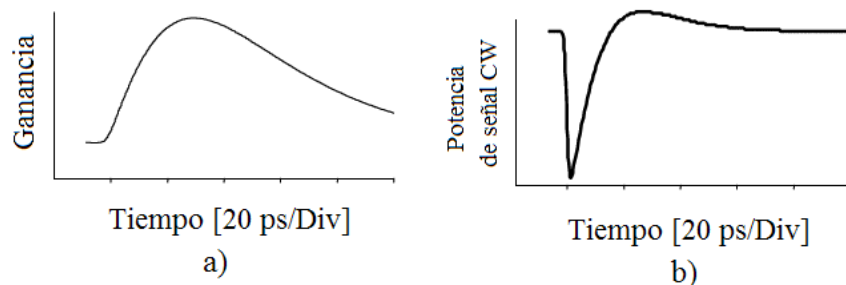


Figura 5.3 a) Respuesta de la ganancia en el SOA2 de la señal modulada CW del SOA1 y b) respuesta general del *turbo-switch*.

En la figura 5.4 se puede observar la dinámica de la ganancia y de la fase después del SOA1 y después del SOA2 (*turbo-switch*) [83]. El *turbo-switch* mejora la velocidad de recuperación de la ganancia y de la fase en general y por lo tanto reduce los efectos de *patterning* a altas tasas de procesamiento. El hecho de que el *turbo-switch* tenga una recuperación de ganancia y fase

mucha más rápida, e incluso casi comparable con la de los más modernos QD-SOA<sup>5</sup>, tiene que ver con la superioridad del diseño antes que con la velocidad de los componentes individuales.

Observando las gráficas de la configuración del convertidor de longitud de onda con *turbo-switch* se aprecia que el tiempo de recuperación de ganancia es menor a 30 [ps], en la dinámica de la fase también se nota un cambio similar. Con esto, los efectos de *patterning* son disminuidos casi en su totalidad, incluso a tasas mayores a 100 Gb/s, sin afectar el OSNR [85].

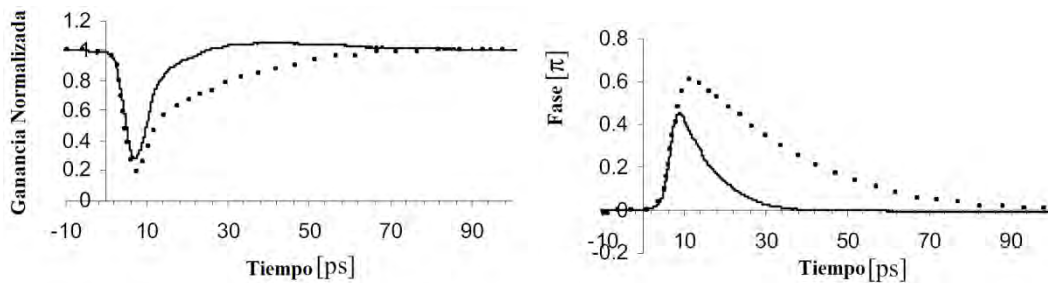


Figura 5.4 Dinámica de la ganancia y fase después del SOA1 (líneas punteadas) y después del SOA2 (líneas continuas).

### 5.1.2 El *turbo-switch* en el interferómetro de Mach-Zehnder

Como se explicó en el capítulo 3, el SOA-MZI inicialmente fue diseñado para realizar conversión de longitud de onda, desafortunadamente su uso no fue tan popular para este fin. Otra aplicación de esta arquitectura interferométrica fue la compuerta lógica XOR. Ahora, se busca la integración del *turbo-switch* en aplicaciones que basen su funcionamiento en los procesos de XGM y XPM para acelerar la velocidad de procesamiento de señales.

Actualmente, el SOA-MZI con modo diferencial es la arquitectura preferida para implementar la compuerta XOR. En los últimos años el *turbo-switch* apareció como otra opción para incrementar la velocidad de un convertidor de longitud de onda, y reducir los efectos *patterning* notablemente [87], desde entonces su uso se ha expandido a otras aplicaciones que usan algún SOA en su arquitectura como: conmutadores, convertidores ópticos NRZ-RZ y generadores de pulsos [79, 86, 84]. Considerando los beneficios de utilizar el *turbo-switch* en un convertidor de longitud de onda, en esta tesis se propone, por primera vez, integrar el *turbo-switch* en el interferómetro de Mach-Zehnder para investigar su funcionamiento al implementar la compuerta XOR.

<sup>5</sup> Quantum-Dot Semiconductor Optical Amplifiers.

En este trabajo se propone integrar el *turbo-switch* (*TS*) en el SOA-MZI con modo diferencial para formar una novedosa arquitectura que permita incrementar la velocidad de la compuerta XOR que se presenta en el capítulo 4. La nueva arquitectura, SOA-MZI-TS, pretende reducir los efectos de *patterning* al utilizarse a una velocidad de 160 Gb/s.

Se decide colocar *turbo-switch* en cada rama del interferómetro para poder acelerar los procesos de XGM y XPM, y reducir en lo posible la componente lenta de la dinámica de la ganancia y de la fase responsable de la distorsión de la secuencia de bits. Entonces, fue necesario incluir dos amplificadores y un filtro más a la arquitectura convencional SOA-MZI con modo diferencial.

La nueva arquitectura propuesta tiene una estructura similar a la presentada en la figura 4.11 del capítulo 4 de esta tesis, y su principio de operación es el mismo. La diferencia consiste, básicamente, en añadir dos SOAs, uno en cada rama del interferómetro con sus respectivos filtros paso banda. La estructura continúa siendo sencilla para poder integrarlo a otros sistemas [8]. La figura 5.5 muestra el nuevo SOA-MZI-TS con esquema diferencial propuesto para la compuerta XOR. Los componentes extras aceleran los procesos dinámicos en el interferómetro, por lo tanto, se espera eliminar la distorsión de secuencias de bits sin afectar el OSNR a una tasa de 160 Gb/s.

La forma en que opera la nueva arquitectura se explica a continuación. Como se observa en la figura 5.5 existen tres señales ópticas: una señal de prueba CW a una longitud de onda  $\lambda_{XOR}$  y dos secuencias de datos A y B a  $\lambda_1$  y  $\lambda_2$ , respectivamente. Las señales A y B son combinadas y luego inyectadas en los puertos 1 y 2 del SOA-MZI. En el puerto 1, la señal B está  $\tau$  [ps] delante de la señal A, mientras que en el puerto 2 la señal A está  $\tau$  [ps] delante de la señal B.

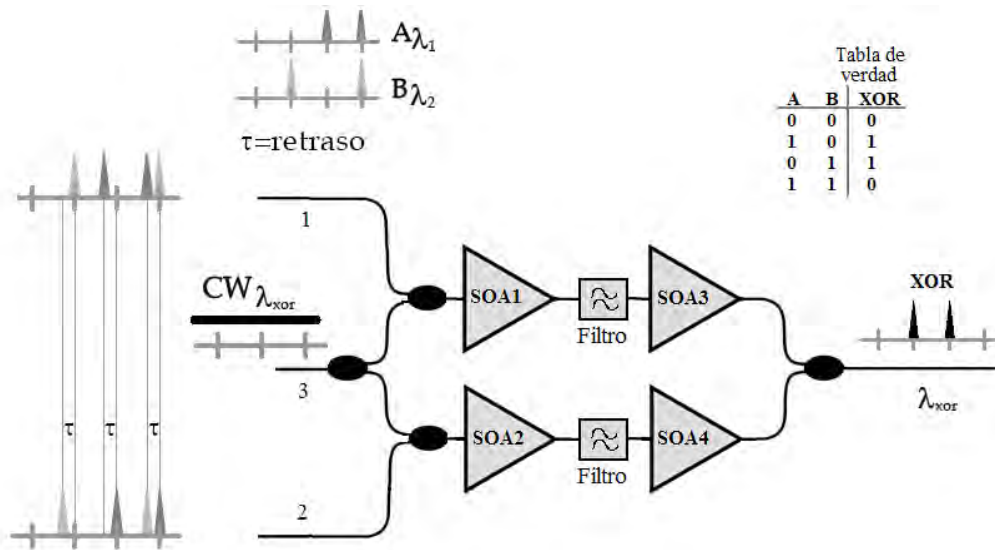


Figura 5.5 Diagrama esquemático de la nueva compuerta XOR basada en el SOA-MZI-TS con modo diferencial.

Al ser inyectadas las secuencias de datos A y B en el SOA-MZI se lleva a cabo un proceso dinámico de modulación de la ganancia y de la fase de la señal CW que se propaga simultáneamente. EL SOA1 modula la fase de la señal CW por un factor  $\varphi_1$ , y el SOA2 por un factor  $\varphi_2$ . Después, el filtro paso banda solo permite el paso de las señales CW y elimina las señales A y B. En los SOA3 y SOA4 ocurre un proceso de auto-modulación de la ganancia y de auto-modulación de la fase de las señales CW. Reduciendo notablemente la componente lenta de la dinámica de la ganancia y de la fase. A pesar de estos procesos la diferencia de fase  $|\varphi_1 - \varphi_2|$  entre las señales que viajan por las ramas del interferómetro se mantiene constante. Por último, en el acoplador a la salida del interferómetro las señales CW provenientes de las ramas del interferómetro interfieren.

En la siguiente sección, mediante las simulaciones computacionales, se detalla la forma en que el *turbo-switch* afecta el rendimiento de la estructura SOA-MZI con esquema diferencial y se verifica el funcionamiento de la nueva compuerta XOR.

### 5.2 Implementación en el simulador de la nueva compuerta lógica XOR

El programa de simulación desarrollado en LabVIEW constituye una plataforma de simulación que permite un amplio estudio de complejos circuitos fotónicos. Está basado en un diseño por bloques, es decir, permite construir un circuito simplemente interconectando módulos o unidades de simulación previamente programadas. De esta forma el programa de simulación permite incluir cualquier cantidad de unidades de simulación (SOAs, filtros, acopladores, etc.; que constituyen una librería de dispositivos necesarios en el modelado de los circuitos fotónicos) de una forma muy sencilla, únicamente es necesario crear una nueva unidad de simulación e interconectarla.

En la figura 5.6 se puede apreciar el diagrama de bloques y panel frontal de la nueva arquitectura. Es importante hacer notar que en el panel frontal del simulador también se pueden modificar los parámetros de los nuevos componentes; la tabla 5.1 [52] enlista los valores de los parámetros usados en la simulaciones, estos parámetros son representativos de un InGaAsP/InP SOA que opera en un rango cercano a 1550 [nm].

Las simulaciones se efectuaron usando SOAs con las mismas características. Los SOAs tienen una región activa de 0.5 mm y una sección transversal de 0.7 [ $\mu\text{m}^2$ ]. La corriente de polarización en los amplificadores es de 0.25 [A]. En cuanto a las señales de entrada A y B, se utilizaron secuencias de pulsos pseudo-aleatorios de 512-bits a 160 Gb/s con pulsos Gaussianos con ancho de pulso de 1.75 [ps]. Las señales A y B centradas a una frecuencia de 189.7 [THz] y la señal CW a una frecuencia de 194.7 [THz]. La potencia pico y promedio de las señales de datos es de 6.85 [mW] y 1.02 [mW], respectivamente, y la potencia de la señal CW

es 1 [mW]. Los filtros están centrados a la misma frecuencia que la señal CW con un ancho de banda de 1800 [GHz]. El retraso temporal de las señales es de 1.75 [ps], que corresponde al mismo valor del ancho de pulso Gaussiano. Por lo tanto, la nueva arquitectura está lista para ser probada, y analizar su operación como compuerta XOR.

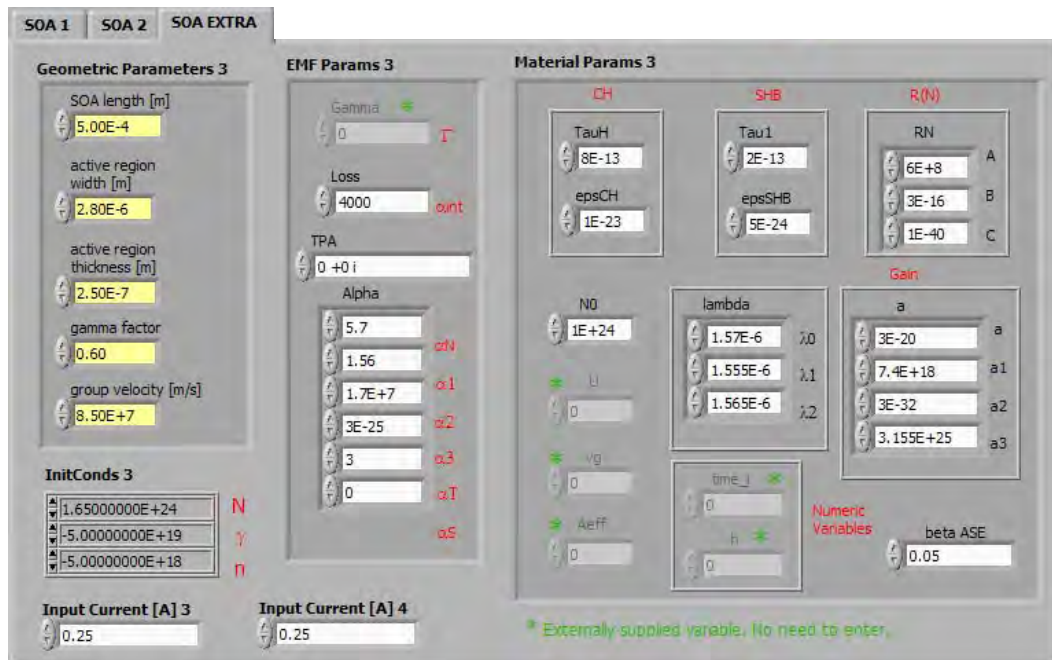
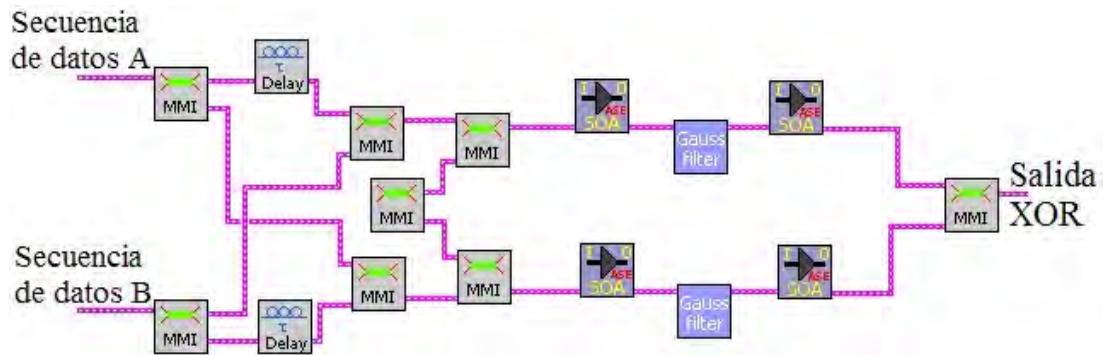


Figura 5.6 Diagrama de bloques y panel frontal de la nueva compuerta XOR.

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidad
Longitud de la región activa	L	0.500	mm
Profundidad de la región activa	d	0.250	$\mu\text{m}$
Ancho de la región activa	w	2.800	$\mu\text{m}$
Factor de confinamiento	$\Gamma$	0.6	
Velocidad de grupo	$v_g$	$8.5 \times 10^7$	m/s
Corriente inyectada	I	$250 \times 10^{-3}$	A
Densidad de portadores	$N_0$	$1.0 \times 10^{24}$	$1/\text{m}^3$
Tiempo de relajación de temperatura	$\tau_h$	800	fs
Tiempo de dispersión portador-portador	$\tau_1$	200	fs
Factor CH de compresión de ganancia	$\epsilon_{CH}$	$1 \times 10^{-23}$	$\text{m}^3$
Factor SHB de compresión de ganancia	$\epsilon_{SHB}$	$0.5 \times 10^{-23}$	$\text{m}^3$
Ganancia diferencial	$a_0$	$3 \times 10^{-20}$	$\text{m}^2$
Coefficiente de parametrización de la ganancia	$a_1$	$0.074 \times 10^{20}$	$1/\text{m}^3$
Coefficiente de parametrización de la ganancia	$a_2$	$3.0 \times 10^{-32}$	$\text{m}^4$
Coefficiente de parametrización de la ganancia	$a_3$	$3.155 \times 10^{25}$	$1/\text{m}^4$
Coefficiente de fuga	A	$6 \times 10^8$	1/s
Coefficiente biomolecular	B	$3 \times 10^{-16}$	$\text{m}^3/\text{s}$
Coefficiente de Auger	C	$1 \times 10^{-40}$	$\text{m}^6/\text{s}$
Longitud de onda en la transparencia	$\lambda_0$	1570	nm
Longitud de onda más corta	$\lambda_1$	1555	nm
Longitud de onda más larga	$\lambda_2$	1565	nm
Pérdidas internas	$\alpha_{int}$	4000	1/m
Factor de acoplamiento ASE	$\beta$	0.05	
L.E.F. <sup>6</sup>	$\alpha_T$	3.0	
L.E.F.	$\alpha_0$	5.7	
Coefficiente de parametrización de L.E.F.	$\alpha_1$	1.56	
Coefficiente de parametrización de L.E.F.	$\alpha_2$	17	$1/\mu\text{m}$
Coefficiente de parametrización de L.E.F.	$\alpha_3$	$3 \times 10^{-25}$	$1/\text{m}^3$

Tabla 5.1 Parámetros del SOA

Las figuras 5.7(a) y 5.7(b) muestran los pulsos Gaussianos de las secuencias A y B, respectivamente, durante un lapso arbitrario de 200 [ps]. Los resultados de la simulación de la nueva arquitectura se observan en la figura 5.7(c). Una tabla de verdad de la compuerta XOR se incluye en la figura 5.5. En la función XOR si las dos entradas son diferentes entre sí se tendrá un pulso en la salida, en otro caso existirá ausencia de pulso. Este comportamiento está presente en

<sup>6</sup> Factor de incremento del ancho de línea espectral.

la figura 5.7(c), haciendo patente el buen funcionamiento de la nueva compuerta SOA-MZI-TS con modo diferencial como compuerta XOR. Y como acontece con el convertidor de longitud de onda y demás ejemplos mencionados, la nueva arquitectura muestra mejoras notables directamente en la secuencia de bits de salida y en el diagrama de ojo de salida.

Visiblemente la respuesta de la nueva compuerta XOR se muestra menos afectada por el *patterning* que la respuesta de la arquitectura predecesora. También se puede observar que el chipote contiguo a cada pulso sigue presente. Entonces, la nueva arquitectura no pudo eliminar o reducir visiblemente esta característica. El chipote es resultado de la diferencia de fase entre las señales CW que viajan por los brazos del interferómetro, como se observa en la figura 4.12 del capítulo 4, y ya que los amplificadores extras mantiene continua la diferencia de fase es imposible que este desperfecto se elimine totalmente usando el *turbo-switch*.

En la figura 5.8 se muestra el diagrama de ojo a la salida de la secuencia de 512-bits a 160 Gb/s de la nueva compuerta. Con base en ello, el programa de simulación calculó un factor Q de 7.8, y un BER aproximado de  $3.5E-15$ . El factor Q está dentro de un buen rango y basado en el BER se puede decir que la nueva compuerta está libre de error.

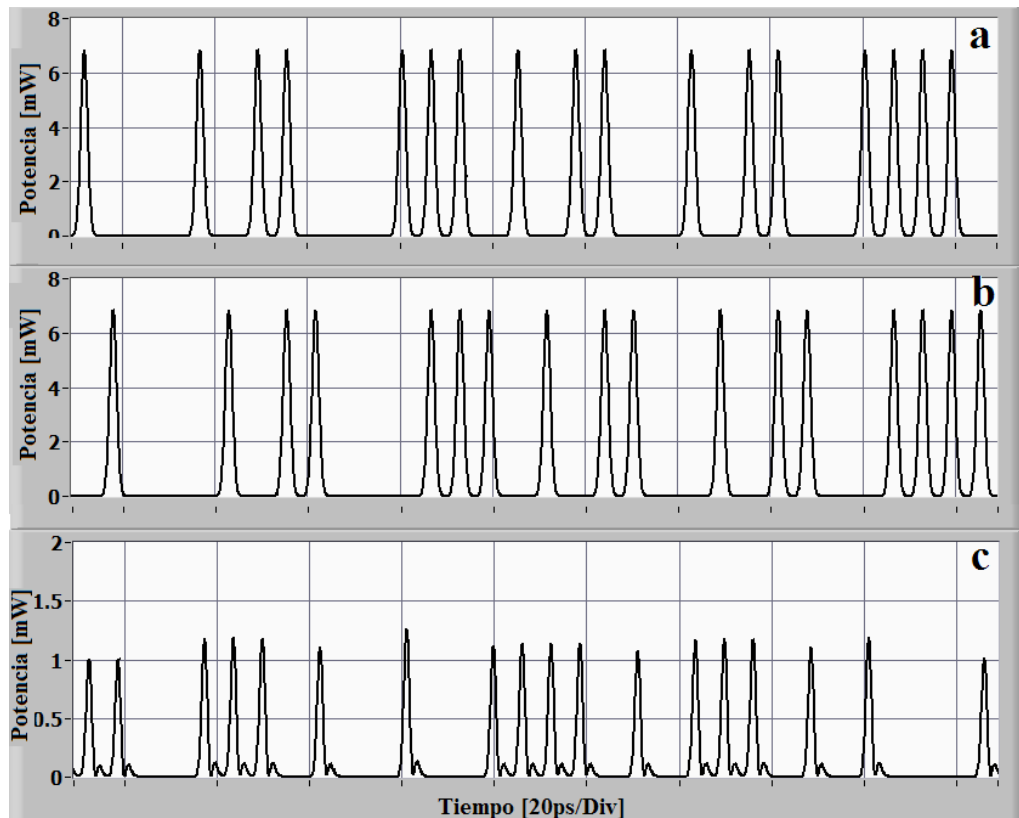


Figura 5.7 Resultados de la simulación de la nueva compuerta lógica fotónica a 160 Gb/s. a) secuencia de datos A, b) secuencia de datos B, y c) salida XOR.



El estudio demuestra que la nueva compuerta XOR, con arquitectura SOA-MZI-TS con modo diferencial, funciona. La nueva arquitectura reduce los efectos de *patterning* notablemente, proporciona a la salida una señal más potente y además se logra un factor Q dentro de un buen rango. Por otro lado, vale la pena mencionar que a pesar de los buenos resultados encontrados hasta ahora con la nueva compuerta, ésta necesita dos SOAs y un filtro más para su implementación, lo que aumentaría el consumo de potencia, costo, y la complejidad de diseño y fabricación. Además, para su implementación las secuencias de datos de entrada requieren un alto grado de sincronización.

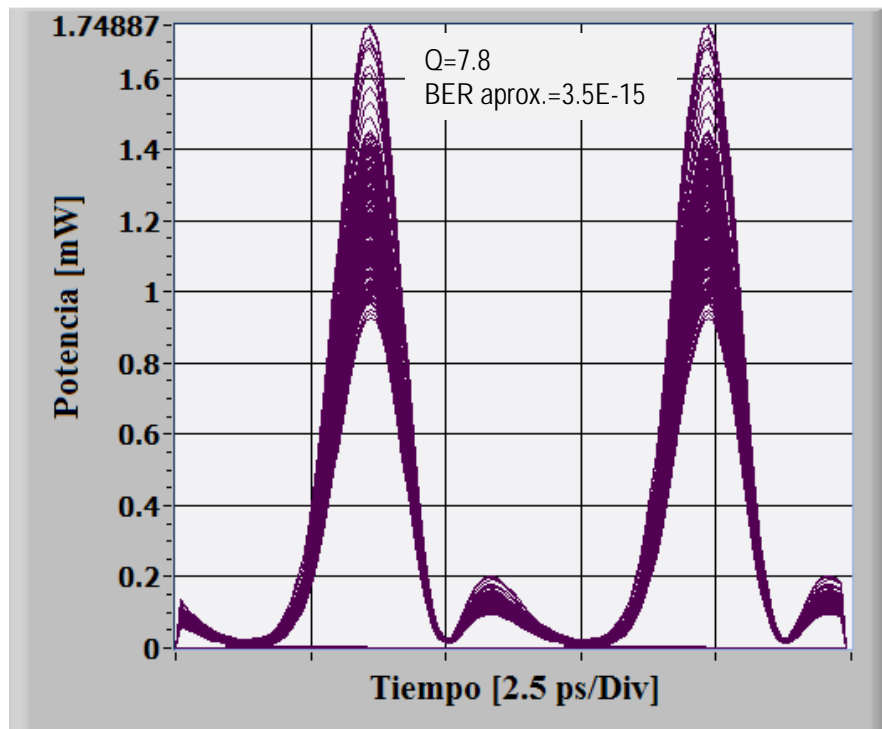


Figura 5.8 Diagrama de ojo de una secuencia pseudoaleatoria de 512-bits del SOA-MZI-TS con esquema diferencial.

### 5.3 Optimización de diseño

En general, el diseño en Ingeniería es un proceso iterativo. El diseño se modifica continuamente hasta cumplir un criterio aceptable de calidad definido por la aplicación, costo y la estética. Los parámetros de la nueva arquitectura abren todo un abanico de posibilidades para la optimización de su diseño. El programa de simulación utilizado sin duda es de gran ayuda para analizar y optimizar cualquier configuración de la nueva compuerta fotónica.

La optimización del desempeño del nuevo diseño depende de la precisa selección y variación de los parámetros de la compuerta XOR. Uno de los parámetros numéricos que determina el buen funcionamiento de la compuerta lógica es el factor de calidad  $Q$ , directamente relacionado con el BER. La optimización del factor  $Q$  y del diagrama de ojo se puede lograr mediante el programa de simulación desarrollado en LabVIEW.

Las diferentes secciones de optimización en este subcapítulo buscan incrementar el factor de calidad  $Q$  que se obtuvo en la sección anterior, que de inicio ya es mayor al que el que se obtuvo en el capítulo 4 con la compuerta XOR convencional. Al mismo tiempo, se busca obtener un diagrama de ojo lo más uniforme y abierto posible, sin descuidar la potencia promedio de la señal de salida de la compuerta, y tratando de reducir en lo posible la potencia del chipote adyacente a los bits de salida.

#### Variación de la corriente de alimentación de los SOAs extras

El objetivo de esta sección es observar la influencia e importancia de los SOAs extras en la nueva arquitectura interferométrica. Una forma fácil de lograr la meta es variar la corriente de alimentación de los amplificadores SOA3 y SOA4 y observar los cambios en los parámetros de salida. Entonces, se decide analizar la forma en que el BER varía a los cambios de la corriente de los SOAs extras. Recordemos que el BER cuantifica el número de errores de bit en una trama, y está directamente relacionado con el factor  $Q$  como lo indica la ecuación 4.43.

En la figura 5.9 se presenta la gráfica del BER aproximado como función de la corriente de alimentación de los SOA3 y SOA4. Podemos observar como a medida que la corriente disminuye el BER aumenta. Lo cual refleja que los efectos del *turbo-switch* están disminuyendo, y nuestra configuración se aproxima más al SOA-MZI convencional. En el SOA-MZI-TS los amplificadores SOA3 y SOA4 son los encargados de compensar la componente lenta de la dinámica de la ganancia y de la fase, para reducir los efectos de *patterning* a la salida de la compuerta.

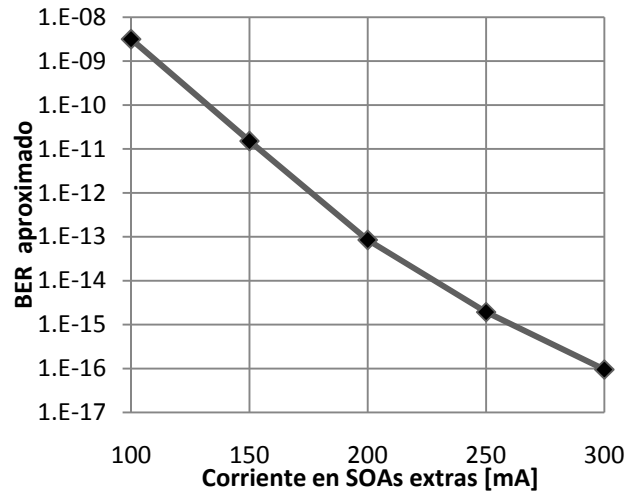


Figura 5.9 BER aproximado como función de la corriente de los SOA3 y SOA4.

En la figura 5.10 se observa el diagrama de ojo de la nueva configuración cuando la corriente en los SOAs extras es de 100 [mA], este diagrama de ojo se asemeja al de la figura 4.16 del capítulo 4, que corresponde al de la compuerta XOR predecesora. Esto demuestra la relevancia de los componentes extras en la nueva arquitectura, y de que un ligero incremento en la corriente de alimentación significa una mejora en la calidad de la señal.

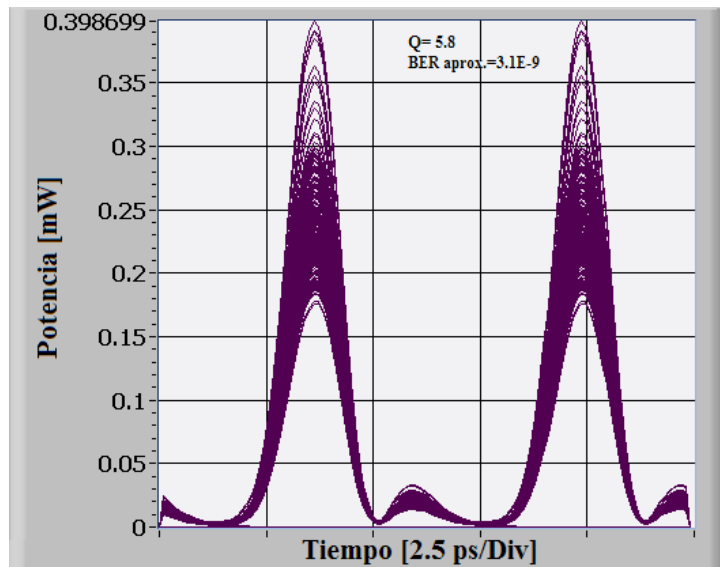


Figura 5.10 Diagrama de ojo de una secuencia pseudo-aleatoria de 512-bits del SOA-MZI-TS con esquema diferencial cuando la corriente en los SOAs extras es 100 [mA].

### Variación de la potencia de las secuencias de bits de entrada

La potencia de la señal óptica de entrada determina la forma en que varía la densidad de portadores en un SOA. Cuando se inyecta una señal óptica con una alta potencia, la concentración de portadores en la región activa disminuye debido al proceso de recombinación de emisión estimulada, de tal forma que la ganancia del amplificador es reducida; este proceso es conocido como saturación de la ganancia, y previamente definimos la potencia de saturación como la potencia de entrada necesaria para reducir la ganancia 3 dB.

Al estudiar la influencia de la potencia de las señales de datos se puede observar como al variar la potencia pico el factor Q muestra cambios significativos. Como se observa en la figura 5.11. El factor Q disminuye cuando la potencia pico de las señales de entrada aumenta. En los amplificadores SOA1 y SOA2 del SOA-MZI-TS se lleva a cabo el proceso de compresión total de la ganancia, concepto relacionado con el tiempo de recuperación de la ganancia, como se explica en el capítulo 3. Conforme se inyecta una señal menos potente al amplificador la compresión total de la ganancia es menor y por lo tanto los amplificadores SOA3 y SOA4, que aceleran la parte lenta de la dinámica de la ganancia y de la fase, compensan más fácilmente esta parte. Y el efecto general es una recuperación de la ganancia más rápida que se ve reflejado en el diagrama de ojo y en el factor Q.

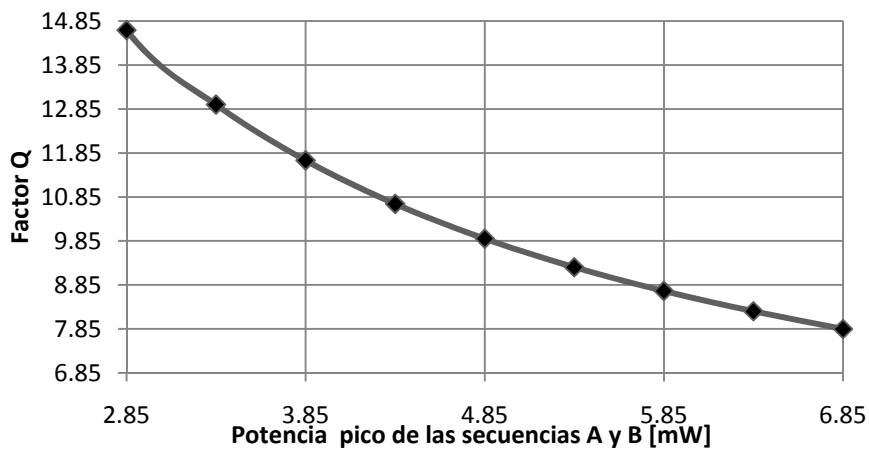


Figura 5.11 Factor Q como función de la potencia pico de las secuencias de entrada A y B.

En la figura 5.12 se muestra el diagrama de ojo de la simulación de una secuencia de datos de 512-bits con una potencia pico de 2.85 [mW], potencia CW de 1 [mW], y corriente de 270 [mA] en los amplificadores SOA3 y SOA4. El programa calculó un factor Q de 14.9, y se puede decir que esta configuración está prácticamente libre de error. A pesar del buen resultado, la señal

de salida tiene una potencia promedio relativamente baja comparada con el resultado de la primera simulación, pero mayor, tanto en potencia como en factor Q, que el resultado de la simulación de la compuerta antecesora.

Por lo tanto, para la configuración SOA-MZI-TS con esquema diferencial que se expone en la sección 5.2 es más conveniente utilizar potencias pico de entrada menores a 6.85 [mW] para obtener una señal de salida menos afectada por *patterning*.

También, en esta etapa se descubre que es posible hallar una relación óptima entre las potencias de las señales de entrada. Anteriormente, todas las simulaciones se realizaron con potencias iguales en las secuencias de datos.

La figura 5.13 muestra el factor Q como función de la potencia pico de la secuencia de datos B. Se mantuvo fija la potencia de la secuencia A en 6.86 [mW] mientras la potencia de la secuencia B se variaba entre valores de 5.95 [mW] y 7.95 [mW]. Como se observa en la gráfica, existe un valor para el cual el factor Q es máximo, y corresponde a una variación pequeña de la potencia con respecto a la potencia de la secuencia de datos A, también podemos observar como grandes variaciones de potencia entre las secuencias de datos ocasionan que el factor de calidad de la señal decaiga considerablemente.

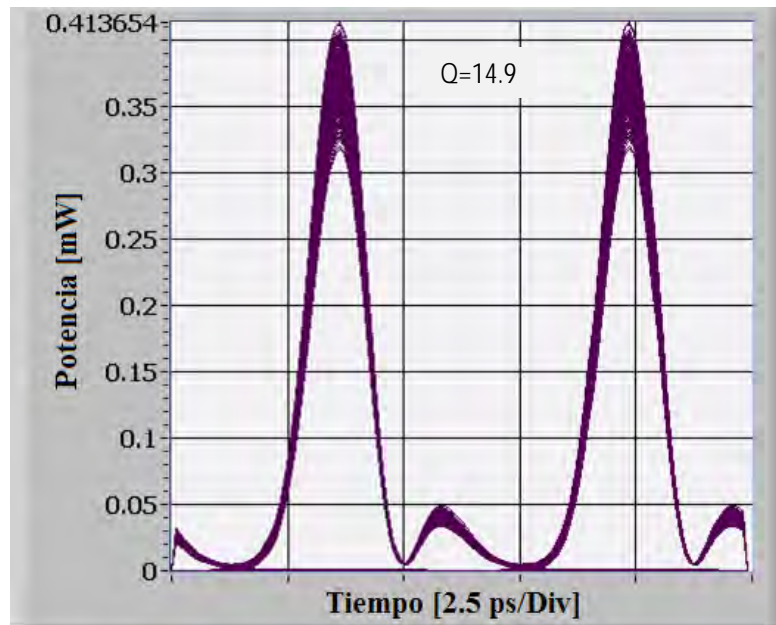


Figura 5.12 Diagrama de ojo de una secuencia pseudoaleatoria de 512-bits del SOA-MZI-TS con esquema diferencial cuando la corriente en los SOAs extras es 270 [mA] y la potencia de las secuencias de entrada es 2.85 [mW].

Entonces, se puede concluir que una pequeña variación entre las potencias pico de las secuencias de datos de entrada puede ayudar a incrementar ligeramente el factor de calidad Q de la señal de salida en la nueva arquitectura. Hasta cierto punto esto es funcional pues prácticamente se podrían tener pequeñas variaciones entre las potencias que se inyectan en la compuerta sin que se modifique rotundamente la calidad de la secuencia de bits de salida.

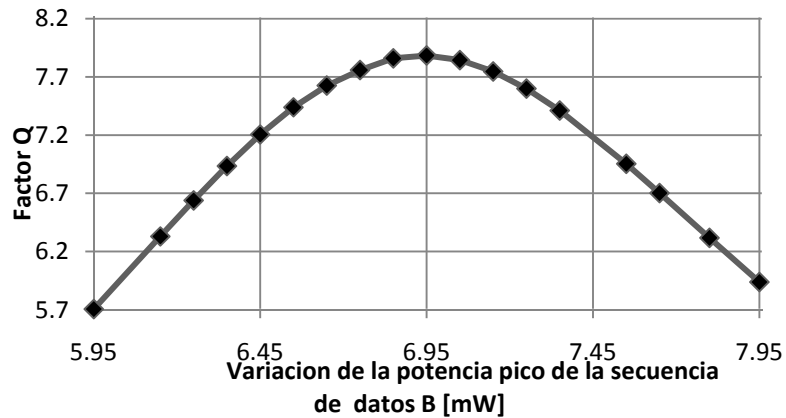


Figura 5.13 Factor Q como función de la potencia pico de la señal B.

También, las variaciones de la potencia de la señal CW provocan cambios importantes en el desempeño de la nueva compuerta. La señal CW después de ser modulada por los amplificadores SOA1 y SOA2 pasa a los amplificadores SOA3 y SOA4, donde ocurre un proceso de auto-modulación de la ganancia y de la fase. El objetivo es analizar las variaciones del factor de calidad Q de salida a cambios de la potencia de la señal CW de entrada al SOA-MZI-TS y encontrar un valor óptimo, tal que la amplificación en los SOAs extras de la señal CW sea la mejor. Como se observa en la figura 5.14 cuando la potencia de la señal CW aumenta, manteniendo constante la potencia de las señales de datos, también el factor Q aumenta. Por otro lado, al aumentar el factor Q se disminuye en la misma proporción la potencia promedio de la señal de salida.

Como ejemplo, en la figura 5.15 se aprecia el diagrama de ojo de la simulación de la nueva compuerta con una secuencia de bits de entrada de 6.85 [mW] y una señal CW de 1.8 [mW]. El programa calculó un factor Q de 10.6 y una potencia promedio de salida fue de 0.76 [mW], que corresponde a un valor de factor Q superior al de la simulación inicial, ver figura 5.8, pero con menor potencia promedio de salida. Por lo tanto, si se decide aumentar la potencia de la señal CW para aumentar el factor de calidad Q es necesario considerar que la potencia promedio de salida se disminuye.

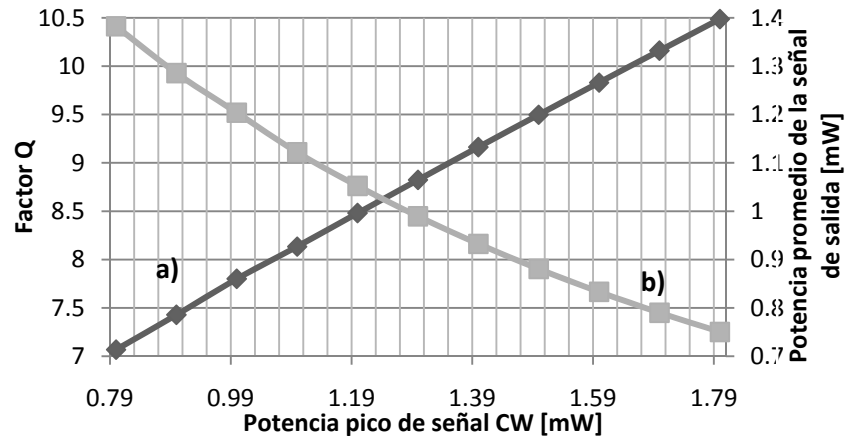


Figura 5.14 a) Factor Q y b) potencia promedio de la señal de salida como función de la potencia CW de entrada al SOA-MZI-TS.

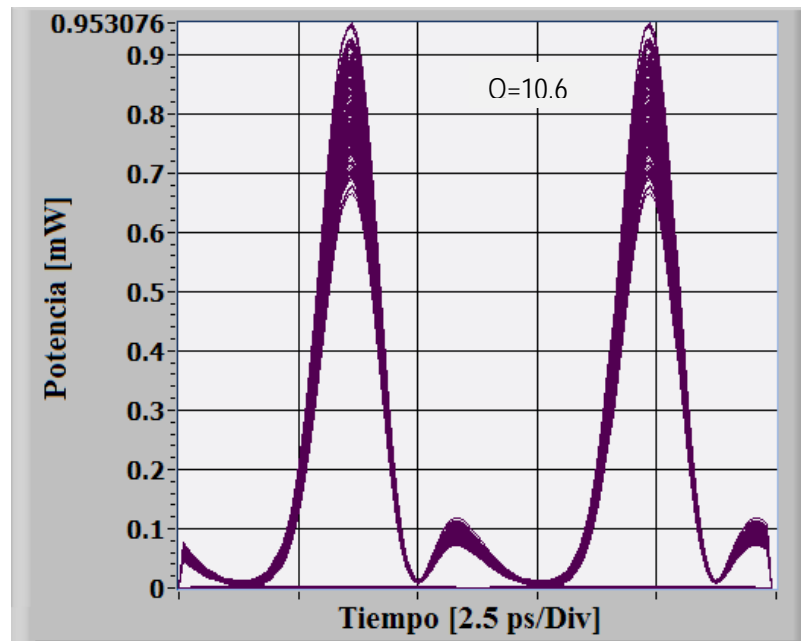


Figura 5.15 Diagrama de ojo de una secuencia pseudo-aleatoria de 512-bits del SOA-MZI-TS con esquema diferencial cuando la potencia pico de las secuencias de entrada es 6.85 [mW] y de CW es 1.8 [mW].

### Variación del retraso

También, con el fin de mejorar la calidad de la señal de salida y del diagrama de ojo se modificó el retraso entre las secuencias de bits de entrada. El retraso entre las señales de entrada determina la duración temporal de la ventana de conmutación, recordemos que solo durante la existencia de la ventana se crea el pulso óptico a la salida del interferómetro. Cuando se consiguen ventanas de conmutación más cortas temporalmente es posible aumentar la tasa de bits de la compuerta y reducir los efectos de *patterning*. Y ya que en la nueva compuerta la dinámica de ganancia y de la fase se acelera con ayuda del *turbo-switch*, es posible que retrasos más cortos proporcionen mejores resultados a 160 Gb/s, e incluso abren la posibilidad de que la nueva compuerta opere correctamente a una tasa de bits mayor.

En la gráfica 5.16 se observa el factor Q como función del retraso de la secuencia de bits de entrada al interferómetro. Se realizaron diversos experimentos considerando potencias pico de las secuencias de datos de entrada de 5 [mW] y 6.85 [mW]. Se puede observar como a medida que el retraso disminuye la calidad de la señal de salida aumenta. Este comportamiento está más presente cuando la potencia de la señal de entrada es de 5 [mW]. Aunque en esta gráfica no se muestra, al reducir el retraso a valores menores a 0.7 [ps] el factor Q comienza a reducirse muy rápidamente, ya que en este punto la ventana de conmutación comienza a desaparecer. La desventaja de aumentar el factor de calidad reduciendo el retraso es una secuencia de salida con menor potencia. Por ejemplo, al colocar un retraso de 1.4 [ps] se obtiene una potencia promedio de salida de 0.9 [mW], mientras que con 1.75 [ps] se obtiene una potencia promedio de salida de 1.2 [mW].

Por lo tanto, en la nueva compuerta XOR se pueden crear ventanas de conmutación más pequeñas que abren la posibilidad de incrementar su velocidad de operación. Por otro lado, a pesar de los buenos resultados, es necesario considerar que un retraso muy pequeño puede significar mayor complejidad de fabricación.

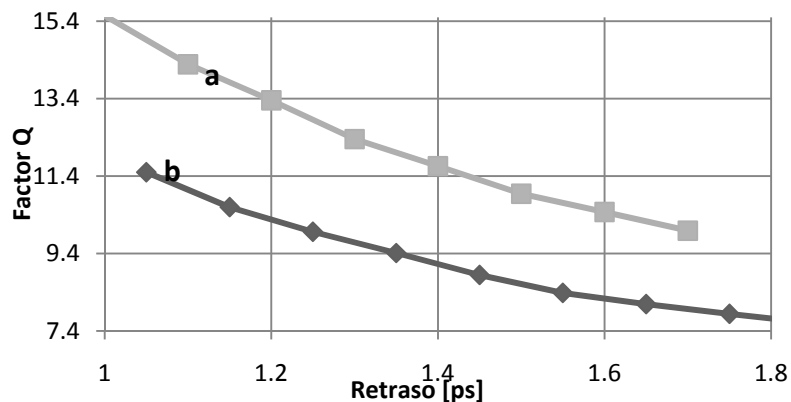


Figura 5.16 Factor Q como función del retraso de la secuencia de bits de entrada al interferómetro. Secuencias de entrada con potencia pico de a) 5 [mW] y de b) 6.85 [mW].



Como otro ejemplo de simulación, en la figura 5.17 se presenta un diagrama de ojo donde se optimizaron algunos de los parámetros expuestos en este subcapítulo. La potencia pico de las secuencias de datos es de 3.85 [mW], retraso de 1.4 [ps] y corrientes de los SOA3 y SOA4 de 0.27 [A]. El programa de simulación calculó un factor Q de 14.3 y un BER aproximado de  $8.9E-49$ .

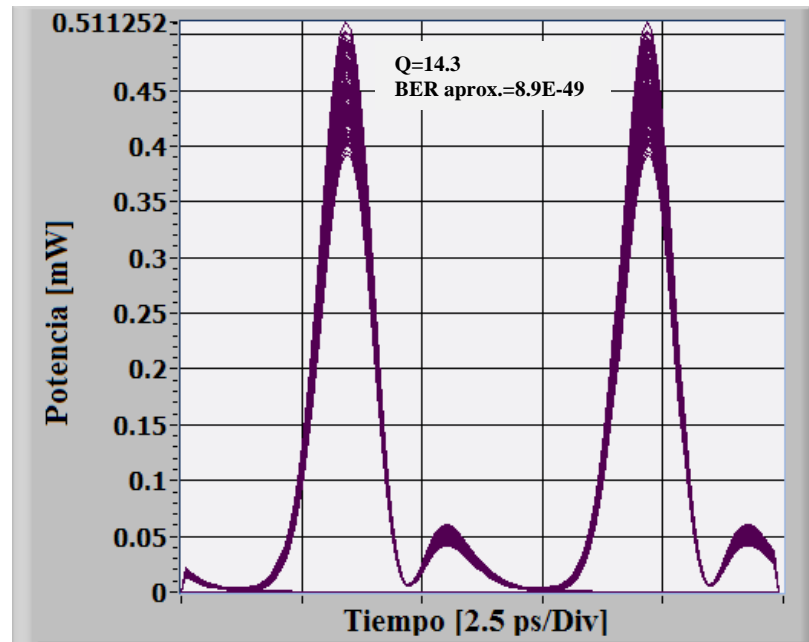


Figura 5.17 Diagrama de ojo de una secuencia pseudoaleatoria de 512-bits del SOA-MZI-TS con esquema diferencial.

#### 5.4 Desempeño de la compuerta lógica y comparación con predecesora

El principal problema de la compuerta XOR predecesora, expuesta en el capítulo 4, es la distorsión de la secuencia de bits a altas velocidades de procesamiento, que actualmente son de interés. Por lo tanto, su funcionamiento a 160 Gb/s se ve seriamente afectado. La solución más fácil a este problema sería diseñar amplificadores ópticos de semiconductor con nuevos material, los cuales acelerarán los procesos dinámicos. En esta tesis se propone una compuerta basada en una novedosa arquitectura utilizando los mismos tipos de amplificadores que en la compuerta predecesora.

En la figura 5.18 se muestra una comparación de la secuencia de bits de salida de la compuerta XOR convencional y de la nueva arquitectura a 160 Gb/s. La figura 5.18(a) y 5.18(b) muestra las secuencias de datos A y B, respectivamente, durante un lapso arbitrario de 200 [ps]. En la figura 5.18(c) se muestra la salida de la compuerta convencional, mientras en la figura 5.18(d) se muestra la salida de la nueva arquitectura. De inmediato se puede observar que los efectos de

*patterning* en esta última se han reducido visiblemente, e incluso se muestra una señal más potente, comparada con la salida de la compuerta predecesora.

El SOA tiene un tiempo de recuperación de la ganancia muy largo, lo cual lo hace poco eficiente para procesamiento óptico de información a muy altas tasas de bits. Con la compuerta XOR convencional los efectos de *patterning* inician a presentarse cuando funciona a tasas mayores a 40 Gb/s. Mientras que el diseño de la nueva compuerta XOR logra que la compuerta opere a 160 Gb/s con poca distorsión de la secuencia de bits. Por lo tanto, la verdadera superioridad de la nueva compuerta reside en su arquitectura más que en los componentes individuales.

En las figuras 5.19 y 5.20 se presentan los diagramas de ojo de la salida de las compuertas XOR convencional y de la nueva arquitectura a 160 Gb/s, respectivamente. Para la primera el programa calculó un factor Q de 4.9 y BER de  $1E-7$ . Mientras que para la nueva arquitectura se registró un factor Q de 7.9 (3 unidades más que la compuerta convencional), y un BER de  $1E-15$ , prácticamente libre de error. Los resultados también dejan ver que el diagrama de ojo de la nueva compuerta está más abierto y existen menos variaciones o perturbaciones en los pulsos.

El factor de calidad que se puede obtener al usar la nueva arquitectura es superior al de la arquitectura predecesora, y así se ha demostrado a lo largo de la sección anterior. A diferencia de la compuerta predecesora, el BER que se obtiene con la nueva compuerta permite decir que está libre de error. También, las simulaciones numéricas indican que al usar un retraso más pequeño es posible aumentar la velocidad de procesamiento de la nueva compuerta.

Por lo expuesto hasta ahora se puede afirmar que el desempeño de la nueva compuerta XOR, SOA-MZI-TS con modo diferencial, es superior al de la convencional. En las simulaciones, la nueva compuerta XOR funcionó correctamente usando bajas potencias ópticas. Por otro lado, la nueva compuerta requiere de más componentes para su implementación, que podrían hacer más complicada su integración y más cara su implementación. Además, como en la arquitectura convencional, requiere de un alto grado de sincronización de las señales de entrada.

El análisis teórico, de esta novedosa arquitectura útil para procesamiento óptico de información, es el primer paso para motivar el desarrollo experimental de nuevos componentes fotónicos.

Se ha demostrado que mediante un diseño adecuado, la nueva compuerta puede operar correctamente a una tasa de 160 Gb/s con mucho menos distorsión de la secuencia de bits de salida que la compuerta predecesora. La nueva compuerta podría representar el elemento básico de un *switch* ultrarrápido que permita el procesamiento y conmutación de paquetes en una red óptica de telecomunicaciones.

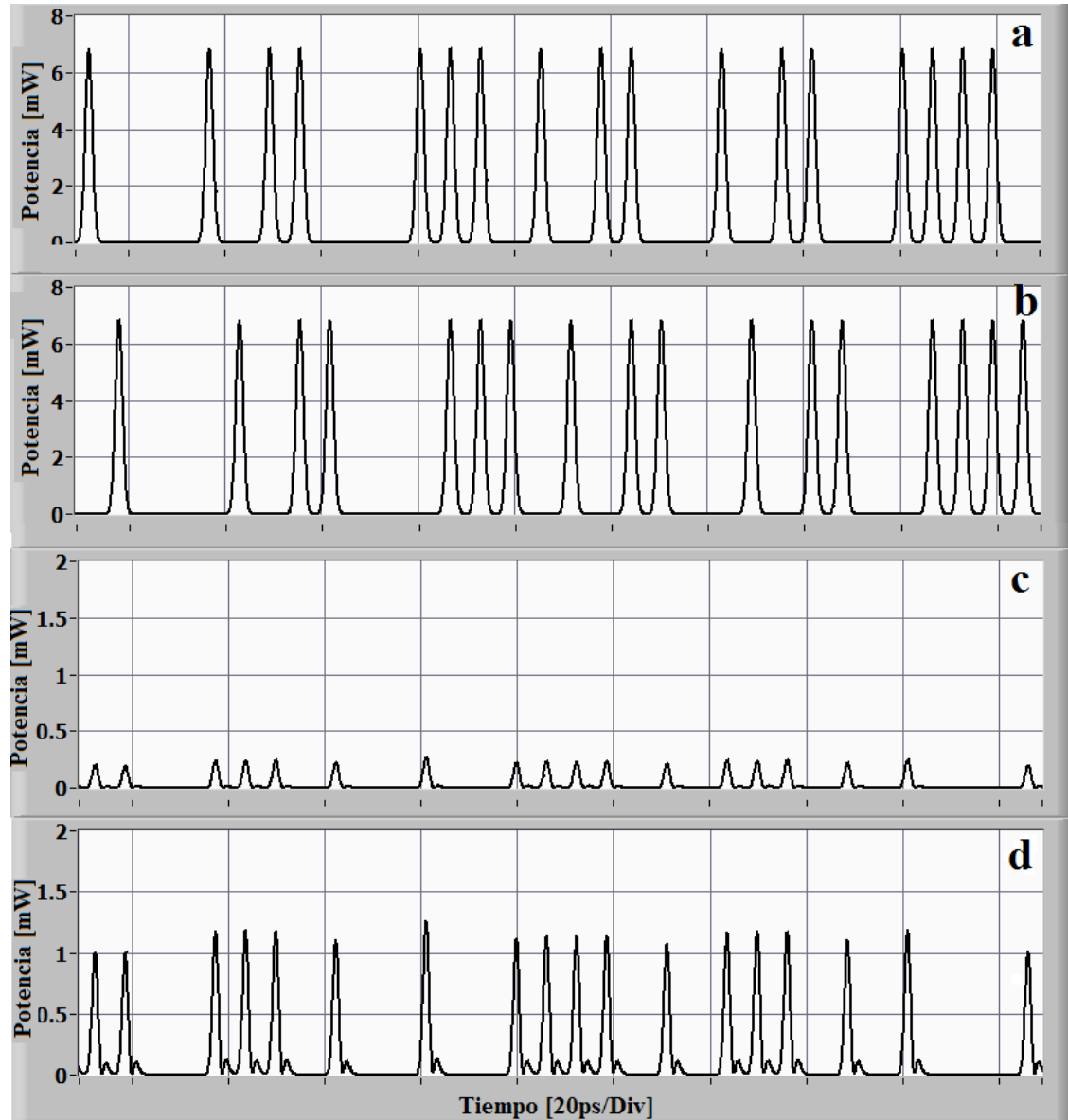


Figura 5.18 Resultados de simulaciones de la compuerta XOR, a) secuencia de datos A, b) secuencia de datos B, c) salida del SOA-MZI convencional, y d) salida de la nueva arquitectura SOA-MZI-TS.

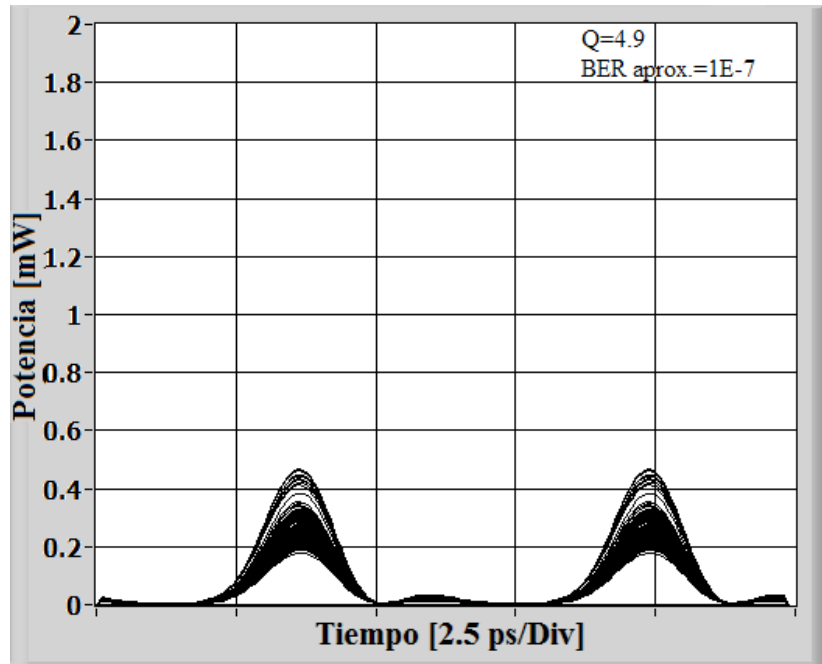


Figura 5.19 Diagrama de ojo de salida de una secuencia de 512-bit obtenida del SOA-MZI convencional.

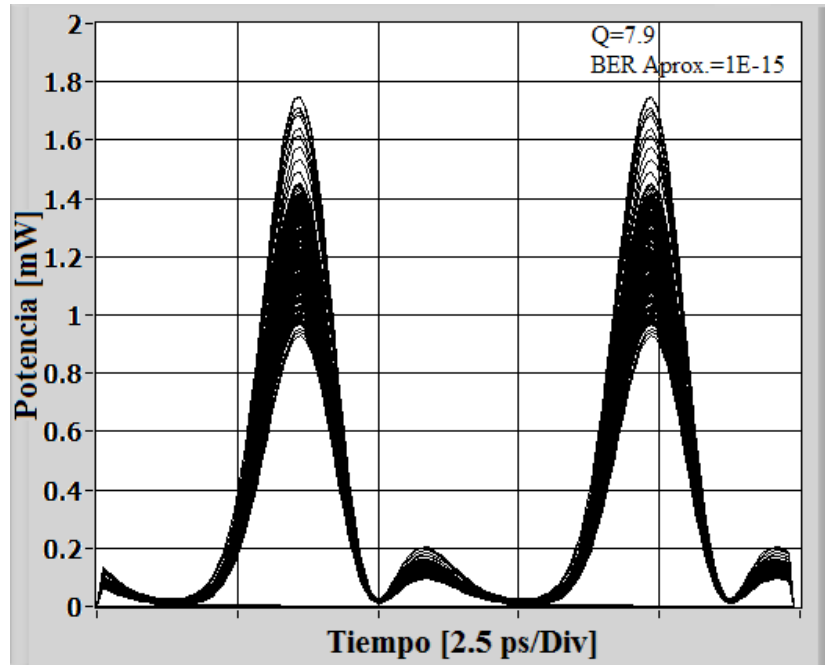


Figura 5.20 Diagrama de ojo de salida de una secuencia de 512-bit obtenida del SOA-MZI-TS.

# Conclusiones

El procesamiento óptico de información es un área de gran desarrollo e importancia para muchas aplicaciones. Actualmente, la sociedad depende ineludiblemente de la información que se intercambia por las redes ópticas de telecomunicaciones. Por lo tanto, la investigación de nuevos componentes fotónicos se ha convertido en una actividad fundamental para lograr dispositivos que puedan operar a muy altas tasas de procesamiento, superiores a 40 Gb/s, y evitar las conversiones ópticas-electrónicas-ópticas que son muy lentas y evitan la utilización de todo el ancho de banda de los medio ópticos.

Como resultado de una amplia investigación bibliográfica, se puede afirmar que el amplificador óptico de semiconductor (SOA) es uno de los dispositivos fotónicos más prometedores para ser utilizado en los sistemas ópticos de telecomunicaciones. Principalmente en su modo de operación no lineal, donde gracias a los fenómenos de modulación por cruzamiento de ganancia (XGM) y de fase (XPM) hace posible realizar procesamiento óptico de información. Y en menor medida en su modo lineal, en donde se usa como amplificador óptico convencional.

La conversión de longitud de onda y las compuertas lógicas fotónicas (sean estas AND, OR, o XOR) son dos de las principales aplicaciones que tienen como elemento central el SOA. Y el desarrollo científico en estas áreas es muchas veces la base para otros proyectos de ingeniería.

La región activa del SOA es el escenario donde se realiza la recombinación entre pares electrón-hueco (la recombinación estimulada es la clave de operación del SOA). Y en donde ocurren los procesos no lineales intrabanda e interbanda. La importancia de la dinámica de los procesos no lineales radica en la velocidad a la que suceden y en la posibilidad de realizar procesamiento óptico de información.

Pero, a pesar de que existen procesos no lineales tan rápidos, por ejemplo el de quemado del hueco espectral (SHB) que ocurren en un período de  $\sim 100$  [fs], cuando el SOA se utiliza a velocidades superiores a 40 Gb/s el tiempo de recuperación de la ganancia es muy lento  $\sim 100$  [ps]. Esto causa una distorsión de la secuencia de bits de salida (*patterning*), ya que no se le proporciona la misma ganancia a todos los bits. Este es el principal problema al utilizar SOAs a muy altas tasas de procesamiento.

La compuerta fotónica XOR convencional utiliza el Interferómetro de Mach-Zehnder basado en el SOA (SOA-MZI). Por lo tanto, también sufre de las desventajas del SOA. Cuando la compuerta opera a tasas superiores a 40 Gb/s es visible la distorsión de la secuencia de bits. Lo cual limita su velocidad de operación.

Por medio de un sofisticado programa gráfico de simulación desarrollado previamente en LabVIEW, se implementó la compuerta XOR convencional y se demostró su correcto funcionamiento. Los resultados obtenidos mostraron que a 160 Gb/s la secuencia de bits de salida se mostraba seriamente distorsionada. Lo cual hace impráctico su funcionamiento a esa tasa de bits.

Una nueva arquitectura ha permitido incrementar la velocidad de operación de los dispositivos fotónicos que utilizan SOAs. Como se expuso en el capítulo 5, el *turbo-switch* inicialmente fue diseñado para aplicaciones en conversión de longitud de onda, pero su funcionamiento se ha aprovechado en otras aplicaciones con muy buenos resultados. El *turbo-switch* permite acelerar la dinámica de la ganancia y de la fase de los dispositivos, entonces, es posible incrementar la velocidad de operación y al mismo tiempo disminuir los efectos de *patterning*.

En esta tesis se propuso una nueva arquitectura para implementar la compuerta XOR. La nueva arquitectura integra un nuevo elemento que permite acelerar la velocidad de operación de la compuerta y mejorar la calidad de la señal de salida. El *turbo-switch* acelera la recuperación de la ganancia y de la fase en la compuerta. Entonces, el SOA-MZI es el cimiento de la nueva compuerta XOR y el *turbo-switch* representa el elemento clave que permite acelerar la velocidad de operación de la compuerta. Este logro es importante porque la arquitectura de la nueva compuerta XOR representa una novedosa solución al problema de distorsión de la secuencia de bits.

A lo largo del capítulo anterior se verificó que la nueva compuerta opera correctamente a 160 Gb/s y disminuye visiblemente la distorsión de la secuencia de bits de salida. Además, el programa de simulación calculó un BER que permite afirmar que la compuerta opera prácticamente libre de error. Además, se obtuvo en todos los casos de optimización un factor Q siempre superior a 7.9.

Por medio de las diferentes etapas de optimización se logró demostrar que la nueva compuerta es superior a la compuerta convencional. También, se dedujo que la superioridad de la nueva compuerta radica en su arquitectura, más que en los dispositivos individuales. Pero, se debe tener en cuenta que se requieren dos SOAs extras más un filtro para su realización, que podrían hacer más complicada su integración y más costosa su implementación. Además, como en la arquitectura convencional, requiere de un alto grado de sincronización de las señales de entrada.

Por un lado, en esta tesis se confirmó por medio del simulador que la nueva estructura es una de las alternativas más atractivas para llevar a cabo la compuerta XOR debido a las

numerosas ventajas que representa, como por ejemplo los requisitos de baja potencia para las señales de entrada, su diseño compacto, posibilidad de integración con otros componentes fotónicos, un elevado factor de calidad Q, alta velocidad de procesamiento, y el bajo nivel de distorsión de la secuencia de bits de salida. Sin embargo, todavía es necesario investigar más a fondo la forma de aprovechar en mayor medida las ventajas del *turbo-switch* en la nueva compuerta para obtener una mejor señal de salida e incrementar la velocidad de operación. Así como implementar la nueva compuerta de forma experimental para validar su funcionamiento práctico.

Por último, este documento se realizó esperando contribuir al desarrollo y estudio teórico de un componente fotónico que en un futuro no muy lejano podría integrarse para realizar una función de procesamiento óptico. Así como formar parte de una colección bibliográfica en español que sirva para que futuros estudiantes universitarios tengan un material serio sobre el SOA, uno de los dispositivos fotónicos más importantes para el procesamiento óptico de información.

# Bibliografía

- [1] M. Morris Mano. *Diseño Digital*. Pearson Education, México, 2003. Pp. 33-59.
- [2] Norman Balabanin y Bradley Carlson, *Digital Logic Design Principles*, John Wiley & Sons, 2001. pp. 32-54.
- [3] Norman Balabanian, Bradley Carlson. *Principios de diseño lógico digital*. Grupo Patria Cultural. México 2002. Ed en español por Gabriel Nogere Cázares. pp 32-55.
- [4] Givone Donald D. *Digital Principles and design*. McGraw-Hill, 1<sup>st</sup> edition, 2003. pp 1-5, 61-89.
- [5] Adel S. Sedra. *Dispositivos electrónicos y aplicación de señales*. Ed. Mc Graw-Hill, México, 1993. ed. en español por Denio A. Topete pp.210-226.
- [6] Ronald J. Tocci, Neal S. Widmer. *Digital systems: principles and applications*. Prentice Hall 2001.
- [7] Mohammad A. Karim and Xinghao Chen. *Digital design: basic concepts and principles*. CRC Press 2008. pp 31-47.
- [8] Millán T. Ramón Jesus, *Dense Wavelength Division Multiplexing*, Windows NT/2000 Actual n° 12, Prensa Técnica S.A., 1999.
- [9] Nicole Jones Pinard, *Conceptos de computación*, Parson Oja, 1999, pp E-6, E-7.
- [10] Frenzel Louis E., *Sistemas Electrónicos de comunicaciones*, Alfaomega, 2007, pp 395-428 y 865-899.
- [11] José de la Herrán, *La fibra óptica, maravilla de la comunicación*, Consulta de revista de divulgación el 1 de Mayo de 2009 en [www.comoves.unam.mx/articulos/fibraoptica.html](http://www.comoves.unam.mx/articulos/fibraoptica.html).
- [12] Tomasi Wayne, *Sistemas de comunicaciones electrónicas*, Pearson 2003. pp 422-461, 467-470, 891.
- [13] Jonathan Y. Stein. *Digital signal processing: a computer science perspective*. John Wiley & Sons. 2000. pp 1-10, 647-650.
- [14] Ashok Ambardar. *Digital signal processing: a modern introduction*. Thomson, 2007. pp 18-19.
- [15] Luis Diego Marín Naranjo. *Qué es fotónica?* Revista de divulgación científica: LAFTLA, Universidad de Costa Rica. Consultada el 13 de Mayo de 2009 en: [www2.eie.ucr.ac.cr/~lmarin/](http://www2.eie.ucr.ac.cr/~lmarin/).
- [16] Richard S. Quimby. *Photonics and lasers: an introduction*, John Wiley and Sons, 2006, pp 1-6.
- [17] Boylestad Nashelsky, *Electrónica: teoría de circuitos y dispositivos electrónicos*, Pearson Education, México 2003, pp 1-10, 902-906.
- [18] Martínez Eduardo (traductor). *La fotónica será la próxima revolución tecnológica*, Artículo publicado originalmente en la revista @RT Flash. consultado el 13 de Mayo de 2009 en [www.rie.cl/?a=2352](http://www.rie.cl/?a=2352).



- [19] Sienra Luis Gabriel. WDM. *Una tecnología con fibra*. Revista de divulgación del cinit, consultado el 13 de Mayo de 2009 en [www.cinit.org.mx/articulo.php?idArticulo=1](http://www.cinit.org.mx/articulo.php?idArticulo=1).
- [20] Alistair Poustie. *Semiconductor Optical Amplifiers Light Up All-optical Signal Processing*, Photonics Spectra. August 2007.
- [21] K. E. Stubkjaer. *Semiconductor optical amplifier-based all-optical gates for high-speed optical processing*, IEEE Journal of Quantum Electronics, 6(6):1428–1435, dic. 2000.
- [22] Haldun M. Ozaktas. *Optical Information Processing: Past, Present, and Future*, Department of Electrical Engineering, Bilkent University. Ankara, Turkey.
- [23] Govind P. Agrawal. *Fiber-Optic communication systems*. 3<sup>rd</sup> Wiley 2002. pp 77-94, 227-255, 334-508.
- [24] R. Gutiérrez-Castrejón. *Hacia un sistema de telecomunicaciones completamente óptico*. Series del Instituto de Ingeniería, UNAM. Vol. SD/48, Mayo 2005.
- [25] D. Cotter, R.J. Manning, K. J. Blow, *et al*, *Nonlinear Optics for High-Speed Digital information Processing*. Science vol 286. 19 November 1999.
- [26] M. J. O'Mahony, *Semiconductor Laser optical Amplifiers for Use in Future Fiber Systems*, Journal of Lightwave technology, vol 6, no4, Abril 1988, pp 531-544.
- [27] Ian White, *et al*, *Wavelength switching components for future photonics networks*. IEEE communications magazine, sptember 2002, pp 74-81.
- [28] John M. Hutchinson, *et al*. *Indium Phosphide-Based Optoelectronics Wavelength conversion for high-Speed Optical Networks*. Intel Technology Journal, vol 8, issue 02, pp 161-171.
- [29] Francisco Villa y Jorge A. Gaspar. *Circuitos fotónicos: el potencial de una nueva tecnología*. Publicado por investigadores de CIO en [www.ciencias.jornada.com.mx/](http://www.ciencias.jornada.com.mx/), consultado el 13 de Mayo de 2009.
- [30] Kazuhito Tajima, Shigeru Nakamura and yoshiyasu. *Semiconductor nonlinearities for ultrafast all-optical gating*, Institute of physics publishing, 2002, pp. 1692-1697.
- [31] Malacara Daniel, *Óptica tradicional y moderna*, Fondo de cultura económica 1997.
- [32] Malvino Albert Paul, *Principios de electrónica*, Mc. Graw Hill, 2000, pp. 33-56.
- [33] Dimitrijević, Sima. *Principles of Semiconductor Devices*. Oxford. 2006, pp. 3-94, 187-191.
- [34] Kevin F. Brennan and April S. Brown. *Theory of Modern Electronic Semiconductor Devices*. 2002 Jhon Wiley and Sons, Inc. pp 14-25, 84-91, 234-236.
- [35] Verdeyen Joseph T. *Laser Electronics*. 3<sup>rd</sup> edition, Prentice Hall, 1995, pp 173-180, 440-463.
- [36] Donald A. Neamen. *Semiconductor Physics and Devices*. Mc. Graw Hill, 3ed. pp 13-18.
- [37] S. M. Sze and Kwok K. Ng. *Physics of Semiconductor Devices*. 3ed pp. 79-113, 614-616, 635-637.
- [38] Armendáriz Peña Gustavo, *¿Qué es la luz?* , Reportaje de divulgación consultado en [www.ciencias.jornada.com.mx/ciencias/](http://www.ciencias.jornada.com.mx/ciencias/) el 28 de Marzo de 2009.
- [39] Ronald W. Waynant. *Handbook Electro-optics handbook*. Mc Graw Hill, 1994, pp. 850-853.

- [40] B. E. A. Saleh, M. C. Teich. *Fundamentals of Photonics*. 2<sup>nd</sup> edition, Wiley. 2007. Pp. 627-674.
- [41] Pierre Nérou Jean, *Introducción a las telecomunicaciones por fibra óptica*, trillas 2001, pp. 315-336.
- [42] Jan G. Korvink and Andreas Greiner. *Semiconductors for Micro- and Nanotechnology And Introduction for Engineers*. Wiley-VCH. pp 181-190.
- [43] Neri Vela R. *Líneas de transmisión*, Mc Graw Hill 1999, pp. 215-246.
- [44] Derek Nasset, Tony Kelly and Dominique Marcenac. *All-optical Wavelength Conversion Using SOA Nonlinearities*. IEEE Communication Magazine, December 1998, pp. 56-61.
- [45] Mork Jesper, Mads L. Nielsen and Tommy W. Breng. *The dynamics of Semiconductor Optical Amplifiers*. Optics and Photonics News, July 2003.
- [46] Connely Michel, *Semiconductor Optical Amplifiers and their applications*, Kluwer Academic Press.
- [47] R. J. Manning, *et al*. *Semiconductor laser amplifiers for ultrafast all-optical signal processing*. J. Opt. Soc. America, Vol. 14, No 11/November 1997, pp. 3204-321
- [48] Occhi Lorenzo, *Semiconductor Optical Amplifiers made of Ridge Waveguide Bulk InGaAsP/InP: Experimental Characterisation and Numerical Modelling of Gain, Phase, and Noise*. Tesis de Doctorado 2002, ETH Zürich, pp. 46-50.
- [49] Gutiérrez-Castrejón Ramón and Duell Marcus, *Uni-directional time-domain bulk SOA simulator considering carrier depletion by amplified spontaneous emission*, IEEE Journal of quantum electronics, Vol. 42 No 6 2006, pp 581-588.
- [50] R. J. Manning, *et al*, *Semiconductor laser amplifiers for ultrafast all-optical signal processing*, J. Optc, Soc, Am. Vol 14 no. 11 1997, pp 3204-3215.
- [51] Occhi Lorenzo *et al*, *Intraband gain dynamics in bulk semiconductor optical amplifiers: measurements and simulations*, IEEE journal of quantum electronics, Vol 38, no1 2002, pp 54-60.
- [52] J. Bianco Silvan Ed. *et al*, *Computer Physics Research Trends*, Nova Science Publishers 2006, pp 89-124.
- [53] Kenichi Iga and Yasuo Kokubun, *Encyclopedic Handbook of Integrated Optics*, CRC, Taylor & Francis 2006, pp 470-483.
- [54] Karl Dieter Moller. *Optics*. Springer 2<sup>nd</sup> edition, 2007, pp 79-125.
- [55] Germain Chartier. *Introduction to optics*. Springer 2005, pp. 33, 240-257.
- [56] K. K. Sharma, *Optics: Principles and Applications*, Elsevier 2006, pp. 1-10, 255-268, 275-283.
- [57] P. Hariharan, *Basics of Interferometry*, Elsevier 2007 pp. 3-9, 93-95.
- [58] Lung-Wei Chung, San-Liang Lee, and Yen-Juei Lin. *Principles and application of reduced beat length in MMI couplers*. Optics Express, Septiembre 2006, Vol. 14, No. 19, pp. 8754-8764.
- [59] Shuh-Ying Lee, *et al*. *Transformation between directional couplers and multi-mode interferometers based on ridge waveguides*. Optics Express 2004, Vol. 12, No. 14, pp. 3079-3085.

- [60] *Ultrafast Interferometric switches*, pp 383- 385.
- [61] Schreiech Roland, *et al*, *Ultrafast switching dynamics of Mach-Zehnder interferometer switches*. IEEE Photonics technology letters, vol 13, no 6, pp. 603-605.
- [62] Y. Liu, *et al*, *Error-free 320 Gb/s SOA-based Wavelength Conversion using Optical Filtering*, OSA 2005.
- [63] Mork Jesper, *et al*, *Ultrafast optical signal processing in semiconductor optical devices*, COM, technical University of Denmark.
- [64] H. Chen, G. Shu and Q. Wang, *All-optical logic XOR using differential scheme and Mach-Zehnder interferometer*, Elect, Lett, vol 38, no22, 2002, pp. 1271-1273.
- [65] Gutierrez-Castrejón R., *et al*, *Novel scheme for optical time-division demultiplexing using a delayed interferometer*, Elsevier, optics communications, June 2001, pp. 245-254.
- [66] Leuthold Juerg, *et al*, *Study of All-Optical XOR using Mach-Zehnder Interferometer and Differential Scheme*. IEEE Jou. Of Quan. Electro. Vol 40, no 6 2004, pp. 703-710.
- [67] Mork Jesper, *Numerical analysis of an all-optical logic XOR gate based on an active MZ interferometer*, CLEO 2002 pp. 608-609.
- [68] H. Dong, *et al*, *80 Gb/s all-optical logic AND operation using Mach-Zehnder interferometer with differential scheme*. Elsevier, Optics communications 265, 2006, pp. 79-83.
- [69] Min. Zhang, Ling Wang and Peida Ye, *All-optical XOR logic gates: Technologies and experiment demonstrations*, IEEE Optical Communications, May 2005, pp. 519-524.
- [70] T. Houbavlis, *et al*, *Performance analysis of ultrafast all-optical Boolean XOR gate using semiconductor optical amplifier-based Mach-Zehnder Interferometer*. Elsevier, optics communications 2004, pp. 179-199.
- [71] T. Houbavlis, *et al*, *All-optical signal processing and applications within the Espirit project DO\_ALL*. IEEE, Jour. Of Ligth Tech. vol. 23 No 2, 2005, pp.781-789.
- [72] H. Sun, *et al*. *XOR performance of a quantum dot semiconductor optical amplifier based Mach-Zehnder interferometer*, Optics Express, Vol. 13, No16 2005, pp. 1892-1899.
- [73] Y. Ben Ezra, B.I. Lembrikov, and m. Haridim, *Ultrafast all-optical based don quantum-dot semiconductor optical amplifiers*. IEEE Jour. Of quant. Electro. Vol 45 no. 1, 2009, pp. 34-41.
- [74] Huining Han, *et al*, *Parameter design and performance of a ultrafast all-optical XOR gate based on quantum dot semiconductor optical amplifiers in nonlinear mach-zehnder interferometer*, Elsevier, optics communications 281, 2008, pp. 5140-5145.
- [75] Inuk Kang, *et al*, *Characterization of the dynamical processes in all-optical signal processing using semiconductor optical amplifiers*, IEEE Jour. Of quant. Electro. Vol 14 no. 3, 2008, pp. 758-767.
- [76] Niloy K. Dutta, *et al*, *All-optical logic XOR gate at 80 Gb/s using SOA-MZI-DI*, IEEE Jour. Of quant. Electro. Vol 42 no. 8, 2006, pp. 747-751.
- [77] Gutiérrez-Castrejón R., Duell M. and Bernasconi P., *A simulator for integrated optoelectronic devices*, NUSOD 2006, pp. 49-50.

- [78] Gutierrez-Castrejón R., Duell M. and Bernasconi P., *A versatile modular computational tool for complex optoelectronic integrated circuits simulation*, Optical and quantum electronics 2006, pp. 1125-1134.
- [79] R.J. Manning, *et al. The "turbo-switch" - a novel technique to increase the high-speed response of SOAs for wavelength*, OFC 2006, OWS8.
- [80] R.J. Manning, *et al. SOAs for All-Optical Switching-Techniques for Increasing the Speed*, ICTON 2007, pp 239-242.
- [81] R. Giller, *et al. Faster Switching with Semiconductor Optical Amplifiers*. Photonics in Switching, 2007, pp 145-146.
- [82] Yang, X., *et al. All-optical 40 Gbit/s NRZ to RZ format conversion by nonlinear polarisation rotation in SOAs*. Electronics Letters 12th April 2007, Vol.43No.8, pp 469-471.
- [83] R. Giller, *et al. Pattern Effect Mitigation in the Turbo-Switch*. Photonics in Switching, 2006. PS apos; 06. International Conference on Volume , Issue , 16-18 Oct. 2006, pp 1-3.
- [84] Yang, X., *et al. High-speed All-optical Signal Processing using Semiconductor Optical Amplifiers*. Transparent Optical Networks, 2006 International Conference on Volume 2, Issue , 18-22 June 2006, pp 161 – 164.
- [85] R.J. Manning, *et al. Characterization of a Turbo-Switch SOA Wavelength Converter Using Spectrographic Pulse Measurement*. Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal of Publication. May-June 2008 Volume: 14, Issue 3, pp. 841-848.
- [86] X. Yang, *et al. All-optical 40 gbit/s NRZ to RZ format conversion by nonlinear polarization rotation in SOAs*, Electronics Letters, vol 43, No 8, pp 469-470.
- [87] Gutierrez-Castrejon, R. *160 Gb/s XOR Gate Using Bulk SOA Turbo-Switched Mach-Zehnder Interferometer*. Electrical and Electronics Engineering, 2007. ICEEE 2007. 4th International Conference on Vol. 5 , Issue 7 Sept. 2007, pp 134-137.