



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO**  
PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA  
INGENIERÍA ELÉCTRICA – TELECOMUNICACIONES

**“PROCESAMIENTO DE INFORMACIÓN A ALTA VELOCIDAD  
MEDIANTE CIRCUITOS FOTÓNICOS ACTIVOS”**

TESIS  
QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:  
**DOCTOR EN INGENIERÍA**

PRESENTA:  
**IRVING RENDÓN SALGADO**

TUTOR PRINCIPAL:  
**DR. RAMÓN GUTIÉRREZ CASTREJÓN, IINGEN-UNAM**

COMITÉ TUTOR:  
**DRA. LAURA ADRIANA OROPEZA RAMOS, FI-UNAM**  
**DR. GABRIEL EDUARDO SANDOVAL ROMERO, ICAT-UNAM**

**CIUDAD DE MÉXICO, NOVIEMBRE DEL 2018**



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.

**JURADO ASIGNADO:**

Presidente: Dr. Ceballos Herrera Daniel Enrique

Secretaria: Dra. Oropeza Ramos Laura Adriana

Vocal: Dr. Gutiérrez Castrejón Ramón

1er. Suplente: Dr. Garduño Mejía Jesús

2do. Suplente: Dr. Sandoval Romero Gabriel Eduardo

Lugar o lugares donde se realizó la tesis:  
*INSTITUTO DE INGENIERÍA, CIUDAD DE MÉXICO.*

TUTOR DE TESIS:  
**Dr. Ramón Gutiérrez Castrejón**

-----  
FIRMA

# Dedicatoria

*Este trabajo que he realizado con todo mi esfuerzo, se lo dedico mi amada familia:*

*A mis padres Roberto y Guillermina, por apoyarme incondicionalmente y brindarme todo su amor y comprensión. Gracias por siempre estar a mi lado, cada día aprendo más de ustedes.*

*A mi hermano Axel, quien siempre ha sido una inspiración y motivación constante. Gracias hermano.*



# Agradecimientos

A mi tutor, el Dr. Ramón Gutiérrez Castrejón, por su orientación y valiosas enseñanzas a lo largo de todos estos años.

A mis sinodales: el Dr. Daniel Enrique Ceballos Herrera, la Dra. Laura Adriana Oropeza Ramos, el Dr. Ramón Gutiérrez Castrejón, el Dr. Jesús Garduño Mejía y el Dr. Gabriel Eduardo Sandoval Romero por las observaciones realizadas durante la revisión de la tesis.

Al M. I. Sergio Tirado Ledesma por su orientación y consejos.

Al M. I. Ernesto Ramírez Cruz por su gran amistad.

Le agradezco al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por la beca recibida durante mis estudios de doctorado.

Agradezco a la Dirección General de Asuntos del Personal Académico (DGAPA) de la UNAM por el apoyo recibido a través del proyecto PAPIIT “Aplicación de los amplificadores ópticos de semiconductor en el desarrollo de un transmisor para redes ópticas flexibles” IN102318.

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

A la UNAM y en especial al Instituto de Ingeniería por haberme brindado todas las facilidades durante mi investigación doctoral.

# Índice

<b>Resumen</b> .....	<b>i</b>
<b>Abstract</b> .....	<b>ii</b>
<b>Índice de figuras</b> .....	<b>iii</b>
<b>Índice de tablas</b> .....	<b>vii</b>

## Capítulo 1

<b>Introducción</b> .....	<b>1</b>
1.1. Introducción y justificación.....	1
1.2. Desarrollo histórico del SOA.....	4
1.3. Aplicaciones del SOA.....	6
1.3.1. Aplicaciones lineales.....	6
1.3.2. Aplicaciones no lineales.....	8
1.4. Objetivos.....	9
1.5. Logros.....	10
1.6. Organización de la tesis.....	13

## Capítulo 2

<b>Estado del Arte</b> .....	<b>15</b>
2.1. Generalidades y clasificación.....	16
2.1.1. Compuertas no asistidas.....	18
2.1.2. Compuertas asistidas.....	19
2.1.2.1. Estructuras interferométricas basadas en fibra.....	20
2.1.2.2. Estructuras interferométricas integradas.....	25
2.2. Comparación de las compuertas lógicas fotónicas basadas en SOA.....	29
2.2.1. Compuerta OR.....	30
2.2.2. Compuerta AND.....	32
2.2.3. Compuerta XOR.....	33

## Capítulo 3

<b>Física del Amplificador Óptico de Semiconductor</b> .....	<b>36</b>
3.1. Física de los semiconductores.....	36

3.1.1. Semiconductores intrínsecos .....	37
3.1.2. Semiconductores extrínsecos .....	40
3.1.2.1. Semiconductor tipo n.....	40
3.1.2.2. Semiconductor tipo p.....	41
3.1.2.3. Diodo semiconductor .....	42
3.2. Teoría de bandas.....	43
3.2.1. Bandas energéticas .....	44
3.2.2. Distribución de Fermi-Dirac .....	45
3.3. Absorción, emisión espontánea y emisión estimulada .....	49
3.4. El amplificador óptico de semiconductor.....	51
3.4.1. Principio de funcionamiento de los amplificadores ópticos de semiconductor.....	51
3.4.2. Fenómenos interbanda.....	53
3.4.3. Fenómenos intrabanda.....	55
3.4.4. Dinámica del índice de refracción.....	57
3.4.5. Ganancia óptica .....	57
3.4.6. Saturación de la ganancia .....	59
3.4.7. Ancho de banda.....	61
3.4.8. Tiempo de recuperación de la ganancia .....	63
3.4.9. Tiempo de recuperación de la fase .....	66
3.4.10. Efectos no lineales.....	67
3.4.10.1. Distorsión del patrón de datos .....	68
3.4.10.2. Modulación cruzada de ganancia (XGM) .....	69
3.4.10.3. Modulación cruzada de fase (XPM).....	71
3.4.10.4. Mezclado de cuatro ondas (FWM).....	73
3.4.10.5. Modulación cruzada de polarización (XPoIM) .....	74
<b>Capítulo 4</b>	
<b>Modelo Matemático del SOA .....</b>	<b>76</b>
4.1. Modelado de las ecuaciones de material .....	76
4.1.1. Modelado de la dinámica interbanda.....	76
4.1.2. Modelado de la dinámica intrabanda.....	83
4.1.3. Propagación de la onda electromagnética .....	84
<b>Capítulo 5</b>	
<b>Diseño de una Compuerta OR con Turbo-Switch.....</b>	<b>89</b>

5.1. Entorno de simulación.....	89
5.1.1. Acopladores interferenciales multimodo (MMI).....	91
5.1.2. Interferómetro de Mach-Zehnder con MMI.....	93
5.1.3. Amplificador Óptico de Semiconductor.....	95
5.1.4. Filtro óptico, generador de pulsos, delay y VOA.....	102
5.2. Compuerta OR convencional (SOA-MZI).....	104
5.2.1. Análisis de la compuerta OR convencional.....	104
5.2.2. Detalles de la simulación y resultados.....	108
5.3. Compuerta OR con esquema diferencial (SOA-MZI with DS).....	110
5.3.1. Análisis de la compuerta OR con esquema diferencial.....	110
5.3.1.1. Esquema diferencial.....	110
5.3.2. Detalles de la simulación y resultados.....	111
5.4. Compuerta OR con turbo-switch (TS-MZI with DS).....	112
5.4.1. Análisis de la compuerta OR con turbo-switch y esquema diferencial.....	112
5.4.1.1. El turbo-switch.....	113
5.4.2. Detalles de la simulación y resultados.....	116
5.5. Conclusiones.....	120

## Capítulo 6

<b>Diseño de una Compuerta AND con Turbo-Switch.....</b>	<b>122</b>
6.1. Compuerta AND con esquema diferencial (SOA-MZI with DS).....	122
6.2. Compuerta AND con turbo-switch y esquema diferencial (TS-MZI with DS).....	123
6.3. Análisis numérico.....	124
6.3.1. Análisis de las compuertas differential AND y turbo-switched AND a 80 Gb/s.....	124
6.3.2. Análisis de las compuertas differential AND y turbo-switched AND a 160 Gb/s.....	126
6.3.3. Estudio de los parámetros físicos clave.....	128
6.4. Consumo de potencia.....	130
6.5. Half-adder.....	130
6.6. Conclusiones.....	132

## Capítulo 7

<b>Diseño de una Compuerta AND con Turbo-Switch y Esquema Diferencial Mejorado.....</b>	<b>134</b>
7.1. Compuerta AND con turbo-switch y esquema diferencial mejorado (TS-AND con iDS).....	134
7.2. Análisis numérico.....	138
7.2.1. Análisis de la compuerta TS-AND con iDS a 640 Gb/s.....	139

7.2.2. Estudio de los parámetros físicos clave.....	142
7.2.3. Estudio de los procesos físicos clave .....	145
7.2.4. Convertidor de longitud de onda .....	147
7.2.5. Demultiplexor OTDM.....	150
7.3. Conclusiones .....	154

## **Capítulo 8**

<b>Conclusiones Generales .....</b>	<b>156</b>
-------------------------------------	------------

<b>Apéndice A.....</b>	<b>160</b>
------------------------	------------

A.1. Parámetros de desempeño .....	160
A.1.1. Diagrama de ojo .....	160
A.1.2. Factor de calidad (Q).....	161
A.1.3. Tasa de bits en error (BER).....	161
A.1.4. Nivel de distorsión del patrón de datos (PE).....	162
A.1.5. Coeficiente de correlación (r).....	163

<b>Referencias.....</b>	<b>164</b>
-------------------------	------------

<b>Anexo: Productos de la Investigación.....</b>	<b>175</b>
--	------------

# Resumen

El presente trabajo de tesis doctoral está enfocado en el estudio y propuesta de ingeniosas técnicas que impulsan el desarrollo de novedosas estructuras y circuitos fotónicos para llevar a cabo funciones de procesamiento del interés de las telecomunicaciones. Esto surge de la creciente necesidad que presentan los sistemas de comunicaciones, como aquellos que forman parte de la internet, de alcanzar mayores tasas de transferencia, lo que a su vez implica el desarrollo de nuevas tecnologías capaces de procesar enormes flujos de datos. En la actualidad predomina el uso de la tecnología electrónica para realizar dichas labores de procesamiento, sin embargo, su insuficiente velocidad de procesamiento ha dado lugar al llamado cuello de botella electrónico, este se presenta cuando la velocidad con que arriban los datos a un cierto nodo ubicado dentro de la red sobrepasa la capacidad de la unidad de procesamiento, ocasionando con ello un congestionamiento local. Esta problemática se presenta con frecuencia en los sistemas de comunicaciones basados en fibra óptica, por lo que de manera natural surge la idea de reemplazar la electrónica por tecnología óptica, evitando de esta forma la conversión del dominio óptico al eléctrico y viceversa. De entre las tecnologías preferidas para el procesamiento totalmente óptico se encuentra el Amplificador Óptico de Semiconductor (SOA) gracias a que posee una alta no linealidad, es compacto, estable, exhibe gran capacidad de integración y además, es posible operarlo a tasas de procesamiento mayores a las que ofrece la electrónica.

En este trabajo de investigación se emplea un *bulk* SOA dentro de una estructura interferométrica Mach-Zehnder para llevar a cabo operaciones de procesamiento totalmente óptico, para ello se utiliza un sofisticado simulador de circuitos fotónicos con el cual se estudia el funcionamiento y desempeño de complejas estructuras fotónicas a través del análisis numérico. Haciendo uso de avanzadas técnicas como lo son el esquema diferencial (DS) y el *turbo-switch* (TS), se propone y se demuestra numéricamente el correcto funcionamiento de una compuerta OR a una tasa de 10 Gb/s, así como de una compuerta AND y de un circuito medio-sumador, ambos operando a 160 Gb/s. Además, se propone el esquema diferencial mejorado (iDS) basado en el esquema diferencial. El esquema diferencial mejorado muestra un desempeño superior en comparación con su antecesor gracias a la incorporación de dos elementos pasivos: un atenuador óptico variable (VOA) y un elemento de retardo (*delay*). La adición de estos dispositivos ópticos nos permite un adecuado ajuste de la ventana de transmisión (concepto fundamental en el funcionamiento del esquema diferencial), así como un mejor aprovechamiento de la ventana resultante al sincronizarla con la señal de prueba, la cual contiene el resultado de la operación lógica a realizar. Haciendo uso del esquema diferencial mejorado se demuestra numéricamente la factibilidad de operar una compuerta AND a 640 Gb/s exhibiendo un desempeño adecuado, convirtiéndose de esta manera en la compuerta AND más rápida de su tipo, es decir, entre aquellas que están basadas en el uso de SOAs de tipo *bulk*. Adicionalmente, se demuestra el correcto funcionamiento de un convertidor de longitud de onda y de un demultiplexor OTDM, ambos fundamentados en el mismo principio de funcionamiento de la compuerta AND y operando a una tasa de 640 Gb/s. Por tanto, el presente trabajo de investigación doctoral impulsa el desarrollo y fomenta la investigación del SOA como dispositivo de procesamiento totalmente óptico, explotando y proponiendo novedosas técnicas y estructuras ópticas.

# Abstract

The present doctoral thesis is centered in the study and proposal of ingenious techniques that encourage the development of novel structures and photonic circuits of interest in the field of telecommunications. This study arises from the growing need for higher transfer rates in the current communication systems. The latter implies the development of new technologies capable of processing massive data streams. Nowadays, the electronic is the most used technology to perform such processing tasks. Nevertheless, its insufficient processing speed has given place to the so-called electronic bottleneck, this unwanted behavior occurs when the incoming data rate is higher than the processing speed at a certain network node; as a consequence, a local congestion is created. This problem is frequent in optical communication systems, therefore, the replacement of the electronic components by all-optical processing technology, represents a natural evolution. Among all-optical technologies, the Semiconductor Optical Amplifier (SOA) is the most preferred, thanks to its high nonlinearity, compactness, high stability, great integration capability, and besides, it can reach higher processing rates than those offered by the electronic technology.

In this doctoral research work, a bulk SOA is incorporated into a Mach-Zehnder interferometer to perform all-optical processing functions. The investigation was carried out by means of a sophisticated photonics circuit simulator. This allows us to study the operation and performance of complex photonic structures following a numerical analysis approach. The use of advanced techniques, as the differential scheme (DS) and the *turbo-switch* structure (TS), made possible the proposal and numerical demonstration of an OR gate at 10 Gb/s, as well as an AND gate and a half-adder, both of them working at 160 Gb/s. Moreover, in this work, the improved differential scheme (iDS) is proposed, i.e., an enhanced version of the conventional differential scheme. The iDS can be achieved by the addition of two passive elements: a variable optical attenuator (VOA) and a delay element. These elements enable a better adjustment of the transmission window and provide synchronization between the latter and the probe signal, which contains the result of the logic operation. Through the use of the iDS and after a parameter optimization process, an AND gate working at 640 Gb/s was numerically demonstrated, thus becoming the fastest AND gate of its kind (among those based on bulk SOAs). Additionally, an all-optical wavelength converter and an OTDM demultiplexor are demonstrated, showing logical correctness when operated at 640 Gb/s. Hence, this work fosters the investigation of SOAs as nonlinear processing elements, exploiting and proposing ingenious techniques and novel optical structures.

# Índice de figuras

Figura 1.1. Crecimiento del ancho de banda por regiones del 2011 al 2015 .....	1
Figura 1.2. Multiplexor óptico de adición-sustracción empleando una rejilla de Bragg de fibra óptica y dos circuladores .....	2
Figura 1.3. Espectro de ganancia para el FP-SOA y el TW-SOA .....	4
Figura 1.4. Potencia de saturación de salida en función de la densidad de corriente .....	5
Figura 1.5. Ganancia de señal pequeña en función de la tecnología usada y de la longitud del medio activo .....	6
Figura 1.6. (a) Aplicaciones del SOA cuando se emplea como un dispositivo lineal .....	7
Figura 2.1. Representación de una secuencia lógica binaria .....	17
Figura 2.2. Interferómetro Sagnac basado en fibra óptica .....	20
Figura 2.3. Interferómetro Terahertz Optical Asymmetric Demultiplexer (TOAD) basado en fibra óptica .....	22
Figura 2.4. Principio de operación de un interferómetro UNI .....	23
Figura 2.5. Diagrama esquemático de un DISC .....	24
Figura 2.6. Ventana de transmisión generada a la salida del DI .....	24
Figura 2.7. Estructura de un SOA-MI realizando la función lógica XOR .....	25
Figura 2.8. Estructura del interferómetro Mach-Zehnder .....	26
Figura 2.9. Estructura del interferómetro Mach-Zehnder asistido con SOA (SOA-MZI) .....	28
Figura 2.10. SOA-MZI empleado como convertidor de longitud de onda .....	28
Figura 2.11. Interferómetro de Sagnac integrado asistido con SOA .....	29
Figura 2.12. Símbolo de la compuerta OR de dos entradas y su respectiva tabla de verdad .....	31
Figura 2.13. Símbolo de la compuerta AND de dos entradas y su respectiva tabla de verdad .....	32
Figura 2.14. Símbolo de la compuerta XOR de dos entradas y su respectiva tabla de verdad .....	34
Figura 3.1. Materiales semiconductores usados en la fabricación de dispositivos láser operando en diferentes regiones del espectro .....	36
Figura 3.2. Estructura conceptual de un <i>bulk</i> SOA .....	37
Figura 3.3. Estructura atómica del silicio y el germanio .....	38
Figura 3.4. Estructura tetraédrica del silicio .....	38
Figura 3.5. Estructura bidimensional del silicio a una temperatura de 0 K .....	38
Figura 3.6. Estructura bidimensional del silicio a una temperatura mayor a 0 K .....	39
Figura 3.7. Flujo de electrones en un semiconductor intrínseco debido a la atracción que genera un campo eléctrico sobre los portadores generados térmicamente .....	39
Figura 3.8. Semiconductor tipo <i>n</i> (silicio dopado con antimonio) .....	41
Figura 3.9. Semiconductor tipo <i>p</i> (silicio dopado con boro) .....	41
Figura 3.10. Diodo semiconductor .....	42
Figura 3.11. Diodo semiconductor polarizado en directa .....	43
Figura 3.12. Diodo semiconductor polarizado en inversa .....	43
Figura 3.13. Bandas energéticas .....	44
Figura 3.14. Relación energía-momento (E-k) para un semiconductor de banda prohibida .....	45
Figura 3.15. Distribución de Fermi-Dirac para diferentes temperaturas .....	46
Figura 3.16. Estructura de bandas para un material: (a) aislante, (b) semiconductor intrínseco y (c) conductor ..	47
Figura 3.17. Estructura de bandas para un material semiconductor: (a) tipo <i>p</i> y (b) tipo <i>n</i> .....	47
Figura 3.18. Estructura de bandas para un material <i>pn</i> .....	48
Figura 3.19. Diagrama de bandas de energía para un material <i>pn</i> polarizado en directa .....	49
Figura 3.20. Proceso de absorción .....	50



Figura 3.21. Proceso de emisión espontánea .....	50
Figura 3.22. Proceso de emisión estimulada.....	51
Figura 3.23. <i>Bulk</i> SOA de doble heterounión .....	52
Figura 3.24. Diagrama de bandas de energía para un SOA polarizado en directa .....	52
Figura 3.25. Amplificación de un haz empleando un SOA .....	53
Figura 3.26. Evolución temporal de la distribución de portadores en la banda de conducción .....	56
Figura 3.27. Ganancia óptica en un láser de InGaAsP operando a una longitud de onda de 1.3 $\mu\text{m}$ .....	58
Figura 3.28. Dependencia de la ganancia con respecto a la potencia de salida .....	60
Figura 3.29. Perfil Lorentziano del coeficiente de ganancia y espectro de la ganancia del amplificador.....	63
Figura 3.30. Tiempo de recuperación de la ganancia .....	64
Figura 3.31. Dinámica de la ganancia al incidir un pulso óptico .....	65
Figura 3.32. Dependencia de la recuperación de la fase del 10% al 90% con respecto a la potencia CW de entrada.....	66
Figura 3.33. Tiempo de recuperación de la fase desde el máximo nivel de excursión hasta X en función de la potencia CW de entrada .....	67
Figura 3.34. Distorsión del patrón de datos en un SOA. (a) Señal de entrada. (b) Señal amplificada.....	68
Figura 3.35. Chirp de la señal a la salida .....	69
Figura 3.36. Proceso de modulación cruzada de ganancia (XGM).....	70
Figura 3.37. Dependencia del índice de refracción respecto a la potencia total incidente en un SOA .....	71
Figura 3.38. Interferencia constructiva .....	71
Figura 3.39. Interferencia destructiva .....	72
Figura 3.40. Proceso de modulación cruzada de fase (XPM) .....	72
Figura 3.41. Proceso de mezclado de cuatro ondas (FWM) en un SOA.....	74
Figura 3.42. Proceso de modulación cruzada de polarización (XPoIM) en un SOA .....	75
Figura 4.1. Rejilla espacio-tiempo del conjunto de soluciones computadas para E, N, $\gamma$ y n.....	87
Figura 4.2. Diagrama de flujo del proceso seguido para modelar el comportamiento del SOA .....	88
Figura 5.1. Ejemplo del diagrama de bloques de LabVIEW .....	89
Figura 5.2. Ejemplo del panel frontal de LabVIEW .....	90
Figura 5.3. Diagrama esquemático de un acoplador MMI 2x2.....	91
Figura 5.4. Diagrama esquemático de un MMI funcionando como divisor de haz .....	92
Figura 5.5. Diagrama esquemático de un MMI funcionando como combinador de señales .....	93
Figura 5.6. Diagrama esquemático de un MZI balanceado constituido por MMIs.....	94
Figura 5.7. Ejemplo del panel frontal del simulador de SOAs escrito en LabVIEW.....	97
Figura 5.8. Relación entre potencia de entrada y de salida en un SOA .....	97
Figura 5.9. Potencias de saturación de entrada (a), (c) y de salida (b), (d) suministrando diferentes corrientes ...	98
Figura 5.10. Agotamiento de portadores ante la incidencia de un pulso óptico de (a) 0 dBm y (b) 10 dBm empleando una corriente de 250 mA .....	99
Figura 5.11. Agotamiento de portadores ante la incidencia de un pulso óptico de (a) 0 dBm y (b) 10 dBm empleando una corriente de 450 mA .....	100
Figura 5.12. Agotamiento de portadores ante la incidencia de una secuencia que emplea pulsos ópticos de (a) 0 dBm y (b) 10 dBm empleando una corriente de 250 mA .....	102
Figura 5.13. Panel frontal del filtro óptico Gaussiano .....	103
Figura 5.14. Sección del programa en LabVIEW que genera los pulsos Gaussianos.....	103
Figura 5.15. Diagrama de la compuerta OR convencional empleando una estructura SOA-MZI.....	104
Figura 5.16. Operación del SOA en estado de saturación.....	105
Figura 5.17. Compuerta OR convencional en el entorno LabVIEW .....	108
Figura 5.18. PED de la compuerta OR convencional .....	109

Figura 5.19. Compuerta OR con SOA-MZI utilizando el esquema diferencial.....	110
Figura 5.20. Principio de funcionamiento del esquema diferencial.....	111
Figura 5.21. PED de la compuerta OR con esquema diferencial.....	112
Figura 5.22. Compuerta OR con TS-MZI utilizando el esquema diferencial.....	112
Figura 5.23. Estructura del <i>turbo-switch</i> .....	113
Figura 5.24. Dinámica de la ganancia del: SOA 1, SOA 2 y <i>turbo-switch</i> .....	114
Figura 5.25. Dinámica de la fase del: SOA 1, SOA 2 y <i>turbo-switch</i> .....	116
Figura 5.26. PED de la compuerta OR con <i>turbo-switch</i> y esquema diferencial.....	116
Figura 5.27. Secuencias de entrada y salida de la compuerta OR con <i>turbo-switch</i> y esquema diferencial.....	117
Figura 5.28. Dependencia del factor de calidad y de la potencia de salida de la compuerta OR TS-MZI con esquema diferencial en función de la potencia de la señal de prueba pulsante (PP).....	118
Figura 5.29. Dependencia del factor de calidad y de la potencia de salida de la compuerta OR TS-MZI con esquema diferencial en función de la potencia de las señales de datos A y B.....	119
Figura 5.30. Dependencia del factor de calidad y la potencia de salida de la compuerta OR TS-MZI con esquema diferencial en función del tiempo de retardo.....	119
Figura 6.1. Compuerta AND con SOA-MZI y esquema diferencial.....	122
Figura 6.2. Compuerta AND con TS-MZI y esquema diferencial.....	124
Figura 6.3. Pseudo-diagrama de ojo a 80 Gb/s de las compuertas.....	125
Figura 6.4. Pseudo-diagrama de ojo a 160 Gb/s de las compuertas.....	126
Figura 6.5. Secuencias de entrada y salida de la compuerta <i>turbo-switched</i> AND.....	127
Figura 6.6. Dependencia del factor de calidad de la compuerta <i>turbo-switched</i> AND (a 160 Gb/s) con respecto al tiempo de retardo.....	128
Figura 6.7. Dependencia del factor de calidad de la compuerta <i>turbo-switched</i> AND (a 160 Gb/s) con respecto a la potencia pico de la secuencia A.....	129
Figura 6.8. Dependencia del factor de calidad de la compuerta <i>turbo-switched</i> AND (a 160 Gb/s) con respecto al ancho del pulso de las señales de entrada.....	129
Figura 6.9. Diagrama del circuito <i>half-adder</i> y su respectiva tabla de verdad.....	130
Figura 6.10. Compuerta XOR con TS-MZI y esquema diferencial ( <i>turbo-switched</i> XOR).....	131
Figura 6.11. Simulación del circuito <i>turbo-switched half-adder</i> a una tasa de 160 Gb/s.....	132
Figura 7.1. Diagrama de bloques de la compuerta TS-AND con iDS.....	135
Figura 7.2. Comparación gráfica entre el esquema diferencial (DS) y su versión mejorada (iDS).....	136
Figura 7.3. Análisis gráfico de la fase inducida en ambos brazos del interferómetro y su ventana de transmisión resultante en función del retardo $\tau_A$ , cuando del VOA es ajustado correctamente.....	138
Figura 7.4. Segmento representativo de los resultados de la simulación que demuestran la correcta operación de la compuerta TS-AND con iDS a una tasa de 640 Gb/s.....	140
Figura 7.5. Pseudo-diagrama de ojo de la compuerta TS-AND con iDS operando a 640 Gb/s.....	141
Figura 7.6. Dependencia del factor de calidad de la compuerta TS-AND con iDS (a 640 Gb/s) con respecto al tiempo de retardo $\tau_A$ .....	142
Figura 7.7. Dependencia del factor de calidad de la compuerta TS-AND con iDS (a 640 Gb/s) con respecto a la potencia pico de la señal de datos A.....	143
Figura 7.8. Dependencia del factor de calidad de la compuerta TS-AND con iDS (a 640 Gb/s) con respecto a la atenuación proveída por el VOA.....	143
Figura 7.9. Dependencia del factor de calidad de la compuerta TS-AND con iDS (a 640 Gb/s) con respecto al tiempo de retardo $\tau_B$ .....	144
Figura 7.10. Dependencia del factor de calidad ( $Q_{dB}$ ) y del nivel de distorsión del patrón de datos (PE) de la compuerta TS-AND con iDS con respecto a la tasa de repetición (R).....	145

Figura 7.11. Pseudo-diagramas de ojo de la compuerta TS-AND con iDS (640 Gb/s) donde se analiza el impacto que producen los fenómenos interbanda sobre el desempeño de la compuerta .....	146
Figura 7.12. Secuencias de entrada y salida del convertidor de longitud de onda (640 Gb/s) basado en la arquitectura TS-MZI con iDS .....	148
Figura 7.13. Pseudo-diagrama de ojo del AOWC basado en la arquitectura TS-MZI con iDS (640 Gb/s) .....	149
Figura 7.14. Densidad espectral de potencia óptica de la señal de entrada y de salida del convertidor de longitud de onda basado en la arquitectura TS-MZI con iDS (640 Gb/s) .....	150
Figura 7.15. Diagrama de bloques del demultiplexor totalmente óptico (TS-MZI DEMUX con iDS) .....	151
Figura 7.16. Simulación para demostrar la correcta operación de demultiplexaje de 640 Gb/s a 160 Gb/s .....	152
Figura 7.17. PED a la salida del demultiplexor .....	153
Figura 7.18. Dependencia del factor Q de la configuración propuesta con respecto al número de canales multiplexados, manteniendo una tasa de 640 Gb/s para la señal OTDM .....	154

# Índice de tablas

Tabla 1.1. Requisitos del amplificador óptico en función de la aplicación.....	8
Tabla 2.1. Ventajas y desventajas de las tecnologías ópticas empleadas para el procesamiento fotónico.....	18
Tabla 2.2. Tabla comparativa de la compuerta fotónica OR.....	31
Tabla 2.3. Tabla comparativa de la compuerta fotónica AND .....	33
Tabla 2.4. Tabla comparativa de la compuerta fotónica XOR.....	34
Tabla 3.1. Tiempo de vida diferencial de los portadores en función de $A$ , $B$ , $C$ y $N$ .....	55
Tabla 5.1. Parámetros del SOA masivo .....	96
Tabla 5.2. Características relevantes del SOA empleado .....	101
Tabla 5.3. Breve reseña histórica del <i>turbo-switch</i> .....	113
Tabla 5.4. Comparativa de la compuerta OR entre las arquitecturas interferométricas estudiadas .....	120
Tabla 6.1. Comparativa de las compuertas AND estudiadas .....	133



# Capítulo 1

## Introducción

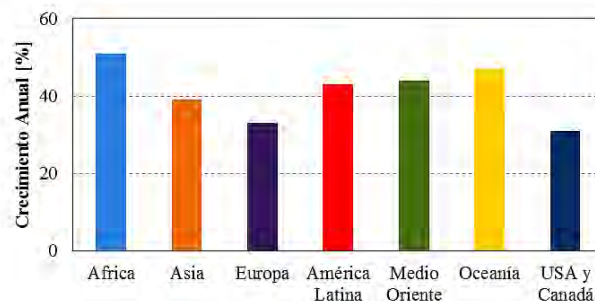
### 1.1. Introducción y justificación

La comunicación es la actividad más significativa en la interacción humana, surge de la necesidad de transmitir información. Las primeras formas de comunicación humanas estuvieron basadas en un conjunto de gestos y señas, es decir, una comunicación no verbal [1]. Con el paso del tiempo se fueron desarrollando nuevas formas de comunicación hasta constituir lo que ahora llamamos lenguaje, que junto con la escritura forma parte de la comunicación verbal. La comunicación representa una herramienta clave en la historia del ser humano, gracias a ella el hombre primitivo fue capaz de establecer grupos de cooperación, lo que a posteriori permitió nuestra supervivencia. En la actualidad, constituye una parte fundamental en la conformación de la sociedad, así como también en el avance científico y tecnológico a través de la transmisión de conocimientos.

Al igual que las formas de comunicación, los sistemas o medios de comunicación también se han ido transformando. Para ello basta con nombrar los medios surgidos en los últimos siglos para comprender su evolución; entre los más importantes se encuentran los siguientes [2,3,4]:

- Telégrafo óptico (1790).
- Telégrafo eléctrico (1833).
- Teléfono (1876).
- Radio (1895).
- Televisión (1926).
- Internet, inicialmente surgida como ARPANET (1969).

En la actualidad, el internet es uno de los medios de comunicación más utilizados gracias a su versatilidad de proveer una plataforma multiservicios. Sin lugar a dudas, ha sido un factor clave en el fenómeno de globalización y ha modificado visiblemente el comportamiento de la humanidad. Cómo puede observarse en la figura 1.1 [5], año tras año la demanda de ancho de banda (capacidad de transferencia de datos) ha ido incrementándose.



**Figura 1.1.** Crecimiento del ancho de banda por regiones del 2011 al 2015 [5].

En los países subdesarrollados, donde la penetración de este servicio es relativamente baja, la demanda de un mayor ancho de banda se debe principalmente al aumento de usuarios, mientras que en los países de primer mundo donde gran parte de la población tiene acceso, se debe a un aumento en la calidad y cantidad de servicios aunado al fenómeno del internet de las cosas (conexión de objetos cotidianos a la red de internet).

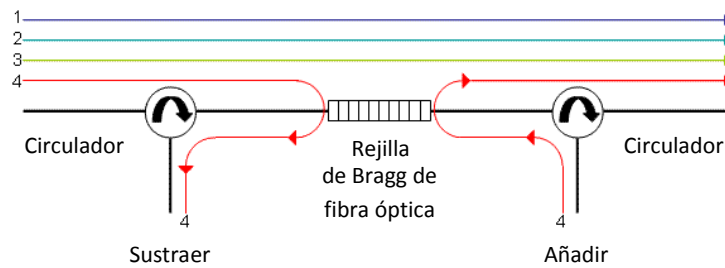
Una de las tecnologías que ha permitido el continuo crecimiento de la red de internet es la fibra óptica. Su gran ancho de banda, en el orden de los Tera Hertz, junto con una muy baja atenuación de alrededor de 0.2 dB/Km hacen que sea el medio de transmisión preferido en los enlaces de largo alcance. Entre las principales ventajas que ofrece, se mencionan las siguientes:

- Gran ancho de banda.
- Baja atenuación.
- Inmunidad ante interferencias electromagnéticas.
- Permite la detección de intrusiones, cortes, empalmes, fallas, curvaturas, etc.
- Sus dimensiones y peso permiten una fácil transportación.
- Resistente ante condiciones ambientales adversas (temperaturas extremas, corrosión, medio inflamable, etc.).

A pesar de las bondades que nos ofrece la fibra óptica, también presenta algunos inconvenientes como lo son:

- Costo de los dispositivos que integran el sistema de comunicaciones ópticas.
- No transmiten señales de potencia (suministro de energía eléctrica).
- Requieren mayor preparación del personal para su manejo.
- Necesidad de conversión del dominio óptico al eléctrico y viceversa.

Es precisamente este último punto el que ha impulsado el desarrollo de dispositivos completamente ópticos que permiten manejar el flujo de información en el dominio óptico sin la necesidad de realizar la conversión. Un ejemplo, es el OADM (*Optical Add-Drop Multiplexer*), un multiplexor óptico de adición-sustracción. Es utilizado dentro de los sistemas de comunicaciones ópticos que hacen uso del multiplexaje por división de longitud de onda (WDM, *Wavelength-Division Multiplexing*). La figura 1.2 ilustra el funcionamiento de un OADM [6].



**Figura 1.2.** Multiplexor óptico de adición-sustracción empleando una rejilla de Bragg de fibra óptica y dos circuladores [6].

El dispositivo anterior básicamente se encarga de seleccionar y sustraer la información contenida en una determinada longitud de onda (canal de bajada) y añadir al flujo de datos otra secuencia ubicada ya sea en la longitud de onda sustraída o en cualquier otra (canal de subida) siempre y cuando se encuentre libre.

En cuanto a las operaciones de procesamiento, aún se realizan empleando la tecnología electrónica gracias a la gran robustez que esta ha alcanzado. Un ejemplo es el router o enrutador cuya operación básica consiste en encaminar o direccionar los paquetes de datos desde su origen hasta su destino. Sin embargo, en los últimos años se han identificado una serie de inconvenientes inherentes al uso de la tecnología electrónica [7,8]:

- Latencia. El retardo que sufre la señal óptica debido al proceso de conversión óptico-eléctrico-óptico.
- Consumo de energía de los dispositivos optoelectrónicos.
- Cuello de botella electrónico.
- Dificultad para realizar operaciones a tasas mayores a 40 Gb/s.

Mientras las tasas de transmisión se siguen incrementando, la brecha que existe con la velocidad de procesamiento se va haciendo cada vez más grande. Es por ello que se presenta el problema de cuello de botella electrónico en el que la insuficiente tasa de procesamiento provoca un congestionamiento, por lo que es necesario usar unidades de memoria que sean capaces de almacenar los datos hasta que el tráfico se libere. Una de las soluciones que se estudia hoy en día es la utilización de dispositivos fotónicos como elementos de procesamiento. Entre las opciones que han surgido, se tienen las siguientes [9]:

- Amplificador óptico de semiconductor (SOA, *Semiconductor Optical Amplifier*).
- Fibra óptica altamente no lineal (HNLF, *Highly Nonlinear Fiber*).
- Guías de onda de calcogenuro (*Chalcogenide Waveguides*)
- Guías de onda de niobato de litio periódicamente polarizadas (PPLN, *Periodically Poled Lithium Niobate Waveguides*).
- Dispositivos basados en silicio.

Entre ellas, el amplificador óptico de semiconductor resulta una atractiva opción debido a que posee una alta no linealidad, respuesta ultra-rápida (debida a los fenómenos intrabanda), gran ancho de banda, estabilidad, bajo consumo de potencia, baja latencia y facilidad de integración al ser compatible con las técnicas de fabricación de la tecnología electrónica [7,10].

La investigación realizada en la presente tesis fue motivada por la necesidad de desarrollar circuitos fotónicos capaces de procesar enormes flujos de información, con el fin de evitar el congestionamiento de las redes de comunicaciones y permitir una evolución flexible hacia un sistema de comunicaciones totalmente óptico. En particular, centramos nuestra atención en el SOA y al estudio de su dinámica, en especial, cuando forma parte de subsistemas de procesamiento de información fotónica ultra-rápidos.

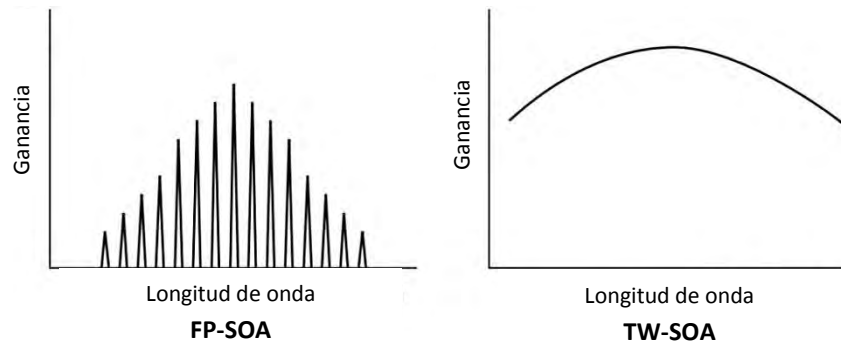


## 1.2. Desarrollo histórico del SOA

El SOA puede encontrarse en la literatura con distintos nombres: amplificador de diodo láser (LDA, *Laser Diode Amplifier*), amplificador de semiconductor láser (SLA, *Semiconductor Laser Amplifier*) y amplificador de tubo de onda progresiva (TWA, *Travelling Wave Amplifier*), entre otros.

El desarrollo del SOA ha estado íntimamente relacionado con el del láser de semiconductor. En 1963, Coupland [11] midió y reportó las propiedades de amplificación ópticas de un láser de GaAs. En sus comienzos, se trataban simplemente de diodos láser polarizados por debajo de su umbral de operación y eran llamados SOAs de Fabry-Perot (FP-SOAs) [12]. Debido a que presentaban realimentación óptica, su espectro de ganancia mostraba un rizo muy pronunciado. Lo anterior limitaba su uso como amplificador óptico, ya que era necesario un continuo ajuste de la longitud de onda resonante para que esta coincidiera con la longitud de onda de la señal de interés, esto exigía un estricto control de temperatura en el orden de 0.01 K [12].

Años después se introdujo la idea de emplear capas anti-reflejantes (ARC, *Anti-Reflection Coatings*) en las caras o facetas del amplificador óptico [13]. Fue así como surgieron los SOAs de tubo de onda progresiva (TW-SOAs) en los años ochenta. Gracias a las ARC se reducía drásticamente el efecto de cavidad resonante y junto con ello, el rizo en el espectro de ganancia, como se ilustra en la figura 1.3 [12].



**Figura 1.3.** Espectro de ganancia para el FP-SOA y el TW-SOA [12].

Otra de las problemáticas que se experimentó fue la dependencia de la ganancia con respecto a la polarización. Esto limitó en gran medida su campo de aplicación ya que de manera muy frecuente, la polarización que adquiere la onda al propagarse dentro del amplificador óptico es de carácter aleatorio. En 1982, como uno de los primeros intentos por lograr reducir la dependencia respecto a la polarización, Simon [14] logró desarrollar un SOA de AlGaAs con baja sensibilidad a la polarización (apenas 2 dB) de la señal introducida.

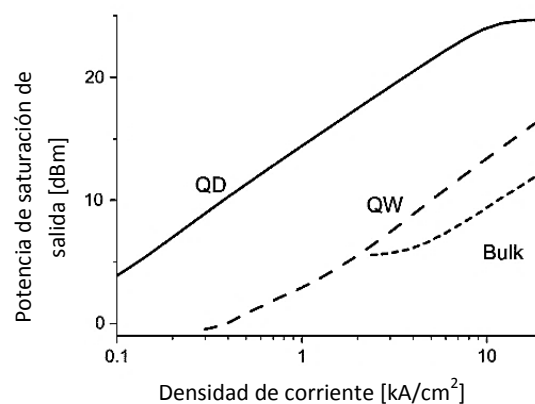
En los siguientes años, conforme nuevas tecnologías se fueron desarrollando y las existentes se fueron perfeccionando, el SOA fue mejorando sus características enfocándose en la resolución de sus principales carencias o limitantes [12]:

- Reflectividad en las caras o facetas.
- Dependencia de la ganancia con respecto a la polarización de la señal de entrada.
- Pérdidas de acoplamiento chip-fibra.

De manera paralela se fueron desarrollando nuevas estructuras como la estructura de guía de onda saliente (*ridge waveguide*) y la estructura de capa activa de multi-pozos cuánticos deformados (*strained MQW, strained Multi-Quantum-Well*) como una forma de superar las dificultades de fabricar SOAs de dimensiones sub-micrométricas [12].

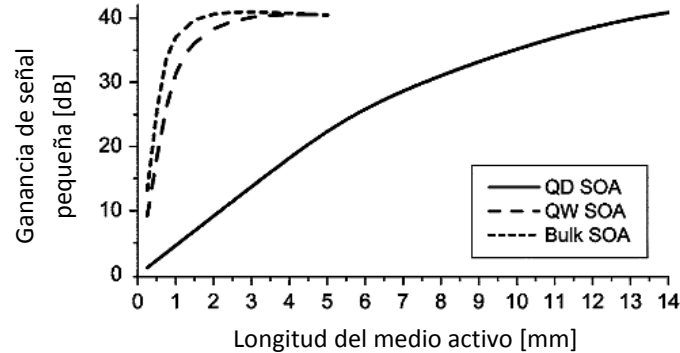
En 1993, Holtmann [15] desarrollo el primer SOA masivo (*bulk*) insensible a la polarización empleando la estructura de guía de onda saliente, obteniendo una ganancia fibra a fibra de 27 dB utilizando una longitud de onda de 1310 nm. En 1996, Tiemeijer [16] reportó una ganancia fibra a fibra de 36 dB a la misma longitud de onda pero empleando la estructura de MQW SOA. Dicha tecnología presenta un buen desempeño a 1310 nm, sin embargo, muestra niveles bajos de ganancia al operar a 1550 nm. En 1997, Emery [17] reporta una ganancia fibra a fibra de 29 dB con una sensibilidad a la polarización de apenas 0.2 dB al emplear un SOA masivo con la técnica de tensión de tracción (*tensile strain*) aplicada sobre el medio activo. Dichas mediciones fueron reportadas utilizando una longitud de onda de 1550 nm, por lo que surgió como una solución ante la dificultad que presentan los MQW de operar en dicha región y de la estricta tolerancia que demandan los SOAs de dimensiones sub-micrométricas en su construcción [12]. En la última década se ha estado desarrollando una nueva tecnología nanométrica, los puntos cuánticos, que han dado surgimiento a la creación de un SOA con puntos cuánticos (QD-SOA). Estos presentan la ventaja de poseer una menor corriente de operación, menor sensibilidad a los cambios de temperatura y una recuperación más rápida de la ganancia en comparación con el *bulk* SOA y el QW-SOA [12,18].

La figura 1.4 [18] muestra el comportamiento que presenta la potencia de saturación de salida conforme se aumenta la densidad de corriente para cada una de las tres tecnologías mencionadas. Como puede apreciarse, el QD-SOA exhibe una potencia de saturación de salida más elevada para una misma densidad de corriente, esto quiere decir que requiere una mayor potencia a la entrada (en comparación con un *bulk* SOA) para inducir su operación a un régimen no lineal. La operación en dicho estado es fundamental para llevar a cabo labores de procesamiento fotónico.



**Figura 1.4.** Potencia de saturación de salida en función de la densidad de corriente [18].

Cuando analizamos la ganancia de señal pequeña podemos percatarnos que es el *bulk* SOA el que proporciona un nivel más elevado empleando una misma longitud del medio activo. Dicho comportamiento puede ser observado en la figura 1.5 [18].



**Figura 1.5.** Ganancia de señal pequeña en función de la tecnología usada y de la longitud del medio activo [18].

Cabe resaltar que las corrientes suministradas para la obtención de la gráfica mostrada en la figura 1.5 difieren dependiendo del tipo de SOA empleado, esto con el fin de que exhibieran la misma potencia de saturación de salida. Así pues, la densidad de corriente suministrada fue  $1 \text{ kA/cm}^2$  (QD-SOA),  $2 \text{ kA/cm}^2$  (QW-SOA) y  $10 \text{ kA/cm}^2$  (*bulk* SOA) [18]. También podemos observar que las dimensiones físicas del QD-SOA son sensiblemente más grandes que las del *bulk* SOA por lo que sus propiedades de miniaturización son más limitadas.

En la actualidad, la tecnología QD-SOA tiene aún muchas cuestiones por resolver, entre las más importantes se encuentran: la minimización de la dependencia de la ganancia respecto a la polarización de la señal incidente y la miniaturización. Mientras que los *bulk* SOAs representan una tecnología más madura, por lo que es cada vez más frecuente que se encuentren disponibles de manera comercial [19,20,21,22]. En esta tesis nos centraremos en el estudio de los SOAs tipo *bulk*, también conocidos como masivos.

### 1.3. Aplicaciones del SOA

Los SOAs pueden ser construidos teniendo en cuenta la aplicación a la cual estén destinados. Por ejemplo, podemos diseñar un SOA que opere a una cierta longitud de onda, que posea una alta potencia de saturación de salida y que sea insensible a la polarización. En general, podemos clasificar sus aplicaciones en lineales y no lineales.

#### 1.3.1. Aplicaciones lineales

La aplicación más común de los SOAs en su régimen lineal es la de proporcionar una amplificación en el nivel de potencia a una señal óptica. En este ramo tiene como competidor al amplificador de fibra óptica dopada con erbio (EDFA, *Erbium Doped Fiber Amplifier*).

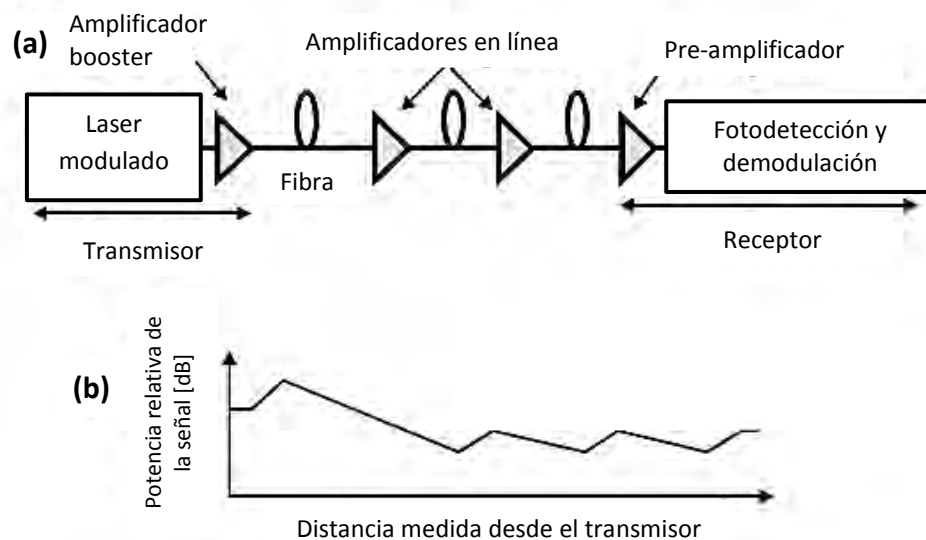
En general se prefiere al EDFA debido a que proporciona un nivel de ganancia más elevado, añade una menor cantidad de ruido a la señal amplificada y presenta un comportamiento más lineal. Sin embargo, la facilidad de integración del SOA, sus dimensiones, el costo de fabricación (compatible con las técnicas empleadas por la electrónica) y el bombeo eléctrico (en lugar del óptico), entre otras características, hacen que aún siga siendo atractivo para ser empleado como amplificador lineal. A continuación se indican sus aplicaciones en función del lugar en que se encuentran ubicados dentro de un sistema de comunicaciones óptico.

*Power booster:* Los amplificadores *booster* se encuentran ubicados en el transmisor, cuando la señal óptica es modulada externamente o bien, cuando el láser es de baja potencia. La ganancia que se requiere en este tipo de aplicación es relativamente baja (10 – 15 dB).

*Line amplifier:* El amplificador en línea se encuentra colocado entre el transmisor y el receptor, usualmente se colocan cada 80 km con el fin de compensar la atenuación que sufrió la señal óptica al recorrer grandes distancias.

*Pre-amplifier:* El pre-amplificador se encuentra ubicado en el extremo receptor. Su función es proveer un nivel de potencia a la señal óptica de tal forma que pueda ser correctamente detectada por el receptor. La ganancia debe de ser suficientemente grande (usualmente mayor a 20 dB) manteniendo una figura de ruido lo más baja posible.

La figura 1.6 (a) [23] indica gráficamente los puntos dónde se encuentran ubicados los SOAs dentro de un sistema de comunicaciones óptico. Adicionalmente se muestra una gráfica en la figura 1.6 (b) [23] que ilustra la evolución de la potencia óptica en función de la distancia.



**Figura 1.6.** (a) Aplicaciones del SOA cuando se emplea como un dispositivo lineal: amplificador *booster*, amplificador en línea y pre-amplificador [23].

(b) Potencia óptica de la señal vs longitud del enlace [23].

A pesar de que los tres proveen amplificación óptica, cada uno de ellos presenta características distintas para llevar a cabo su función con el mejor desempeño posible dado que sus condiciones de operación (nivel de potencia de la señal de entrada, relación señal a ruido a la entrada del amplificador, etc.) difieren entre sí. La tabla 1.1 muestra las características que debe de poseer el SOA en función de su aplicación [23].

**Tabla 1.1.** Requisitos del amplificador óptico en función de la aplicación.

	<b>Amplificador <i>booster</i></b>	<b>Amplificador en línea</b>	<b>Pre-amplificador</b>
Ganancia alta	Sí	Sí	Sí
Alta potencia de saturación de salida	Sí	Sí	No representa una característica crítica
Baja figura de ruido	No representa una característica crítica	Sí	Sí
Baja sensibilidad a la polarización	No representa una característica crítica	Sí	Sí
Bajas pérdidas de inserción	No representa una característica crítica	Sí	Sí
Filtrado óptico	No representa una característica crítica	No representa una característica crítica	Sí
Aislante óptico (diodo óptico)	Sí	No representa una característica crítica	No representa una característica crítica

### 1.3.2. Aplicaciones no lineales

Los SOAs pueden ser empleados para llevar a cabo tareas de procesamiento de señales enteramente en el dominio óptico. La mayoría de las aplicaciones del SOA en el área del procesamiento fotónico están fundamentadas en el aprovechamiento de sus no linealidades. Dichas no linealidades son causadas principalmente por cambios en la densidad de portadores del SOA. Ante la propagación de un pulso óptico con una potencia pico relativamente alta ( $\sim 3$  mW a 10 mW) a través de su medio activo, se produce un repentino agotamiento en la población de portadores de carga, en consecuencia se manifiestan distintos tipos de no linealidades. Entre los de mayor interés en el área de procesamiento completamente óptico tenemos las siguientes [23]:

- Modulación cruzada de ganancia (XGM, *Cross Gain Modulation*)
- Modulación cruzada de fase (XPM, *Cross Phase Modulation*)
- Modulación cruzada de polarización (XpolM, *Cross Polarization Modulation*)
- Mezclado de cuatro ondas (FWM, *Four Wave Mixing*)

Dada la complejidad de estos fenómenos, su naturaleza es tratada en el Capítulo 3 donde la física del SOA se discute de manera más amplia.

Aunque en general dicho comportamiento no lineal es perjudicial en sistemas de comunicaciones donde el SOA es empleado como amplificador [24,25,26], su presencia es esencial en la creación de aplicaciones relacionadas con el procesamiento de señales. Así pues, entre las aplicaciones no lineales del SOA orientadas al procesamiento fotónico se destacan las siguientes:

- Compuertas lógicas booleanas (OR, AND, XOR, etc.) [27].
- Circuitos sumadores / restadores [28].
- Circuitos flip-flop [29].
- Contadores [30].
- Módulos de encriptación y desencriptación [31].
- Conversión de longitud de onda [32].
- Conversión de formato NRZ a RZ [33].
- Muestreo [34].
- Demultiplexaje óptico en el dominio del tiempo [35].
- Detectores y generadores de paridad [36].
- Circuitos recuperadores de reloj [37].
- Regeneración de señales [38].

#### 1.4. Objetivos

El objetivo general de este trabajo es el de proponer, diseñar y analizar numéricamente circuitos fotónicos activos con una velocidad de operación igual o mayor a 160 Gb/s, esto es, tasas de procesamiento inalcanzables con la tecnología electrónica actual. Explotando las no linealidades presentes en el SOA y mediante el uso de la arquitectura de *turbo-switch* (TS), así como del estudio y desarrollo de nuevas técnicas, se plantea desarrollar novedosos circuitos fotónicos activos del interés de las telecomunicaciones empleando configuraciones interferométricas Mach-Zehnder. Se demuestra que dichos circuitos presentan un reducido *data-patterning* (distorsión de la secuencia de bits) con respecto a diseños más tradicionales, además de lograr mayores velocidades de procesamiento utilizando tecnología completamente óptica. Esto se demuestra numéricamente con base en la implantación de sofisticadas ecuaciones diferenciales no lineales que simulan la compleja dinámica del sistema.

A continuación se enlistan los objetivos particulares que se plantearon al inicio de esta investigación de manera puntual:

- Mostrar la necesidad que presentan las unidades de procesamiento actuales por operar a mayores tasas.

- Realizar una investigación del estado del arte de las compuertas lógicas fotónicas basadas en SOA.
- Explicar los fenómenos físicos no lineales de mayor relevancia que tienen presencia en el SOA así como su modelado matemático.
- Explotar el gran potencial que presenta el procesamiento completamente óptico dentro de los sistemas de comunicaciones.
- Proponer nuevas arquitecturas para el desarrollo de compuertas lógicas booleanas y circuitos fotónicos sencillos que operen a elevadas tasas de procesamiento mediante la utilización de SOAs incorporados dentro de estructuras interferométricas Mach-Zehnder.
- Demostrar el correcto funcionamiento de las compuertas y circuitos fotónicos propuestos a través de un minucioso análisis numérico.
- Desarrollar investigaciones de impacto que contribuyan al enriquecimiento del conocimiento mundial mediante:
  - La publicación en revistas arbitradas e indexadas.
  - Presentación de ponencias en conferencias nacionales e internacionales.
  - Creación de patentes.

## 1.5. Logros

A continuación, se describen de manera puntual los logros más importantes alcanzados en la realización del proyecto de investigación doctoral.

- Adquisición y redacción del marco teórico de las compuertas lógicas fotónicas más representativas en la actualidad, haciendo énfasis en aquellas basadas en el uso del SOA.
- Estudio de la física del SOA y elaboración de un escrito (Capítulo 3 de la presente tesis) que contribuye a contrarrestar la escasa literatura disponible en idioma español que trata sobre este interesante tema.
- Se presentó formalmente el modelo matemático del *bulk* SOA empleado en el análisis numérico. Se analizaron las bondades y limitaciones que presenta en comparación con otros modelos.
- Desarrollo, análisis y comparación de tres diferentes estructuras interferométricas asistidas con SOA capaces de realizar la operación OR a una tasa de procesamiento de 10 Gb/s. Dichas estructuras son la arquitectura SOA-MZI convencional, la arquitectura SOA-MZI empleando el esquema diferencial y nuestra propuesta, la arquitectura interferométrica Mach-Zehnder asistida con *turbo-switch* y empleando el esquema diferencial (TS-MZI). Esta última mostró un mejor desempeño al operar a la tasa anteriormente mencionada.

- Se propuso una compuerta lógica fotónica AND basada en la arquitectura interferométrica Mach-Zehnder asistida con *turbo-switch* e incorporando el esquema diferencial, a la cual se le nombró *turbo-switched* AND. Se demostró la superioridad (en términos de desempeño y de velocidad de operación) de dicha compuerta al compararla con la compuerta *differential* AND, la cual no emplea la estructura de *turbo-switch* y anteriormente había sido reportada como la compuerta AND más rápida de su tipo, es decir, entre aquellas que basan su funcionamiento en el uso del *bulk* SOA. La compuerta *turbo-switched* AND que propusimos mostró una correcta operación al procesar una tasa de datos de entrada de 160 Gb/s, y se determinó una velocidad máxima de operación de 260 Gb/s.
- Se explotó el enorme potencial exhibido por la estructura de *turbo-switch* al demostrar numéricamente la factibilidad de crear un circuito medio-sumador (*half-adder*) constituido por la compuerta *turbo-switched* AND aquí propuesta y la compuerta *turbo-switched* XOR presentada anteriormente por el grupo de investigación del Instituto de Ingeniería. Se logró una correcta operación del circuito *half-adder* a una tasa de 160 Gb/s.
- Se propone y analiza el esquema diferencial mejorado (iDS) basado en el esquema diferencial tradicional. Se demuestra que gracias a la incorporación de un atenuador óptico variable y un elemento de retardo, es posible mejorar las características de la ventana de transmisión, la cual es fundamental en el principio de operación del esquema diferencial. Esta novedosa técnica abre nuevas perspectivas al procesamiento totalmente óptico debido a que representa una mejora significativa sobre el esquema diferencial tradicional y su campo de aplicación no está restringido al uso del *bulk* SOA como elemento de procesamiento.
- Se propuso una compuerta AND basada en la arquitectura interferométrica Mach-Zehnder asistida con *turbo-switch* y que incorpora el esquema diferencial mejorado (TS-AND con iDS). La incorporación del iDS nos permitió demostrar la correcta operación de la compuerta TS-AND con iDS a una tasa record de 640 Gb/s, convirtiéndose de esta forma en la más rápida de su tipo.
- Gracias a la estructura de *turbo-switch*, el esquema diferencial mejorado y la versatilidad de la compuerta AND, nos fue posible demostrar la correcta operación, a una tasa de 640 Gb/s, de dos circuitos fotónicos del interés de las telecomunicaciones: un convertidor de longitud de onda y un demultiplexor OTDM.
- Aunque no se reporta aquí por cuestiones de derecho de autor, se propuso una compuerta lógica fotónica reconfigurable basada en una estructura interferométrica asistida por SOA. Esta es capaz de realizar una amplia variedad de operaciones lógicas tras realizar un sencillo ajuste.



Como resultado del proyecto de investigación doctoral y de la colaboración con el grupo de investigación del Instituto de Ingeniería, se obtuvieron los siguientes productos científicos:

- Artículos de investigación publicados en revista internacional arbitrada e indexada de alto impacto:

I. Rendón-Salgado, R. Gutiérrez-Castrejón, “160 Gb/s all-optical AND gate using bulk SOA turbo-switched Mach-Zehnder interferometer”, *Optics Communications*, vol. 399, pp. 77–86, 2017.

I. Rendón-Salgado, E. Ramírez-Cruz and R. Gutiérrez-Castrejón, “640 Gb/s all-optical AND gate and wavelength converter using bulk SOA turbo-switched Mach-Zehnder interferometer with improved differential scheme”, *Opt. Laser Technol.*, vol.109, pp.671-681, 2019.

Con el apoyo del programa PAPIIT, proyecto: IN102318.

- Solicitud de una patente para la invención:

*Compuerta lógica fotónica reconfigurable*

Inventores: I. Rendón-Salgado y R. Gutiérrez-Castrejón.

Solicitud de patente: MX/a/2018/009620. (08/08/2018)

- Artículos científicos publicados en memoria de conferencia o congreso internacional:

I. Rendón-Salgado, E. Ramírez-Cruz and R. Gutiérrez-Castrejón, “All-optical demultiplexing of a 640 Gbit/s OTDM signal using bulk SOA turbo-switched Mach-Zehnder interferometer with improved differential scheme”, 20th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Art. Mo.D1.5, Bucharest, Romania, July, 2018, pp. 1-4.

Con el apoyo del programa PAPIIT, proyecto: IN102318.

E. Ramírez-Cruz, I. Rendón-Salgado, D.E. Ceballos-Herrera, and R. Gutiérrez-Castrejón, “Cross-gain modulation mitigation in semiconductor optical pre-amplifiers using a new synthetic filter for NRZ-based WDM transmission systems”, 20th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Art. Th.B4.4, Bucharest, Romania, July, 2018, pp. 1-4.

Con el apoyo del programa PAPIIT, proyecto: IN102318.

- Artículos de divulgación en revista internacional:

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

➤ Artículos científicos publicados en memoria de conferencia o congreso nacional:

I. Rendón-Salgado, R. Gutiérrez-Castrejón, “*Diseño de una compuerta lógica fotónica OR empleando un interferómetro Mach-Zehnder asistido con SOAs*”, IEEE ROC&C 2016, CM-09, noviembre del 2016.

E. Ramírez-Cruz, R. Gutiérrez-Castrejón, I. Rendón-Salgado “*Procesamiento digital de señales para la reducción de efectos no lineales en sistemas DWDM con pre-amplificación óptica de semiconductor*”, IEEE ROC&C 2017, T-03, noviembre del 2017.

Con el apoyo del programa PAPIIT, proyecto: IN103416.

## 1.6. Organización de la tesis

El presente trabajo de investigación doctoral se encuentra dividido en 8 capítulos. A continuación se describe brevemente el contenido abordado en cada uno de ellos.

*Capítulo 1: Introducción.* Se presenta una breve reseña histórica de la evolución de los sistemas de comunicaciones haciendo énfasis en la problemática actual que surge ante la limitada tasa de procesamiento de la tecnología electrónica. Se presenta al SOA como una alternativa ante tal inconveniente y se plantean los objetivos del proyecto de investigación.

*Capítulo 2: Estado del Arte.* Se realiza un riguroso estudio centrado en la investigación de las compuertas lógicas fotónicas (OR, AND y XOR) que basan su funcionamiento en el uso de SOAs masivos como dispositivos de procesamiento no lineal.

*Capítulo 3: Física del Amplificador Óptico de Semiconductor.* Se abordan los principios teóricos que describen la dinámica del SOA, dividiendo a estos procesos en fenómenos interbanda e intrabanda. Además, se presentan los parámetros de desempeño del SOA más ampliamente utilizados, así como una descripción de los fenómenos no lineales que son explotados con mayor frecuencia cuando se emplea en aplicaciones de procesamiento fotónico.

*Capítulo 4: Modelo Matemático del SOA.* Se presentan las consideraciones realizadas al modelar la dinámica del SOA. Se mencionan las bondades y limitaciones impuestas por el modelo matemático elegido.

*Capítulo 5: Diseño de una compuerta OR con turbo-switch.* Se presenta la configuración tradicional que se emplea para la realizar la operación OR y se compara con la propuesta realizada, es decir, aquella que incorpora la estructura del *turbo-switch*. Se demuestra numéricamente que la arquitectura que incorpora al *turbo-switch* exhibe un desempeño superior.

*Capítulo 6: Diseño de una compuerta AND con turbo-switch.* Una vez más se explota la arquitectura de *turbo-switch*, de esta forma es posible alcanzar tasas de procesamiento mayores a 160 Gb/s. En esta ocasión, la propuesta realizada es comparada con dos configuraciones ampliamente conocidas. Adicionalmente se demuestra la correcta operación de un medio sumador a una tasa de 160 Gb/s gracias a la combinación de la arquitectura propuesta con una compuerta XOR desarrollada anteriormente por el grupo de investigación del Instituto de Ingeniería.

*Capítulo 7: Diseño de una compuerta AND con turbo-switch y método diferencial mejorado.* Se propone y se demuestra una novedosa técnica conocida como método diferencial mejorado (iDS, *improved Differential Scheme*). Esta puede implementarse mediante la adición de un atenuador óptico variable y un elemento de retardo. Su rendimiento es superior al de las arquitecturas anteriormente propuestas, alcanzando una tasa de 640 Gb/s. Adicionalmente se comprueba que esta misma arquitectura puede emplearse como convertidor de longitud de onda y demultiplexor de una señal OTDM, manteniendo un correcto funcionamiento.

*Capítulo 8: Conclusiones.* Se realiza una discusión referente a los avances científicos alcanzados en el proyecto de investigación, así como del rol que desempeña el SOA dentro del área de procesamiento completamente óptico.

## Capítulo 2

### Estado del Arte

Como se vio en el capítulo anterior, los sistemas de comunicaciones han ido evolucionando vertiginosamente en los últimos años. Entre ellos destaca la red de Internet gracias a su presencia global. Dicha red, constituida principalmente por enlaces ópticos (a través de fibras ópticas), es la encargada de transportar un creciente flujo de bits entre usuarios de la Internet. Sin embargo, es la velocidad de procesamiento una de las principales limitantes para alcanzar mayores tasas de transferencia de bits.

En la actualidad se emplean con mayor frecuencia dispositivos electrónicos para realizar la labor de procesamiento, al estar constituidos por circuitos electrónicos es necesaria la conversión de las señales ópticas a corrientes eléctricas para procesar la información en el dominio eléctrico y posteriormente convertir la señal procesada en una secuencia de pulsos ópticos para su transmisión a través de la fibra. Este inconveniente reduce la velocidad de operación potencial de los sistemas de comunicaciones, además de frenar la creciente capacidad de los dispositivos ópticos [39]. Por otra parte, la tecnología electrónica presenta dificultades para realizar operaciones de procesamiento a tasas mayores a 40 Gb/s ocasionando con ello un cuello de botella electrónico en cada nodo de procesamiento [8]. Es debido a lo anterior que se proponen redes de comunicaciones completamente ópticas utilizando para ello circuitos fotónicos, los cuales son dispositivos basados en compuertas lógicas completamente ópticas. Sus aplicaciones se encuentran principalmente orientadas al sector de las comunicaciones por fibra óptica y en los circuitos de interconexión para las futuras computadoras digitales, realizando funciones similares a las que actualmente llevan a cabo los circuitos electrónicos tales como: sumador/restador, contadores, generadores/detectores de paridad, comparadores, etc., mediante la interconexión adecuada de dichas compuertas lógicas.

Un sistema de comunicaciones completamente óptico permitiría alcanzar elevadas velocidades de procesamiento además de eliminar fenómenos de interferencia electromagnética, apreciados en ambientes industriales o militares. Otra ventaja de su implementación es la capacidad que dicha red tendría para adaptarse a mayores tasas de transmisión conforme aumenta el número de servicios y aplicaciones que el mercado de las telecomunicaciones demanda [40]. Por ejemplo, recientemente fue aprobado el estándar IEEE 802.3bs donde se realizan las especificaciones para operar una red Ethernet a una tasa de 200 Gb/s y 400 Gb/s [41], e incluso ya se están realizando pruebas de campo empleando una tasa de 400 Gb/s [42].

La aparición de nuevos dispositivos fotónicos dentro del campo de las comunicaciones ópticas, ha abierto un amplio panorama en el área de procesamiento de señales en el dominio óptico con lo cual se busca reemplazar la tecnología electrónica por la fotónica en selectas aplicaciones que exijan elevadas tasas de procesamiento, generándose así un mayor acercamiento hacia un sistema de comunicaciones totalmente óptico.

Mediante la utilización de los dispositivos ópticos se incrementa enormemente la capacidad de los sistemas de transmisión sin alterar en gran medida las arquitecturas de las redes implantadas, es decir, permiten una evolución flexible y económica de las redes actuales, respondiendo a la demanda de mayor ancho de banda por parte de los nuevos servicios de telecomunicaciones. Cabe aclarar, sin embargo, que las aplicaciones de los dispositivos fotónicos no se limitan a las comunicaciones ópticas [43]. Por ejemplo, los Circuitos Fotónicos Integrados (PIC's, *Photonic Integrated Circuits*), gracias a su gran potencial, se pretende que sean adoptados en áreas dedicadas al monitoreo del medio ambiente, así como formar parte de la tecnología de biosensores, además de que se planea su incursión en la industria de la aviación y la automotriz, presentándose también la posibilidad de integrarla con otras tecnologías como la basada en la electrónica y los MEMS's (*Micro-Electromechanical Systems*) incrementando así su área de aplicación [44].

Dentro de los dispositivos fotónicos que se han venido empleando en las comunicaciones ópticas se encuentra el SOA, el cual resulta atractivo por poseer una alta no linealidad, bajo consumo de energía y facilidad de integración [7,10]. Debido a la importancia que ostentan las compuertas booleanas en el desarrollo de circuitos lógicos más complejos, centraremos el estudio del estado del arte en las compuertas lógicas fotónicas o completamente ópticas que hacen uso del SOA masivo como elemento de procesamiento. Para ello se realizó una exhaustiva investigación con el fin de identificar y comparar los avances científicos más recientes dentro del área de interés anteriormente mencionada.

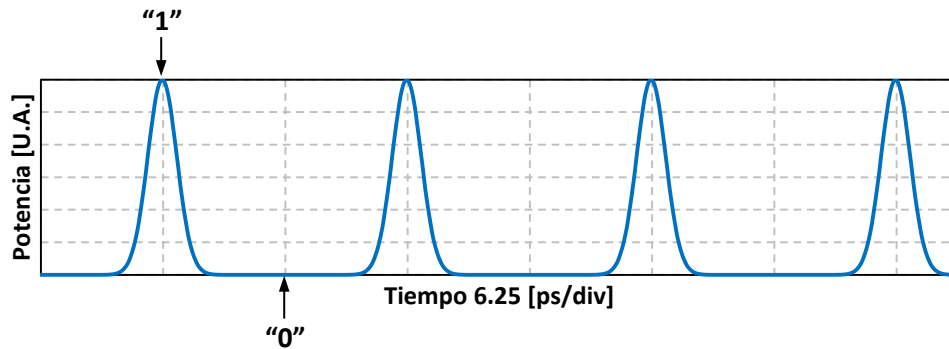
## 2.1. Generalidades y clasificación

El desarrollo de circuitos de procesamiento tanto electrónicos como fotónicos está basado en el álgebra Booleana introducida por el inglés George Boole en 1854. Sin embargo, fue hasta 1938 cuando C. E. Shannon utilizó dicha teoría para el diseño de circuitos de conmutación [45]. Dentro del álgebra Booleana pueden definirse un conjunto de operaciones básicas de entre las que destacan las siguientes:

- NOT (inversión lógica)
- OR (suma lógica o disyunción lógica)
- XOR (OR exclusiva)
- AND (producto lógico o conjunción lógica)

Un dispositivo encargado de realizar alguna de estas operaciones es conocido como compuerta lógica. Dependiendo del estado de la(s) señal(es) de entrada, se presentará a la salida de la compuerta un determinado estado lógico según indique su tabla de verdad. De acuerdo a la teoría de Boole sólo se consideran dos estados "1" y "0". Dichos estados son resultado de la interpretación de una determinada condición física, por ejemplo, en electrónica es común que un voltaje positivo (nivel alto) represente un "1" lógico, mientras que un voltaje negativo o igual a cero (nivel bajo) representa un "0" lógico.

En nuestro caso de estudio un “1” lógico es representado por la presencia de un pulso óptico, típicamente un pulso Gaussiano, mientras que el “0” lógico es representado por la ausencia de luz como se muestra en la figura 2.1.



**Figura 2.1.** Representación de una secuencia lógica binaria.

Como puede observarse, la separación temporal entre cada estado lógico es periódica (6.25 ps correspondientes a una tasa de 160 Gb/s en este caso). La secuencia mostrada es una sucesión de unos y ceros intercalados. Además, puede advertirse que la duración del pulso es menor que el periodo, por lo que estamos tratando con señales con retorno a cero (RZ, *Return to Zero*). Tanto las señales de entrada como las de salida conservarán la misma forma de representación lógica.

Cabe mencionar que existen diferentes formas de interpretar un estado lógico, ya sea a partir de un cambio de amplitud, frecuencia, fase o polarización e incluso dependiendo de la posición temporal del pulso (adelanto o atraso) [46]. Sin embargo, la convención empleada en nuestro estudio es la más ampliamente utilizada gracias a la facilidad de detección de los estados o niveles lógicos.

De entre las tecnologías ópticas con mayor potencial para el procesamiento de señales destacan aquellas que presentan una alta no linealidad. La tabla 2.1 muestra las tecnologías ópticas más importantes en el campo del procesamiento totalmente óptico que existen en la actualidad, además, se indican las ventajas y desventajas de cada una de ellas.

En general, se prefiere el uso del SOA ya que de las tecnologías actuales es la que presenta un mayor potencial de fabricación y comercialización gracias a sus dimensiones relativamente compactas y sus técnicas de fabricación compatibles con las de la electrónica. Sin embargo, como se indica en la tabla 2.1, aún existen varios aspectos por resolver, por lo que la investigación y búsqueda de nuevos materiales de construcción es un tema vigente.

Una de las mayores preocupaciones con respecto al SOA es su tiempo de recuperación, relativamente lento en comparación con el exhibido por la fibra de niobato de litio periódicamente polarizada, las fibras altamente no lineales y las guías de onda de calcogenuro. Sin embargo, gracias al surgimiento de nuevas técnicas y estructuras, es posible reducir el tiempo de recuperación.

**Tabla 2.1.** Ventajas y desventajas de las tecnologías ópticas empleadas para el procesamiento fotónico.

	Desventajas	Ventajas
SOA	El tiempo de recuperación de su fase y su ganancia es del orden de los 100 ps, por tanto, presenta distorsión en el patrón de datos ( <i>data-patterning</i> ). Posee una figura de ruido alta [47].	Posee un bajo consumo de potencia, gran ancho de banda, baja latencia y alto potencial de integración. Su alta no linealidad le permite conservar su dimensiones compactas [7,10].
Fibra de niobato de litio periódicamente polarizada (PPLN, <i>Periodically Poled Lithium Niobate</i> )	Presentan una fuerte dependencia con la mezcla resonante que ocurre entre longitudes de onda pertenecientes a una cierta región, por lo tanto, no es posible emplearlas en todas las bandas de comunicaciones ópticas [47].	Exhiben una dinámica ultrarápida y son compactas [48].
Fibra altamente no lineal (HNLF, <i>Highly Nonlinear Fiber</i> )	Se requieren longitudes de fibra que van desde decenas hasta cientos de metros para inducir los fenómenos no lineales, por lo que presenta un bajo potencial de integración [49].	Respuesta ultrarápida, baja figura de ruido y es un elemento pasivo [47].
Guía de onda de calcogenuro ( <i>chalcogenide waveguide</i> )	Presentan problemas de estabilidad y degradación. Son más frágiles que las fibras de silicio y se requieren potencias pico del orden de varios watts para inducir los fenómenos no lineales [50].	Exhiben una respuesta del orden de unos cuantos femtosegundos. Posee dimensiones pequeñas [49].

Las compuertas lógicas basadas en SOA pueden estar constituidas exclusivamente por un solo SOA o empleando una estructura que lo asista. Atendiendo lo anterior, podemos clasificar las compuertas lógicas basadas en SOA como: compuertas no asistidas y compuertas asistidas.

### 2.1.1. Compuertas no asistidas

Como su nombre lo indica, estas compuertas se basan en el uso de un solo SOA para llevar a cabo una operación lógica, por lo que su funcionamiento será determinado por los fenómenos no lineales que tienen lugar dentro del SOA.

Los procesos no lineales que comúnmente se explotan cuando el SOA se emplea bajo estas condiciones son:

- *Modulación cruzada de ganancia (XGM):*  
Consiste en modular el nivel de ganancia del SOA al introducir un pulso con una potencia óptica relativamente alta. Así pues, si se introduce una señal continua con potencia óptica relativamente baja, experimentará una compresión de la ganancia ante la presencia de un pulso de alta intensidad [51].
- *Mezclado de cuatro ondas no degenerado (FWM):*  
Se manifiesta cuando al menos dos señales ópticas de diferente longitud de onda poseen un nivel de potencia óptica tal que inducen al SOA a un estado de saturación, en consecuencia, se generan nuevas señales a diferentes longitudes de onda. La ubicación espectral y la potencia óptica de las nuevas señales dependerá en gran medida de la longitud de onda y potencia óptica de las señales de entrada [52].
- *Modulación cruzada de polarización (XPolM):*  
Cuando se emplea un SOA sensible a la polarización se produce una rotación en el estado de polarización de las señales de entrada cuando estas poseen una alta intensidad. A través de la discriminación de los estados de polarización es posible establecer una representación lógica y llevar a cabo operaciones booleanas [53].

El comportamiento de estos fenómenos no lineales se estudia con mayor detalle en el Capítulo 3. Como las compuertas no asistidas se basan enteramente en el SOA y su dinámica no lineal, su desempeño dependerá de las propiedades físicas del mismo. Por lo tanto, la velocidad de operación del SOA dependerá directamente del tiempo de recuperación que exhibe cada uno de los fenómenos anteriormente listados. Sin embargo, las configuraciones que se emplean, en general, resultan más sencillas y económicas que las de las compuertas asistidas.

### 2.1.2. Compuertas asistidas

Como su nombre sugiere, estas compuertas necesitan la asistencia de alguna estructura para poder ya sea explotar algún fenómeno no lineal, o mejorar el desempeño de la compuerta. En general se obtienen compuertas más complejas y costosas pero que operan a mayores tasas de procesamiento o con un rendimiento superior a las no asistidas.

Los fenómenos no lineales que se explotan comúnmente en estas compuertas son: la modulación cruzada de ganancia y la modulación cruzada de fase (XPM), esta última se presenta bajo condiciones similares a las de la modulación cruzada de ganancia, sin embargo, en este caso la señal óptica continua con potencia relativamente baja experimenta adicionalmente un cambio de fase inducido por un pulso óptico de alta intensidad.



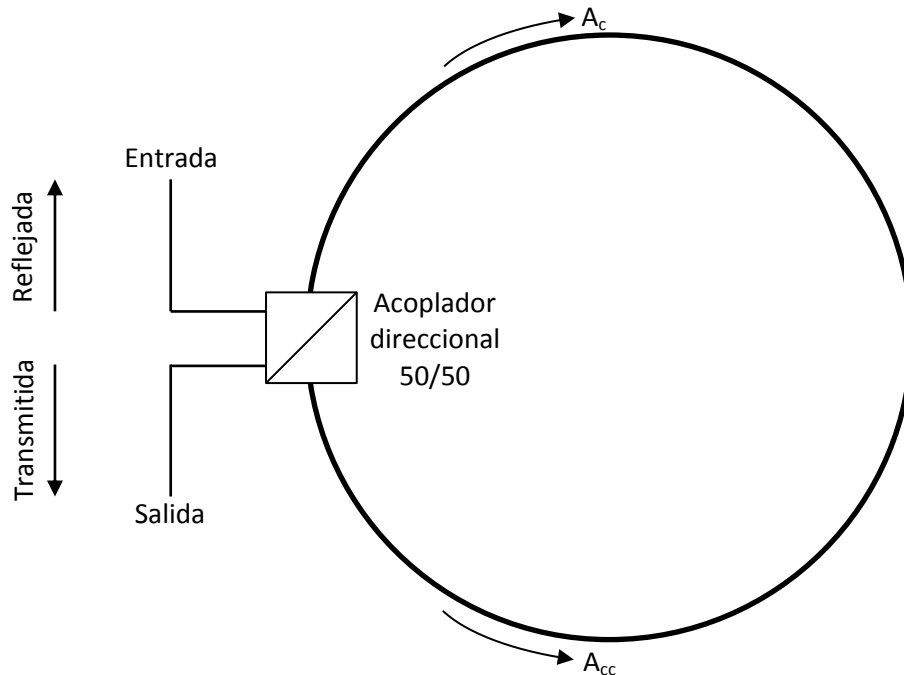
Dicho comportamiento puede emplearse en nuestro beneficio para llevar a cabo operaciones lógicas, para ello es necesario realizar la conversión de cambios de fase a cambios de amplitud. Lo anterior es posible al incorporar el o los SOAs dentro de una estructura interferométrica [54]. Una forma muy útil de diferenciar a las estructuras interferométricas es clasificándolas de acuerdo a su construcción en: interferómetros basados en fibra e interferómetros integrados.

### 2.1.2.1. Estructuras interferométricas basadas en fibra

Anteriormente las estructuras interferométricas estaban constituidas por un conjunto de espejos que determinaban la trayectoria que seguían los haces de luz, hoy en día es común emplear cables de fibra óptica. Entre estas estructuras interferométricas, las más populares para el procesamiento óptico de señales son las siguientes:

- Interferómetro Sagnac.

Consiste en un lazo o circuito cerrado donde dos señales ópticas viajan en direcciones opuestas, su diagrama esquemático se muestra en la figura 2.2 [55].



**Figura 2.2.** Interferómetro Sagnac basado en fibra óptica.

Al insertar un pulso a la entrada del interferómetro, su potencia es dividida en dos partes iguales por el acoplador direccional 50/50. De esta forma se generan dos pulsos ópticos:  $A_c$  que viaja en sentido de las manecillas del reloj y  $A_{cc}$  que viaja en sentido contrario. A esta forma de propagación se le conoce como contra-propagación.

El acoplador direccional consiste en dos núcleos de fibra que se encuentran muy cercanos. Por lo tanto, el campo óptico introducido a una fibra también será inyectado en la fibra contigua. Si la onda cambia de fibra, es decir, pasa de un núcleo hacia el otro dentro del acoplador, experimentará un defasamiento de  $\pi/2$ . Este es el caso del pulso óptico que se propaga en dirección contraria a las manecillas del reloj ( $A_{cc}$ ).

Ambos pulsos llegan al acoplador al mismo tiempo después de haber viajado a través del lazo. Dependiendo del puerto que se elija (entrada o salida) obtendremos una interferencia totalmente constructiva o totalmente destructiva. Si analizamos el puerto de entrada, ahora es la señal  $A_c$  la que experimenta un defasamiento de  $\pi/2$ . Por lo tanto, no existirá defasamiento neto entre ambas señales ( $A_c$ ,  $A_{cc}$ ) produciéndose así una interferencia constructiva y generando una señal reflejada. En este caso el interferómetro Sagnac se comporta como un espejo ideal con un 100% de reflectividad. Debido a estas características la configuración mostrada también es conocida como espejo de lazo óptico no lineal (NOLM, *Nonlinear Optical Loop Mirror*) [55].

Cuando analizamos el puerto de salida tenemos que la señal  $A_{cc}$  experimenta otro defasamiento de  $\pi/2$ . El puerto de salida presenta una interferencia destructiva debido a que existe un defasamiento neto de  $\pi$  radianes entre  $A_c$  y  $A_{cc}$ , por tanto, no se transmite ninguna señal a través dicho puerto. Como veremos a continuación, esta estructura suele ser asistida con un SOA para llevar a cabo funciones de procesamiento.

- Demultiplexor Asimétrico Óptico Terahertz (TOAD).

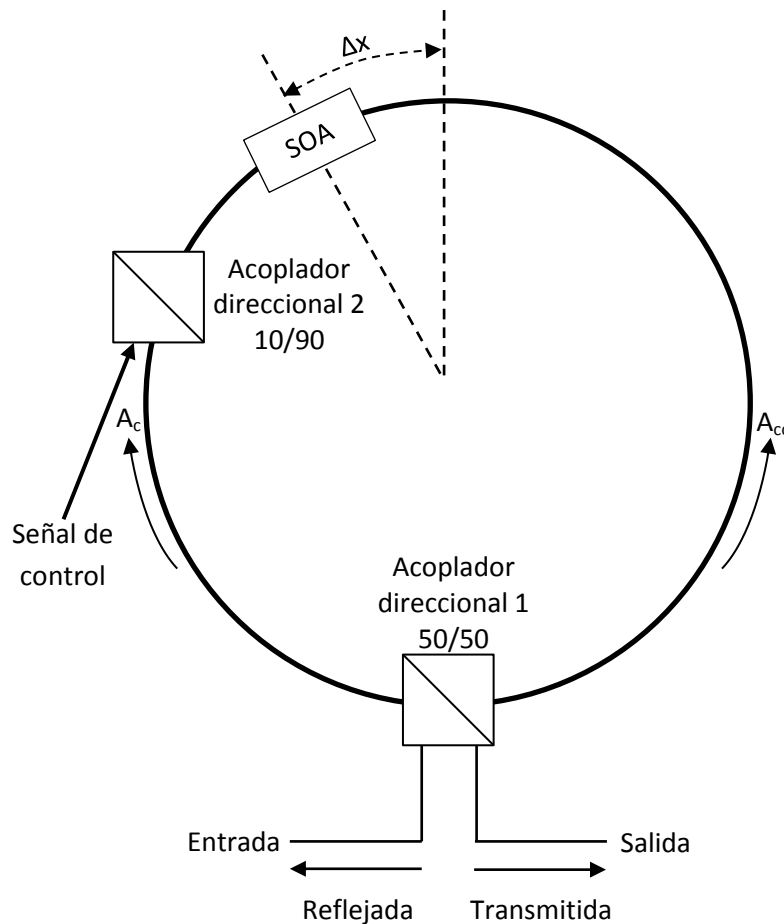
Conocido como TOAD (*Terahertz Optical Asymmetric Demultiplexer*), consiste en un espejo de lazo óptico. Su principio de operación y su configuración es similar a la de un interferómetro Sagnac con la gran diferencia de que el TOAD incluye un elemento altamente no lineal en su lazo óptico, en este caso se trata de un amplificador SOA. Su configuración puede apreciarse en la figura 2.3 [56].

A través del puerto de entrada se introduce un pulso óptico, este a su vez es dividido gracias al acoplador direccional 1. De esta forma se contra-propagan dos pulsos a través del lazo óptico,  $A_c$  se transmite en sentido horario mientras que  $A_{cc}$  lo hace en sentido opuesto. Adicionalmente se introduce una señal denominada de control dentro del lazo a través de otro acoplador. Se le llama señal de control ya que posee una potencia que es tal que induce la presencia de fenómenos no lineales dentro del SOA. Note que el SOA está desplazado del centro del lazo óptico por lo que la distancia que existe entre este y los puertos del acoplador direccional 1 es asimétrica.

Si la señal de control no está presente,  $A_c$  y  $A_{cc}$  son amplificadas por el SOA pero no se induce ninguna diferencia de fase significativa entre ambas señales, por lo que la interferencia destructiva ocasionada en el puerto de salida no se modifica (mismo caso que el interferómetro de Sagnac). Es decir, la señal de salida presenta un “0” lógico.

En cambio, cuando la señal de control está presente, es ajustada para que ingrese al SOA de manera simultánea junto con  $A_c$ . En consecuencia, se produce el fenómeno de modulación cruzada de fase en el que la señal  $A_c$  experimenta un cambio de fase dentro del SOA.

El desplazamiento del SOA dentro del TOAD es designado de tal forma que el amplificador disponga del tiempo necesario para recuperar su estabilidad antes de que la señal  $A_{cc}$  arribe. Cuando  $A_c$  y  $A_{cc}$  completan una vuelta alrededor del lazo y llegan al acoplador, el desfase adicional introducido en la señal  $A_c$  provocará una interferencia constructiva, produciendo así un “1” lógico a la salida del TOAD. Por lo tanto el pulso de control es el responsable de inducir esta operación de conmutación lógica [56].

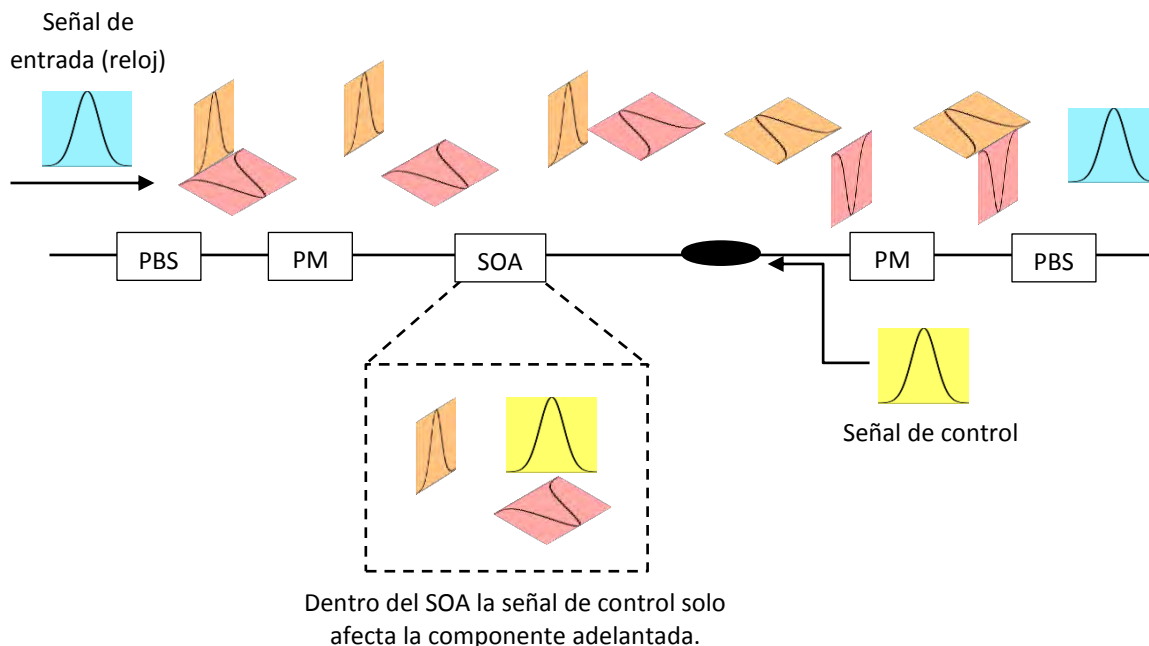


**Figura 2.3.** Interferómetro Terahertz Optical Asymmetric Demultiplexer (TOAD) basado en fibra óptica.

- Interferómetro no lineal ultra rápido (UNI).

El UNI (*Ultrafast Nonlinear Interferometer*), se basa en la rotación de la polarización de una señal de reloj (señal pulsada). Dicha rotación tiene lugar bajo la presencia de una señal de control.

La figura 2.4 muestra el diagrama de la estructura UNI. Como en cualquier otro interferómetro, el desplazamiento de fase representa una condición fundamental en el funcionamiento de la estructura. En la primera etapa, la señal de entrada o de reloj es introducida a una sección de división de polarización y adición de un retardo temporal. Lo anterior es posible gracias a la inclusión de un divisor de polarización (PBS, *Polarization Beam Splitter*) y de una fibra mantenedora de polarización (PMF, *Polarization Maintaining Fiber*) que proporciona el retardo relativo entre las dos componentes ortogonales. De acuerdo al esquema mostrado en la figura 2.4, es posible proveer una diferencia de fase entre estas dos componentes si se introduce una señal de control que esté en sincronía temporal con alguna de ellas. De esta forma sólo una componente experimentará un desplazamiento de fase al ingresar al SOA junto con la señal de control. En el otro extremo del UNI, la PMF remueve el retardo relativo entre las componentes y el haz se hace incidir sobre un PBS. En ausencia de señal de control (sin rotación de polarización), el PBS se configura para bloquear el haz. Ante la presencia de la señal de control (con rotación de polarización) el PBS permite la propagación de la señal de reloj hacia el puerto de salida [57].

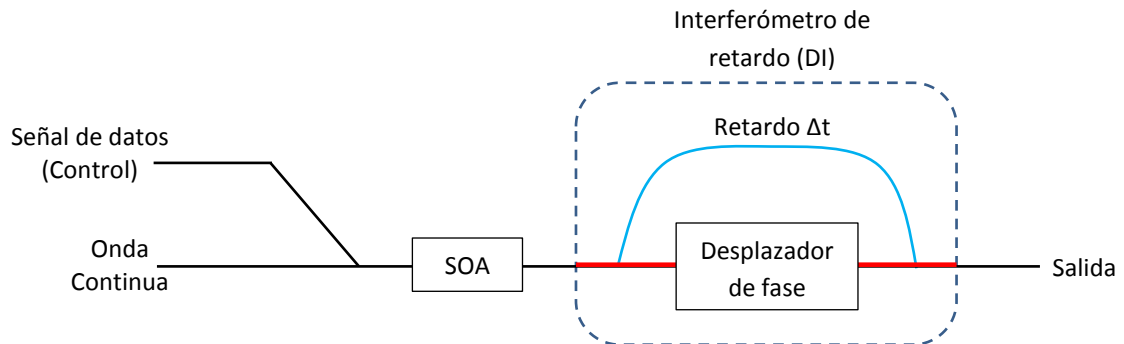


**Figura 2.4.** Principio de operación de un interferómetro UNI.

Esta estructura es muy versátil ya que puede llevar a cabo varias funciones lógicas realizando las adecuaciones y ajustes necesarios. Por ejemplo, si se reemplaza la señal de reloj por una señal de datos puede implementarse la compuerta lógica AND. También es posible obtener la operación XOR si mantenemos la señal de reloj e introducimos una segunda señal de control.

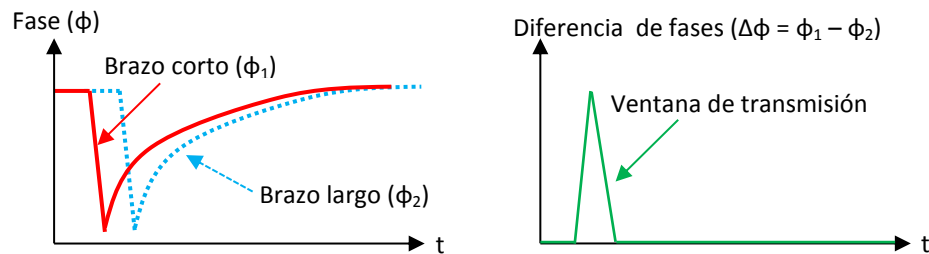
- Interferómetro de retardo (DI).

El DI (Delayed Interferometer) consiste en dividir una señal óptica incidente en dos partes de igual magnitud y proporcionarle a cada parte un camino óptico de diferente longitud. De esta forma, las señales interfieren entre sí a la salida del interferómetro de retardo. La figura 2.5 ilustra el esquema de una configuración conocida como DISC (*Delayed-Interference Signal-wavelength Converter*) la cual consiste en la conexión de un SOA seguido de un DI. Dos señales se ingresan al SOA, una onda continua y una señal de datos que funge como señal de control [56].



**Figura 2.5.** Diagrama esquemático de un DISC.

En la ausencia de la señal de datos, la onda continua es amplificada por el SOA, posteriormente se divide y viaja a través de cada brazo del DI. El desplazador de fase del DI se ajusta para que bajo estas condiciones de operación, el estado de interferencia que existe entre las señales que viajan por cada brazo produzca una supresión de la señal en el puerto de salida. Cuando la señal de control está presente, tanto la fase como el nivel de ganancia que experimenta la onda continua se verán modificados. Esto se debe a que la señal de control satura la ganancia e induce un cambio en el índice de refracción del SOA. Posteriormente la onda continua entra en el DI. En esta ocasión se generará una ventana de transmisión debido a la diferencia de fase entre los brazos del DI. La señal que viaja a través de la longitud más corta abre la ventana de transmisión (favorece una interferencia constructiva) y se cierra cuando la señal que viaja a lo largo de la longitud más larga restablece la interferencia inicial (predominantemente destructiva). Lo anterior se observa con mayor claridad en la figura 2.6.



**Figura 2.6.** Ventana de transmisión generada a la salida del DI.

A pesar de que las compuertas interferométricas basadas en fibra óptica en general presentan altas tasas de operación y un desempeño adecuado, en la mayoría de los casos resultan inadecuadas debido a sus dimensiones relativamente grandes.

### 2.1.2.2. Estructuras interferométricas integradas

Las estructuras basadas en interferómetros integrados resultan más prometedoras que las basadas en fibra debido a que son más compactas y estables. A continuación, se abordan las estructuras interferométricas integradas más utilizadas en la actualidad:

- Interferómetro de Michelson

La estructura del interferómetro de Michelson asistido con SOA (SOA-MI) se muestra en la figura 2.7 [10]. Esta consiste en un circulador que permite ingresar una señal de reloj, o bien una onda continua, y al mismo tiempo extraer la señal procesada que contiene el resultado de la operación, en esta caso la operación XOR. Además, cuenta con dos brazos, sobre cada uno de ellos se incluye un SOA. Al final de cada brazo se coloca una superficie que permite ingresar las señales de control A y B, y reflejar la señal de reloj (u onda continua).

La señal de reloj (u onda continua) ingresa al circulador y es direccionada por este hacia el puerto 3 donde es dividida en dos partes iguales pero con diferente fase. Las señales viajan por sus respectivos brazos, la forma en que estas interactúan dentro del SOA junto con las señales de control es de gran importancia, ya que la diferencia de fase relativa de la señal de reloj (u onda continua) que viaja a lo largo de ambos brazos podría verse afectada. Posteriormente, la señal es reflejada, recombinada y direccionada hacia el puerto de salida.

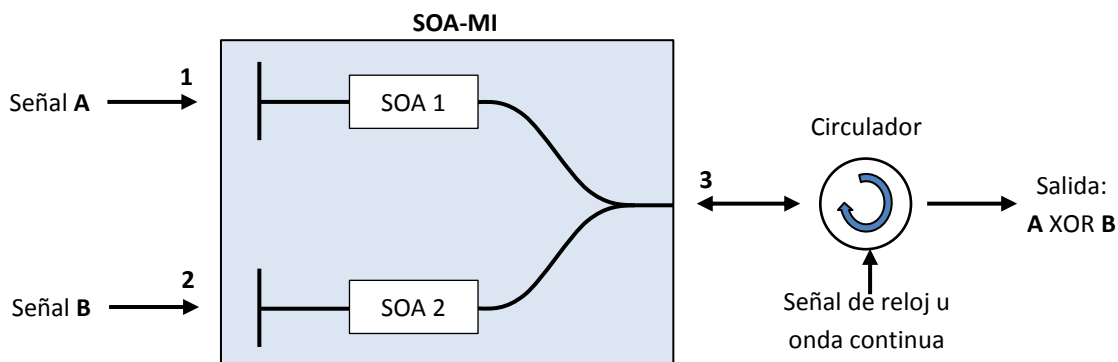


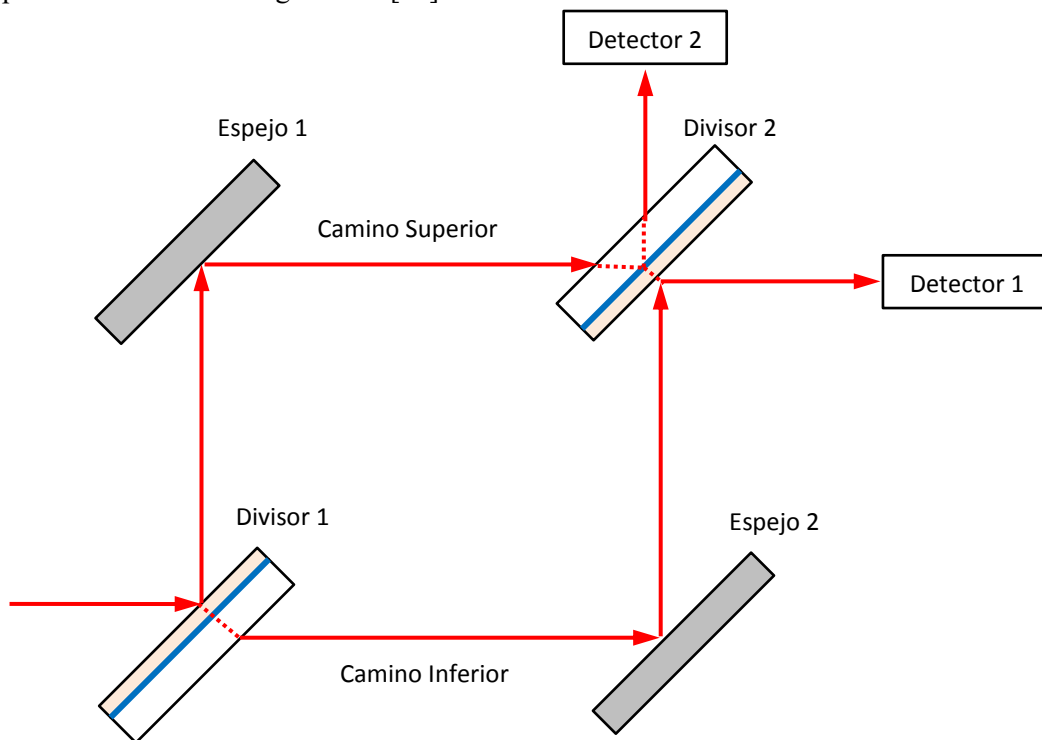
Figura 2.7. Estructura de un SOA-MI realizando la función lógica XOR.

El interferómetro se ajusta para que, ante la ausencia de ambas señales de control, se produzca una interferencia de carácter destructivo.

Ante la presencia de sólo una señal de control (A o B) se induce un cambio de fase sobre la señal de reloj (u onda continua) lo que favorece la presencia de una interferencia de carácter constructivo. Finalmente, cuando ambas señales de control están presentes se induce un mismo cambio de fase en cada uno de los brazos. Por lo tanto, la interferencia destructiva, que fue inicialmente ajustada, permanece inalterada. El funcionamiento anteriormente descrito corresponde a la operación lógica XOR.

#### ▪ Interferómetro Mach-Zehnder

La estructura del interferómetro Mach-Zehnder se muestra en la figura 2.8. Para su estudio primeramente consideraremos el modelo constituido por un conjunto de espejos que hacen que la señal de entrada recorra dos caminos diferentes y posteriormente se reencuentren a la salida. Los detectores colocados a la salida del interferómetro censan el patrón de interferencia generado [58].



**Figura 2.8.** Estructura del interferómetro Mach-Zehnder.

A continuación se explica el funcionamiento del interferómetro dependiendo del detector que estemos analizando [58].

#### Detector 1

Camino superior:

- Una porción del haz de entrada (50% para este ejemplo) es reflejado por el divisor 1, adquiriendo un defasamiento de  $180^\circ$ .

- El haz incide sobre el espejo 1 por lo que es reflejado adquiriendo un defasamiento adicional de  $180^\circ$  (defasamiento neto =  $360^\circ$ ).
- Una porción del haz (50% para este ejemplo), es transmitido a través del divisor 2 adquiriendo un defasamiento  $\theta$  (defasamiento neto =  $360^\circ + \theta$ ).

Camino inferior:

- Una porción del haz de entrada (50% para este ejemplo) es transmitido a través del divisor 1 adquiriendo un defasamiento  $\theta$ .
- El haz incide sobre el espejo 2 por lo que es reflejado adquiriendo un defasamiento adicional de  $180^\circ$  (defasamiento neto =  $180^\circ + \theta$ ).
- Una porción del haz (50% para este ejemplo), es reflejado por el divisor 2 adquiriendo un defasamiento adicional de  $180^\circ$  (defasamiento neto =  $360^\circ + \theta$ ).

Como podemos deducir, ambos caminos producen un mismo defasamiento neto. Por lo tanto, el detector 1 observará una interferencia constructiva.

### Detector 2

Camino superior:

- Una porción del haz de entrada (50% para este ejemplo) es reflejado por el divisor 1 adquiriendo un defasamiento de  $180^\circ$ .
- El haz incide sobre el espejo 1 por lo que es reflejado adquiriendo un defasamiento adicional de  $180^\circ$  (defasamiento neto =  $360^\circ$ ).
- El haz ingresa por la parte trasera del divisor 2 y es transmitido a través del vidrio hasta incidir con el dieléctrico que recubre la parte posterior del espejo por lo que el haz adquiere un defasamiento  $\theta$  (defasamiento neto =  $360^\circ + \theta$ ).
- Cuando el haz incide sobre la parte posterior del espejo se produce una reflexión, sin embargo, no existe defasamiento adicional debido a que el dieléctrico posee un índice de refracción más bajo que el del vidrio (defasamiento neto =  $360^\circ + \theta$ ).
- Al ser reflejado, el haz es transmitido por segunda ocasión a través del vidrio adquiriendo un defasamiento  $\theta$  (defasamiento neto =  $360^\circ + 2\theta$ ).

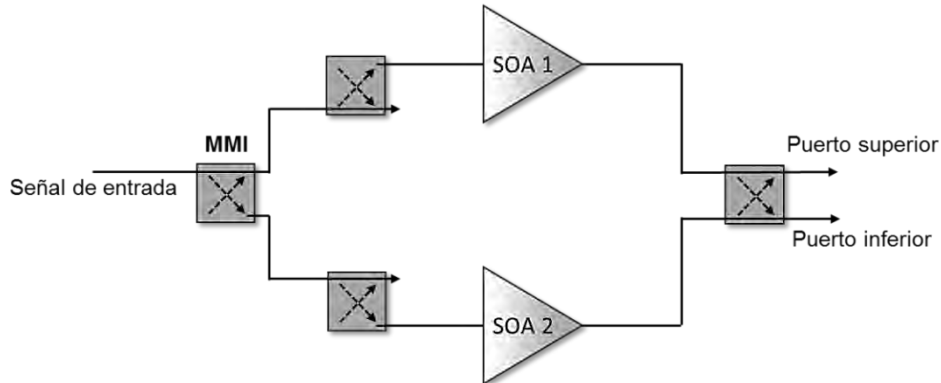
Camino inferior:

- Una porción del haz de entrada (50% para este ejemplo) es transmitido a través del divisor 1 adquiriendo un defasamiento  $\theta$ .
- El haz incide sobre el espejo 2 por lo que es reflejado adquiriendo un defasamiento adicional de  $180^\circ$  (defasamiento neto =  $180^\circ + \theta$ ).
- Una porción del haz de entrada (50% para este ejemplo) es transmitido a través del divisor 2 adquiriendo un defasamiento  $\theta$  (defasamiento neto =  $180^\circ + 2\theta$ ).

La diferencia de fases entre los dos caminos es de  $180^\circ$  o medio ciclo. Por lo tanto, el detector 2 observará una interferencia destructiva.

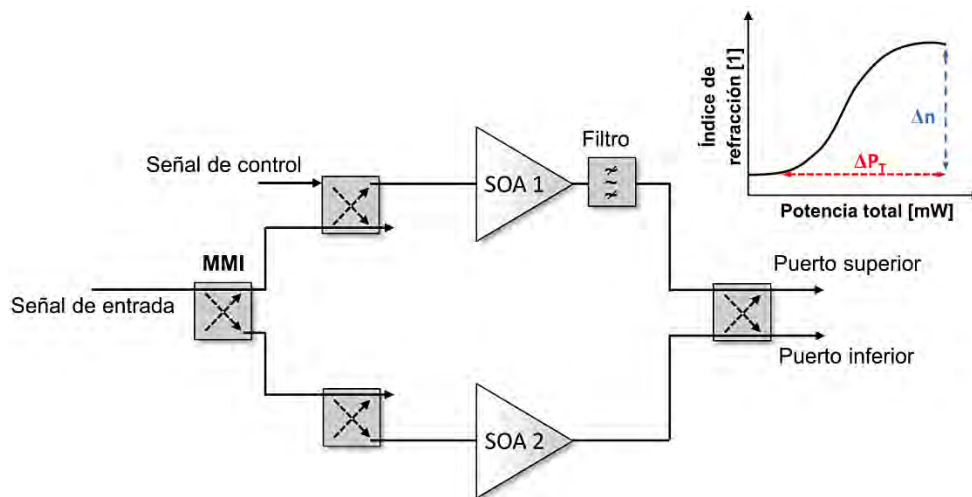


La figura 2.9 muestra el diagrama del interferómetro Mach-Zehnder asistido con SOA (SOA-MZI) en su versión integrada. Se suelen emplear acopladores MMI (*Multi-Mode Interference*) que funcionan como divisores/combinadores, además, proporcionan un cambio de fase a la señal de entrada para así producir una interferencia constructiva o destructiva en los puertos de salida.



**Figura 2.9.** Estructura del interferómetro Mach-Zehnder asistido con SOA (SOA-MZI).

El interferómetro SOA-MZI puede ser ajustado para producir una interferencia destructiva en el puerto superior y una interferencia constructiva en el puerto opuesto. La Figura 2.10 muestra un convertidor de longitud de onda empleando un SOA-MZI.



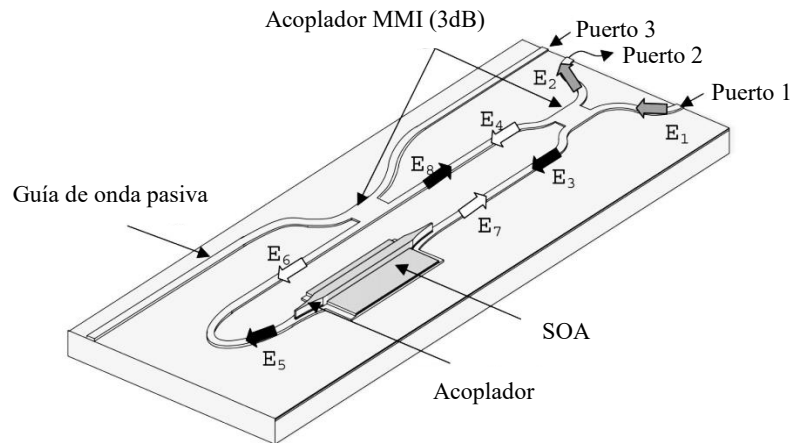
**Figura 2.10.** SOA-MZI empleado como convertidor de longitud de onda.

En la figura 2.10, se introduce una señal de control con diferente longitud de onda en comparación con la señal de entrada. La potencia óptica total que circula a través del SOA 1 aumenta significativamente al estar presente la señal de control. Dicha señal de control es la responsable de modular el índice de refracción del SOA, tal y como se muestra en la gráfica que aparece en la figura y que relaciona un cambio de potencia con un cambio de índice de refracción; dicho de otra forma, la señal de control induce un desfaseamiento sobre la señal de entrada cuando ambas se propagan de forma simultánea a lo largo del SOA 1.

Bajo las condiciones anteriormente expuestas, la interferencia en el puerto superior dejará de ser totalmente destructiva y comenzará a permitir el paso a la señal de entrada. La señal de control estará ausente a la salida debido a que es bloqueada por el filtro ubicado después del SOA 1. De esta forma el contenido de la señal de control se plasma sobre la señal de salida del puerto superior y la conversión de longitud de onda es llevada a cabo. En el Capítulo 5 se estudia el funcionamiento del SOA-MZI con mayor detalle.

- Interferómetro de Sagnac integrado

En la actualidad es posible fabricar estructuras integradas basándonos en arquitecturas originalmente desarrolladas con fibra óptica. Este es el caso del interferómetro de Sagnac. La figura 2.11 muestra el diagrama esquemático de un interferómetro de Sagnac integrado y asistido con un SOA, este último funge como elemento no lineal y es el responsable del procesamiento óptico.



**Figura 2.11.** Interferómetro de Sagnac integrado asistido con SOA [59].

El comportamiento de la estructura es similar al del TOAD anteriormente expuesto.

## 2.2. Comparación de las compuertas lógicas fotónicas basadas en SOA

Una vez que hemos estudiado y comparado las tecnologías más populares que se emplean en la actualidad en la fabricación de circuitos fotónicos, así como las estructuras más relevantes que incorporan al SOA como elemento fundamental de procesamiento, es posible llevar a cabo el estudio del estado del arte de las compuertas fotónicas basadas en SOA.

A continuación se analizan las compuertas lógicas fotónicas haciendo distinción de la operación que realizan, es decir, las operaciones OR, AND y XOR son analizadas de manera individual dado que la arquitectura y configuración del circuito fotónico suele variar significativamente en construcción y desempeño dependiendo de la función lógica que efectúa.

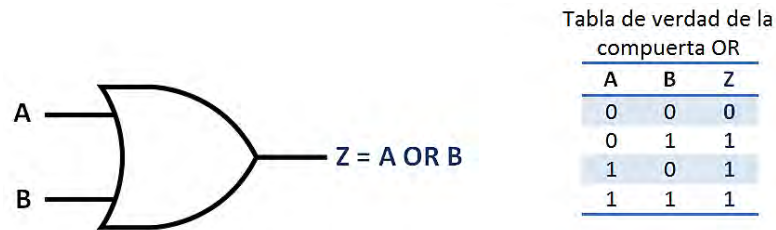
Para cada una de las compuertas lógicas fotónicas analizadas se lleva a cabo una comparación basada en los siguientes parámetros:

- *Principio de operación*: Se menciona el fenómeno o principio físico en que se basa el funcionamiento de la compuerta bajo análisis. Se indica cuando se emplean arquitecturas no asistidas.
- *Tipo de estructura*: Se especifica cuando la compuerta bajo análisis hace uso de una estructura asistida.
- *Velocidad de operación*: También conocida como tasa de procesamiento. Es un parámetro de desempeño fácil de interpretar y comprender, por lo que es una de las características más ampliamente utilizadas al comparar tecnologías y estructuras de procesamiento totalmente óptico.
- *Potencia*: Nos referimos al consumo de potencia de la estructura fotónica bajo análisis en condiciones normales de operación. En la actualidad este es un factor que ha cobrado gran relevancia, debido a la necesidad de reducir el impacto ambiental que presentan los aparatos de cómputo y telecomunicaciones.
- *Número de SOAs*: Cantidad de amplificadores ópticos de semiconductor empleados. Esta es una característica importante desde un punto de vista pragmático, ya que el costo de la estructura aumentará conforme se integren más amplificadores.
- *Distorsión del patrón de datos*: Indicamos de manera cualitativa la dependencia que exhibe una arquitectura con respecto al problema de distorsión del patrón de datos. Se clasifica en alta, baja y moderada.
- *Sensibilidad a la polarización*: En general, se desea una baja sensibilidad a la polarización. Sin embargo, esta característica debe de analizarse con cautela. Por ejemplo, en estructuras basadas en XpolM resulta indispensable la presencia de una alta sensibilidad. Por ende, esta propiedad debe de ser interpretada acorde al fenómeno físico que se explota.
- *Nivel de integración*: Se indica el potencial de integración que posee la estructura bajo análisis. Esta característica está ligada íntimamente a su potencial de comercialización.

La comparación se reporta en forma tabular para brindar mayor claridad y facilitar la comprensión de la investigación realizada.

### 2.2.1. Compuerta OR

La compuerta OR forma parte de las compuertas lógicas básicas. La figura 2.12 ilustra el símbolo utilizado para denotar la operación OR entre dos entradas, así como su tabla de verdad.



**Figura 2.12.** Símbolo de la compuerta OR de dos entradas y su respectiva tabla de verdad.

Puede apreciarse que a la salida de la compuerta obtenemos un nivel lógico alto, es decir, un “1” lógico cuando ambas o al menos unas de sus entradas A o B presentan un “1” lógico. Esta es una de las compuertas más fáciles de describir; sin embargo, su construcción con tecnología fotónica no resulta trivial. La tabla 2.2 muestra la comparativa entre las arquitecturas fotónicas OR más destacadas en la actualidad.

**Tabla 2.2.** Tabla comparativa de la compuerta fotónica OR.

Compuerta OR	Princ. Operación / Estructura	Velocidad [Gb/s]	Potencia	Num. SOAs	Dist. del patrón de datos	Sensibilidad a la Polarización	Nivel de integración	Ref.	
Estructuras no asistidas	XGM	40	Moderada	1	Moderada	Baja	Alto	[60]	
	FWM	40	Baja	1	Moderada	Alto	Alto	[61]	
	XPolM	10	Baja	1	Alta	Alta	Alto	[62]	
Estructuras asistidas (Interferómetro)	Basadas en fibra	Sagnac	10	Moderada	1	Baja	Baja	Moderado	[63]
		UNI	10	Baja	1	Baja	Alta	Bajo	[64]
		DI	40	Moderada	1	Baja	Baja	Bajo	[65]
	Integradas	MZI	10	Moderada	2	Baja	Baja	Alto	[66]

Analizando la tabla anterior podemos darnos cuenta de la superioridad, en términos de velocidad de procesamiento, que en general exhiben las estructuras no asistidas. Además de poseer una arquitectura relativamente simple, presentan la muy deseable característica de ser compatibles con las técnicas actuales de fabricación de circuitos electrónicos, por lo que resultan tecnologías muy atractivas para el desarrollo e implementación de la compuerta fotónica OR. Sin embargo, presentan una notoria distorsión en el patrón de datos, por ende, su adecuado funcionamiento se ve comprometido al operar a elevadas tasas de procesamiento.

Para resolver el inconveniente que presentan las estructuras no asistidas, se proponen diferentes alternativas, como aquella basada en el interferómetro de retardo. El DI es capaz de operar como compuerta OR (realizando las debidas adecuaciones) a una tasa de 40 Gb/s produciendo una baja distorsión del patrón de datos. A pesar de lo anteriormente mencionado, el DI que se reporta en la tabla 2.2 está basado en fibra óptica por lo que presenta grandes dimensiones en comparación con los circuitos fotónicos integrados.

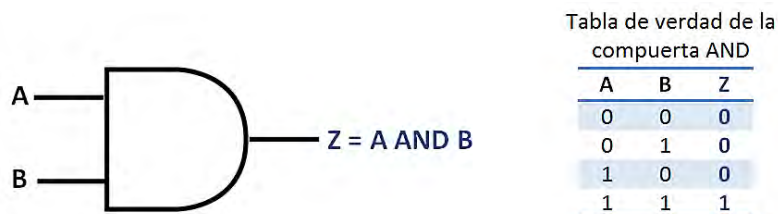
La compuerta OR basada en el interferómetro Mach-Zehnder presenta una baja distorsión del patrón de datos por lo que exhibe un comportamiento más estable. A pesar de operar a una tasa de procesamiento de 10 Gb/s, se prefiere su uso cuando se privilegia el desempeño y la confiabilidad sobre la velocidad. Otro de sus inconvenientes es que requiere el doble de SOAs, aumentando así la complejidad y costo del circuito fotónico.

### 2.2.2. Compuerta AND

La compuerta AND es la más empleada en la construcción de circuitos lógicos más complejos [67]. Una de sus características más importantes es la gran flexibilidad que ofrece, ya que con ella es posible realizar distintas operaciones de procesamiento con solo realizar unas cuantas modificaciones. De entre las funciones que puede realizar una compuerta AND se mencionan las siguientes:

- Conversor de longitud de onda.
- Demultiplexor de una señal OTDM.
- Conmutador.
- Compuerta Buffer.
- Extracción de encabezados.

Como puede apreciarse, dichas operaciones son de especial interés para el área de las telecomunicaciones, razón por la cual la compuerta AND representa una unidad fundamental en la labor de procesamiento. El símbolo de la compuerta AND y su respectiva tabla de verdad se muestran en la figura 2.13.



**Figura 2.13.** Símbolo de la compuerta AND de dos entradas y su respectiva tabla de verdad.

La compuerta lógica AND solo mostrará su salida en nivel lógico alto cuando ambas entradas presenten un “1” lógico. La salida presentará un “0” lógico para cualquier otra combinación.

La tabla 2.3 muestra un análisis comparativo entre las arquitecturas fotónicas AND más importantes hoy en día.

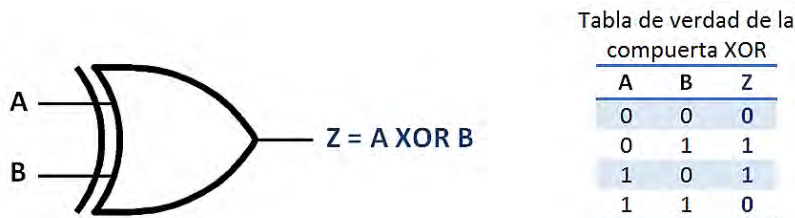
**Tabla 2.3.** Tabla comparativa de la compuerta fotónica AND.

Compuerta AND	Princ. Operación / Estructura	Velocidad [Gb/s]	Potencia	Num. SOAs	Dist. del patrón de datos	Sensibilidad a la Polarización	Nivel de integración	Ref.	
Estructuras no asistidas	XGM	40	Moderada	1	Moderada	Baja	Alto	[60]	
	FWM	100	Moderada	1	Moderada	Alto	Alto	[68]	
	XPolM	2.5	Moderada	1	Alta	Alta	Alto	[53]	
Estructuras asistidas (Interferómetro)	Basadas en fibra	Sagnac	100	Moderada	2	Baja	Baja	Moderado	[69]
		UNI	100	Baja	1	Baja	Alta	Bajo	[70]
	Integradas	MZI	80	Baja	2	Baja	Baja	Alto	[8]

De acuerdo a la tabla anterior, es posible operar una compuerta AND a 100 Gb/s empleando el fenómeno de FWM, sin embargo, es preferible emplear estructuras asistidas ya que proporcionan una menor distorsión en el patrón de datos. Las tasas de procesamiento de las estructuras asistidas son similares a las que se obtienen cuando se explota el FWM. Entre ellas destaca la compuerta AND construida con un interferómetro de Sagnac asistido por dos SOAs. Dicha compuerta alcanza velocidades de hasta 100 Gb/s pero, desafortunadamente, no presenta un alto nivel de integración, característica preferida por la industria. La compuerta basada en el interferómetro Mach-Zehnder presenta un desempeño similar a una tasa de procesamiento más baja, pero su potencial de integración es más elevado. Podemos notar que el desempeño de cada estructura dependerá en gran medida de la función lógica que realice. Por ejemplo, la estructura basada en explotar el fenómeno de XPolM exhibe un funcionamiento adecuado cuando se emplea en la construcción de una compuerta OR, pero su desempeño es insuficiente cuando se utiliza para crear una compuerta AND.

### 2.2.3. Compuerta XOR

La compuerta XOR, también conocida como compuerta OR-exclusiva, presenta “1” lógico a su salida cuando las entradas exhiben diferentes estados lógicos, por ejemplo, A = “1” y B = “0”. Mientras que la salida presentará un “0” lógico cuando ambas entradas exhiban el mismo estado lógico, por ejemplo, A = “1” y B = “1”. La figura 2.14 ilustra el símbolo utilizado para denotar la operación XOR entre dos entradas así como su tabla de verdad.



**Figura 2.14.** Símbolo de la compuerta XOR de dos entradas y su respectiva tabla de verdad.

La compuerta XOR también posee gran aplicación para las telecomunicaciones. A continuación, se enlistan algunas de las funciones más útiles que puede desempeñar la compuerta XOR en dicha área.

- Generador / detector de paridad.
- Cifrado / descifrado de datos.
- Adición binaria (módulo 2).
- Generador de secuencia PRBS (*Pseudo Random Binary Sequence*).
- Recuperación de señal de reloj.

La tabla 2.4 muestra la comparativa entre las arquitecturas fotónicas XOR más destacadas en la actualidad.

**Tabla 2.4.** Tabla comparativa de la compuerta fotónica XOR.

Compuerta XOR	Princ. Operación / Estructura	Velocidad [Gb/s]	Potencia	Num. SOAs	Dist. del patrón de datos	Sensibilidad a la Polarización	Nivel de integración	Ref.	
Estructuras no asistidas	XGM	5	Moderada	1	Baja	Moderada	Alto	[71]	
	FWM	20	Moderada	1	Baja	Alto	Alto	[72]	
	XPoIM	5	Moderada	1	Alta	Alta	Alto	[73]	
Estructuras asistidas (Interferómetro)	Basadas en fibra	Sagnac	10	Baja	1	Moderada	Baja	Moderado	[74]
		UNI	40	Baja	1	Baja	Baja	Bajo	[75]
		DI	40	Moderada	1	Moderada	Baja	Moderada	[65]
	Integradas	MI	10	Moderada	2	Baja	Moderada	Alto	[76]
		MZI	160	Baja	4	Baja	Baja	Alto	[35]

De nueva cuenta las estructuras asistidas demuestran su superioridad en términos de velocidad de procesamiento.

En esta ocasión es posible identificar con mayor claridad la tecnología dominante en la creación de compuertas XOR basadas en el SOA masivo. Nos referimos a la compuerta asistida con el interferómetro Mach-Zehnder que puede operar libre de errores a una tasa de hasta 160 Gb/s. Sus más cercanos competidores, las estructuras asistidas con DI y UNI, se encuentran funcionando a una tasa de 40 Gb/s, exhibiendo parámetros de desempeño no tan atractivos como el MZI.

Hasta ahora hemos identificado las estructuras más sobresalientes para cada una de las compuertas fotónicas básicas. Sin embargo, resulta esencial la utilización de una tecnología homogénea que permita la compatibilidad de interconexión, ya que es precisamente la combinación de estas tres compuertas (OR, AND y XOR) lo que nos permite crear prácticamente cualquier circuito lógico que podamos imaginar. Debido a lo anterior, tecnologías como las basadas en el MZI, que exhiben un buen desempeño independientemente de la compuerta utilizada, resultan ser más atractivas, con mayor potencial de fabricación y de mayor interés en el campo de la investigación. Un claro ejemplo es la estructura XOR basada en MZI reportada en la tabla 2.4 [35], que es resultado de un alto desarrollo de investigación que incorpora novedosas técnicas y arquitecturas como lo son el esquema diferencial [77] y el *turbo-switch* [78]. Empleando dichas técnicas es posible operar la compuerta XOR basada en el MZI a velocidades más elevadas a cambio de emplear cuatro SOAs en vez de dos. Este enfoque nos ha permitido plantearnos la posibilidad de desarrollar e incorporar innovadoras técnicas que nos permitan no solo aumentar la velocidad de procesamiento, sino además, mejorar el desempeño con que se realizan las operaciones lógicas básicas basadas en el MZI, actividad profunda y para nada trivial. De esta forma los circuitos fotónicos más complejos heredarán en cierta medida las bondades que poseen las compuertas básicas, y en principio, podrán ser fabricados e integrados dentro de la misma plataforma tecnológica. Estas características son muy importantes a la hora de decidir comercializar un subsistema determinado, y de ahí que el esfuerzo en términos de investigación reportado en esta tesis se haya enfocado en aumentar la ventaja competitiva de este tipo de prometedoras estructuras activas.

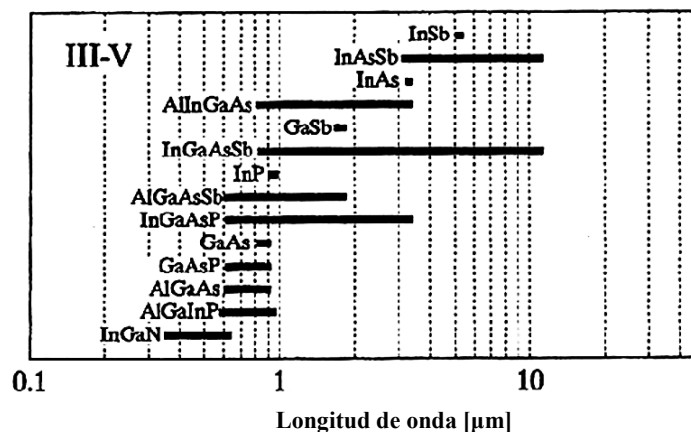


## Capítulo 3

# Física del Amplificador Óptico de Semiconductor

### 3.1. Física de los semiconductores

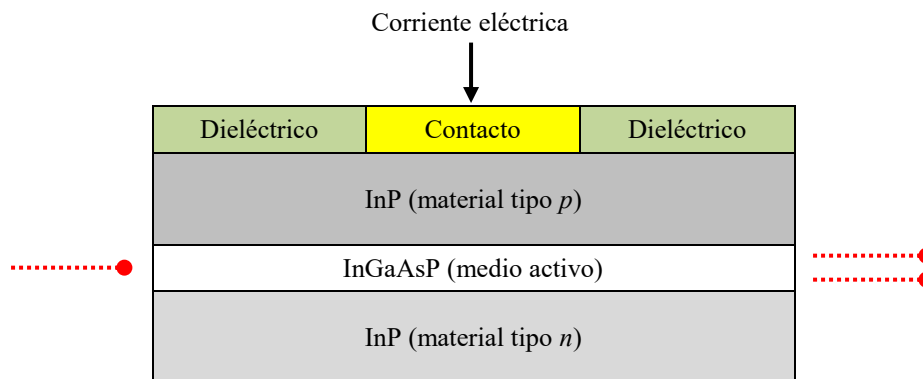
La elección de un adecuado sistema de materiales semiconductores en la construcción de un SOA resulta crucial, ya que este determinará sus características fundamentales como lo son: la ganancia óptica, el ancho de banda, la potencia de saturación, la longitud de onda a la que opera y el tiempo de recuperación entre otros. De manera similar a los dispositivos láser, se prefieren emplear aquellos materiales semiconductores que sean tales que maximicen la probabilidad de obtener una recombinación radiativa, esto es, que el decaimiento de un portador de un estado excitado al estado fundamental genere la emisión de un fotón (cuanto de luz). Dicha condición es cumplida por los materiales semiconductores de banda directa como lo son el arseniuro de galio (GaAs) y el fosfuro de indio (InP), mientras que en los de banda indirecta como el silicio (Si), dicha probabilidad es menor debido a que al proceso de decaimiento involucra adicionalmente la emisión de un fonón (cuanto de energía vibracional) [79]. Generalmente se eligen materiales de banda directa formados por aleaciones entre los grupos III y V de la tabla periódica de los elementos. Entre los más utilizados en la fabricación de SOAs se encuentran los sistemas de materiales conformados por arseniuro de galio/arseniuro de galio-aluminio (GaAs/AlGaAs) y arseniuro fosfuro de indio y galio/fosfuro de indio (InGaAsP/InP), permitiéndonos la construcción de amplificadores que operan a longitudes de onda desde 700 nm a 1600 nm [13], abarcando de esta manera las tres ventanas de transmisión (regiones de menor atenuación) de una fibra óptica presentes en 850 nm con un ancho de banda de 60 THz, en 1300 nm con 30 THz y a 1550 nm con 20 THz [80]. La figura 3.1 muestra varios sistemas de materiales semiconductores formados por elementos de los grupos III y V junto con sus longitudes de onda de emisión. Dependiendo de la composición (proporción o cantidad en que se encuentra cada elemento dentro del compuesto) empleada es posible diseñar un amplificador que opere a una longitud de onda determinada [56].



**Figura 3.1.** Materiales semiconductores usados en la fabricación de dispositivos láser operando en diferentes regiones del espectro [56].

Como puede observarse en la figura 3.1, el sistema de materiales InGaAsP/InP resulta apropiado para la fabricación de dispositivos láser con longitudes de onda entre 1300 nm y 1500 nm, las cuáles son de suma importancia en los sistemas de comunicaciones ópticas. Por tal motivo, una gran cantidad de desarrollos tecnológicos en amplificadores ópticos de semiconductor se han llevado a cabo desde los 90's hasta la fecha empleado dicho sistema de materiales.

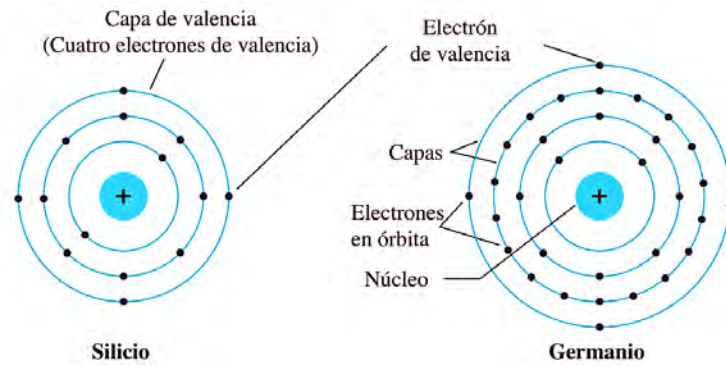
La figura 3.2 muestra la estructura conceptual de un SOA masivo también llamado *bulk* SOA, este consiste de tres capas crecidas epitaxialmente una sobre de la otra. Los materiales tipo *p* y tipo *n* fungirán como un medio de contención de los portadores de carga, mientras que en el medio activo se llevará a cabo el proceso de amplificación. Tomando en cuenta la constitución del SOA, resulta evidente la necesidad de profundizar sobre los conceptos básicos para dar una explicación formal del funcionamiento del mismo.



**Figura 3.2.** Estructura conceptual de un *bulk* SOA.

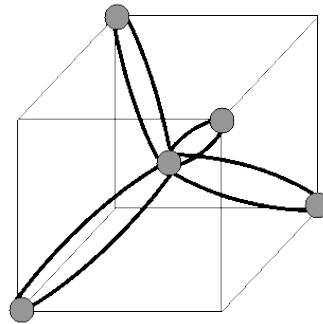
### 3.1.1. Semiconductores intrínsecos

Un semiconductor intrínseco o puro es aquél que se encuentra constituido por una red cristalina conformada por átomos de un mismo elemento o compuesto semiconductor. Su conductividad eléctrica, esto es, la capacidad de un material o sustancia para dejar circular un flujo de electrones a través del mismo, es por lo general muy baja además de ser altamente dependiente de la temperatura y por supuesto, del material empleado. Los materiales semiconductores más ampliamente utilizados e investigados son el silicio y el germanio, por ello, se tomarán como referentes al describir el comportamiento y estructura de los materiales semiconductores. El silicio contiene 14 electrones mientras que el germanio tiene 32, a pesar de ello, ambos poseen 4 electrones de valencia. En la figura 3.3 se ilustra la estructura atómica de ambos elementos. En cada caso se observan 4 electrones ubicados en la capa más alejada del núcleo atómico (capa de valencia), estos resultan de especial interés, ya que muestran una mayor interacción ante la presencia de un campo eléctrico o variación de temperatura, esto se debe a que la energía necesaria para liberar de la estructura atómica a cualquiera de estos electrones resulta ser menor a la energía que se requiere para sacar a cualquier otro electrón no ubicado dentro la capa de valencia. Por tanto, los electrones de valencia son más sensibles a perturbaciones externas [81].



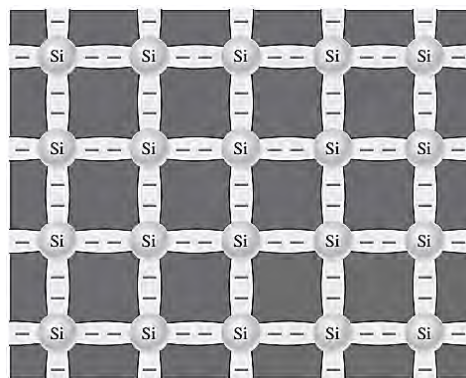
**Figura 3.3.** Estructura atómica del silicio y el germanio [81].

El silicio en su forma intrínseca posee una estructura tetraédrica como la mostrada en la figura 3.4 donde el átomo de silicio ubicado en el centro del tetraedro está unido a otros cuatro átomos ubicados en los vértices. En un arreglo cristalino cada átomo de silicio forma cuatro enlaces covalentes con sus vecinos por lo que cada par de átomos estarán unidos entre sí compartiendo dos electrones, cada átomo aporta uno de ellos.



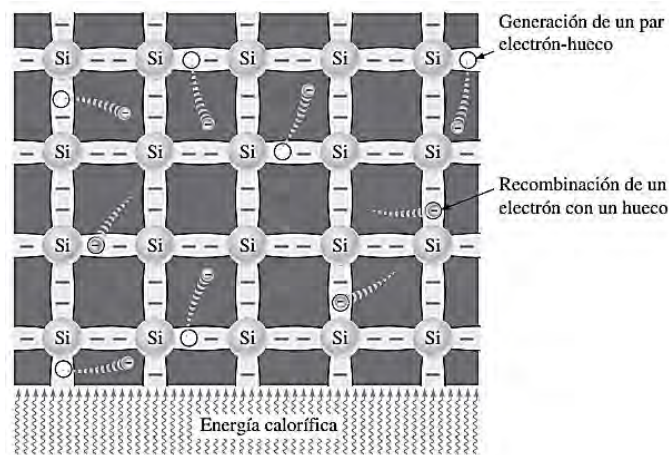
**Figura 3.4.** Estructura tetraédrica del silicio [82].

Muy a menudo se considera un modelo bidimensional para facilitar la comprensión y análisis. Este se asemeja a una malla en donde en cada nodo se encuentra un átomo de silicio como se ilustra en la figura 3.5. En el cero absoluto todos los átomos de silicio se encuentran fuertemente entrelazados formando enlaces covalentes, por lo que los electrones ofrecen una gran oposición a desplazarse a través de la estructura, comportándose de este manera como un material aislante.



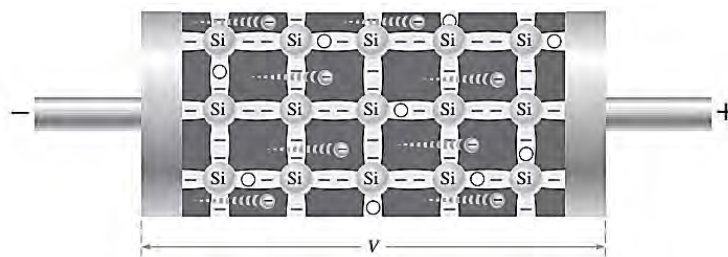
**Figura 3.5.** Estructura bidimensional del silicio a una temperatura de 0 K [83].

A temperaturas mayores del cero absoluto, como lo es la temperatura ambiente, el mismo medio se encarga de proveer la energía necesaria para que algunos de los electrones que formaban parte del enlace covalente se liberen, generando así un par electrón-hueco. Cuanto más elevada sea la temperatura, mayor será la energía cinética de los átomos de la red cristalina y por consiguiente mayor será la cantidad de electrones libres que se desplazan a través de la estructura. Como se aprecia en la figura 3.6, al liberarse un electrón se rompe el enlace covalente dejando un espacio llamado hueco, por cada electrón que se libera se producirá simultáneamente un hueco. Si un electrón libre pasa sobre un hueco, se produce el fenómeno de recombinación en el cual el electrón pierde la energía en exceso que había absorbido anteriormente para pasar a formar parte de un nuevo enlace covalente [83].



**Figura 3.6.** Estructura bidimensional del silicio a una temperatura mayor a 0 K [83].

Debido a que los electrones libres poseen carga eléctrica ( $-1.602 \times 10^{-19}$  C) y se desplazan a través del material, se les conoce como portadores de carga negativa. Mientras que para los huecos, a pesar de representar la ausencia de electrones dentro de un enlace debilitado, se asume conceptualmente que poseen carga positiva, por lo que de manera análoga podemos llamarlos portadores de carga positiva. Al aplicar una diferencia de potencial entre los extremos del silicio y a una temperatura mayor al cero absoluto como se muestra en la figura 3.7, los electrones libres son atraídos hacia el extremo positivo mientras que los huecos aparentan desplazarse en dirección opuesta permitiendo así el flujo de una corriente eléctrica.



**Figura 3.7.** Flujo de electrones en un semiconductor intrínseco debido a la atracción que genera un campo eléctrico sobre los portadores generados térmicamente [83].

A temperatura ambiente, la cantidad de portadores libres generados térmicamente dentro de un semiconductor intrínseco resulta ser muy baja, por lo que posee una escasa conductividad que limita su uso dentro de la industria de la electrónica. Una aplicación típica de este tipo de semiconductores es el termistor el cual aprovecha la variación de la resistencia (o de conductividad) con respecto a los cambios de temperatura.

### 3.1.2. Semiconductores extrínsecos

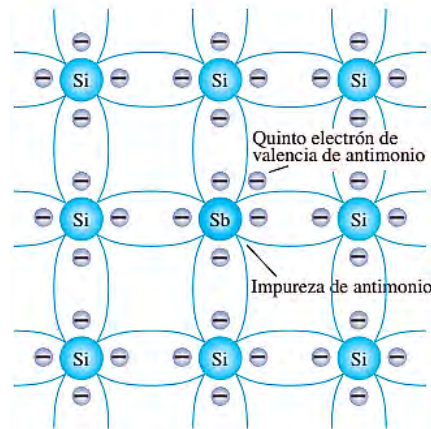
Como vimos anteriormente, la cantidad de portadores libres dentro de un semiconductor regirá su comportamiento, ya sea como aislante o conductor. Por ello surge la necesidad de dopar, esto es, adherir impurezas al semiconductor intrínseco de manera controlada con el fin de modificar sus propiedades eléctricas. Al material semiconductor que ha sido sometido al proceso de dopado se le llamará semiconductor extrínseco [81]. A pesar de que las impurezas representan una proporción muy pequeña en comparación con la cantidad total de átomos, estas modifican radicalmente el comportamiento que exhibe el material con respecto a las variaciones de temperatura, así como también su conductividad eléctrica. Por ejemplo, si por cada  $10^5$  átomos de germanio dopamos con un solo átomo de arsénico, la conductividad del ahora semiconductor extrínseco medida a temperatura ambiente se incrementará en un factor de  $10^4$  [84].

Los materiales semiconductores extrínsecos se clasificarán en  $n$  o  $p$  dependiendo de la naturaleza de los portadores mayoritarios.

#### 3.1.2.1. Semiconductor tipo $n$

El semiconductor tipo  $n$  se puede formar al dopar a un semiconductor intrínseco con impurezas provenientes de un elemento pentavalente como lo son el antimonio (Sb), el bismuto (Bi), el fósforo (P) o el arsénico (As).

La figura 3.8 muestra un semiconductor tipo  $n$  en el que un átomo de silicio fue reemplazado por uno de antimonio. Al tratarse de un elemento pentavalente, el antimonio es capaz de formar enlaces covalentes con los cuatro átomos de silicio con los que colinda. Mientras que su quinto electrón de valencia, al no formar parte de ningún enlace, es libre de desplazarse a través de la estructura. Como el antimonio ha proporcionado dicho electrón libre, recibe el nombre de elemento o átomo donador. Es evidente que este proceso de dopaje genera electrones libres sin la necesidad de producir huecos a diferencia de lo que ocurría en el material intrínseco, en el cual se producía de manera simultánea un par electrón-hueco. Por ende, en un material tipo  $n$  los electrones representarán los portadores mayoritarios en tanto que los huecos serán los portadores minoritarios. Cabe mencionar que a pesar de que ahora el material cuenta con una mayor cantidad de portadores de carga negativa (electrones libres), el semiconductor tipo  $n$  sigue siendo eléctricamente neutro dado que el número de protones que se encuentran dentro del núcleo de los átomos que forman la estructura es igual al número de electrones que posee la misma, ya sea que formen parte de algún enlace covalente o que se encuentren libres.

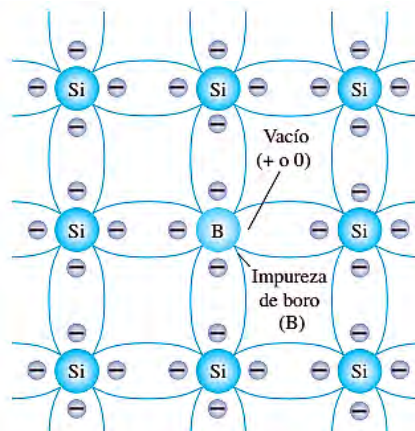


**Figura 3.8.** Semiconductor tipo *n* (silicio dopado con antimonio) [81].

### 3.1.2.2. Semiconductor tipo *p*

El semiconductor tipo *p* puede formarse al dopar a un semiconductor intrínseco con impurezas provenientes de un elemento trivalente como lo son el boro (B), el indio (In) o el galio (Ga).

En la figura 3.9 se muestra un semiconductor tipo *p* en el que un átomo de silicio fue reemplazado por uno de boro. El boro solamente podrá formar tres enlaces covalentes con sus átomos vecinos de silicio, generando de esta manera un hueco debido a su insuficiente cantidad de electrones de valencia. El boro recibe el nombre de elemento o átomo aceptor debido a que este le brinda la capacidad a la estructura de aceptar un electrón gracias a la disponibilidad de un hueco. De manera opuesta al material tipo *n*, en un semiconductor tipo *p* los huecos serán los portadores mayoritarios mientras que los electrones libres representarán a los portadores minoritarios debido a que el dopado con boro introduce huecos sin la necesidad de generar electrones libres durante el proceso. No obstante, el semiconductor tipo *p* es neutro, ya que la cantidad de protones y de electrones dentro de la estructura se mantiene en equilibrio.



**Figura 3.9.** Semiconductor tipo *p* (silicio dopado con boro) [81].

### 3.1.2.3. Diodo semiconductor

El diodo semiconductor es uno de los dispositivos electrónicos más ampliamente conocidos y empleados en la actualidad gracias a sus numerosas aplicaciones y atractivas propiedades eléctricas. Este se encarga básicamente de conducir la corriente eléctrica en una sola dirección dependiendo de cómo se encuentre polarizado. Se construye al unir dos materiales semiconductores extrínsecos, uno de tipo  $n$  y el otro de tipo  $p$  como se observa en la figura 3.10.

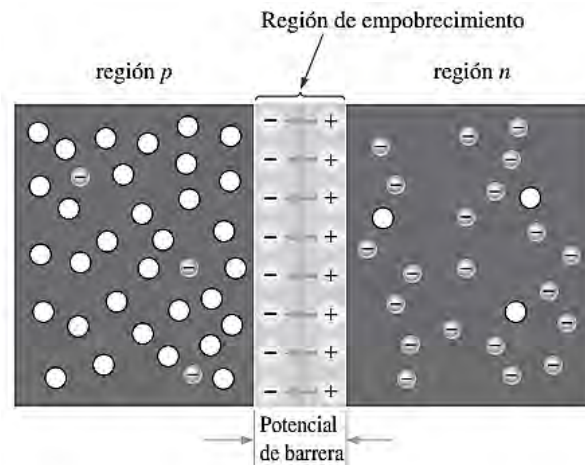
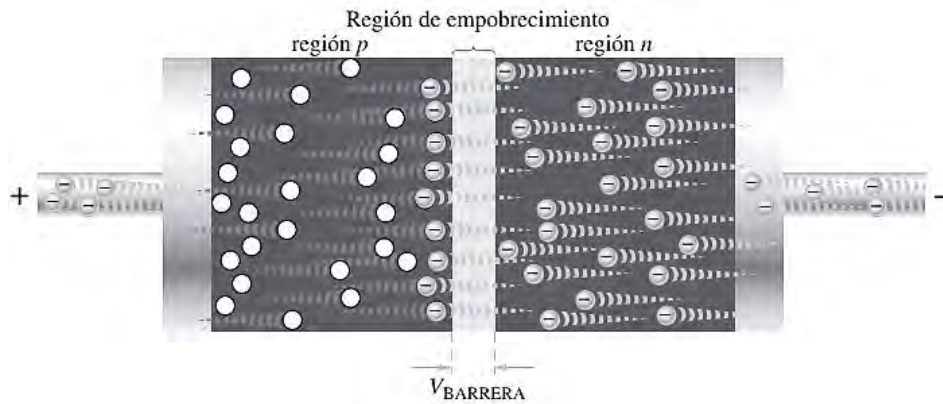


Figura 3.10. Diodo semiconductor [83].

Tan pronto como se unen ambos materiales, los portadores mayoritarios del material tipo  $n$  (electrones libres) se desplazan hacia la unión combinándose con los huecos del material tipo  $p$ . De esta forma los átomos del material tipo  $n$  cercanos a la juntura pierden un electrón convirtiéndose en iones positivos mientras que los átomos del material tipo  $p$  al otro lado de la juntura ganan un electrón, generando así un ion negativo. La zona donde se encuentran concentrados los iones positivos y negativos recibe el nombre de región de empobrecimiento debido a que la difusión a través de la unión deja a dicha zona sin portadores de carga (electrones y huecos) disponibles. La presencia de los iones crea un campo eléctrico que previene la difusión de electrones hacia el otro extremo de la unión (cargas del mismo signo se repelen) por lo que estos tendrán que superar una barrera de potencial, es decir, una diferencia de potencial eléctrico medido en volts que permita desplazar a dichos electrones a través del campo eléctrico hasta el otro extremo [83].

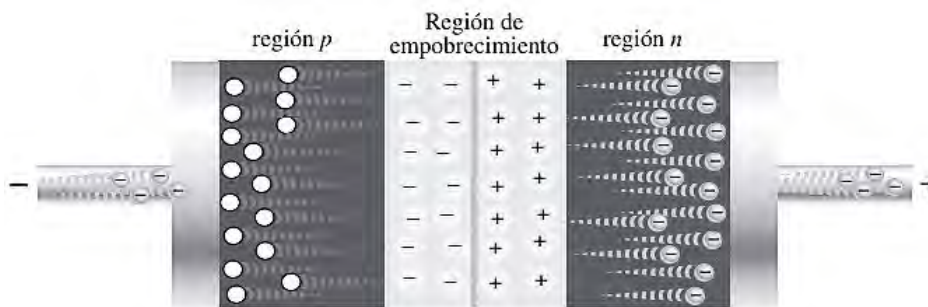
El diodo semiconductor puede ser alimentado (polarizado) con una fuente de corriente continua de manera directa o inversa dependiendo de la posición en que se conecten las terminales de la fuente. En la polarización directa el extremo positivo de la fuente se conecta al material tipo  $p$  mientras que el otro extremo se conecta al tipo  $n$  como en la figura 3.11. Si el voltaje aplicado es mayor que la barrera de potencial, entonces los electrones libres presentes en el semiconductor  $n$  serán repelidos por la terminal negativa de la fuente y serán capaces de cruzar la región de empobrecimiento para ser atraídos por la terminal positiva, estableciendo de esta manera una corriente eléctrica.





**Figura 3.11.** Diodo semiconductor polarizado en directa [83].

En la polarización inversa la terminal positiva de la fuente se conecta al semiconductor  $n$  mientras que la negativa se conecta al material  $p$  como en la figura 3.12. En este caso tanto los huecos como los electrones son atraídos hacia sus respectivas terminales por lo que se generarán nuevos iones en la vecindad de la unión  $pn$  que a su vez ensancharán la región de empobrecimiento. Por consecuencia, el diodo presentará una gran oposición al flujo de corriente eléctrica debido a la escasez de portadores libres que atraviesen la juntura. Solo podrá circular una corriente denominada corriente en inversa aunque resulta tan pequeña que suele ser despreciada en la mayoría de los casos, por lo que generalmente se considera que no circula corriente eléctrica alguna a través del diodo cuando es polarizado inversamente.



**Figura 3.12.** Diodo semiconductor polarizado en inversa [83].

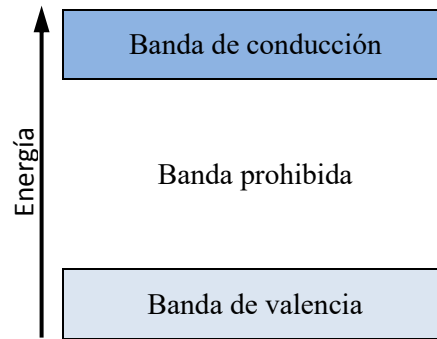
### 3.2. Teoría de bandas

El principio de funcionamiento del SOA está fundamentado en la teoría de bandas al igual que el láser de semiconductor. La teoría de bandas asume que la estructura electrónica de un sólido puede ser representada a través de bandas de energía debido a que los átomos poseen niveles energéticos que aunque son distintos de acuerdo al principio de exclusión de Pauli, resultan ser tan próximos unos con otros que se considera que están contenidos dentro de una región ocupando un conjunto de niveles de energía casi continuos [85].



### 3.2.1. Bandas energéticas

Es posible distinguir tres bandas energéticas: banda de valencia, banda de conducción y banda prohibida como se ilustra en la figura 3.13. Dependiendo de su distribución, el material puede adquirir diferentes propiedades eléctricas.



**Figura 3.13.** Bandas energéticas.

Al conjunto de niveles de energía más elevado en el cuál los electrones aún están enlazados a sus átomos se le llama banda de valencia, esta estará ocupada por los electrones de valencia. Más allá de la banda de valencia se encuentra la banda de conducción, en esta se localizarán los electrones que lograron liberarse y ahora se desplazan a través de la estructura. Un electrón de valencia puede ser liberado o trasladado a la banda de conducción al aplicar una cierta cantidad de energía que sea capaz de romper el vínculo entre el electrón y el átomo al que se encuentra asociado [86].

La separación energética que existe entre la banda de valencia y la de conducción es llamada banda prohibida y como su nombre lo indica, representará a aquél conjunto de niveles de energía no permitidos. El tamaño de la banda prohibida dependerá del material empleado.

Como se mencionó anteriormente, los semiconductores pueden poseer banda directa o indirecta dependiendo de la forma en que los electrones realicen la transición entre bandas. Un semiconductor es de banda prohibida directa cuando el máximo nivel de energía de la banda de valencia y el mínimo nivel de energía de la banda de conducción presentan el mismo momento. Por lo tanto, si un electrón salta de la banda de conducción hacia la banda de valencia, el exceso de energía es emitido en forma de fotón como se observa en la figura 3.14 (a).

En un semiconductor de banda indirecta, el máximo de la banda de valencia y el mínimo de la banda de conducción se encuentran desalineados, por lo que el decaimiento de un electrón hacia la banda de valencia tendrá como consecuencia la emisión de un fotón y adicionalmente se producirá un fonón, ya que el electrón necesita cambiar su momento para completar la transición, dicho comportamiento se muestra en la figura 3.14 (b).

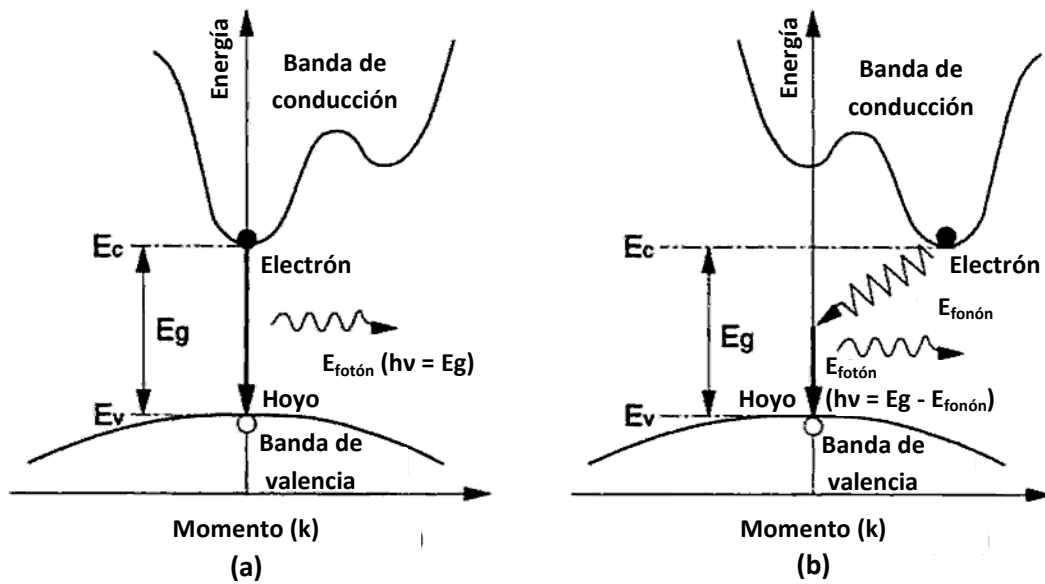


Figura 3.14. Relación energía-momento ( $E$ - $k$ ) para un semiconductor de banda prohibida: (a) directa y (b) indirecta [87].

La probabilidad de que se presente una transición indirecta es muy pequeña en comparación con la probabilidad de que ocurra una transición directa debido a que la primera requiere la asistencia de un fonón. Por ello, los materiales semiconductores de banda directa son empleados con mayor frecuencia en la fabricación de dispositivos emisores luz [87].

### 3.2.2. Distribución de Fermi-Dirac

Una manera de determinar la concentración de portadores de carga dentro de las bandas de energía es a través de la distribución Fermi-Dirac. La probabilidad  $f(E)$  de que un electrón ocupe un nivel de energía ( $E$ ), cuando el semiconductor está en equilibrio térmico es [88]:

$$f(E) = \frac{1}{1 + e^{\frac{(E-E_f)}{k_B T}}} \quad (3-1)$$

Donde  $E_f$  es el nivel de Fermi,  $T$  es la temperatura absoluta medida en grados Kelvin y  $k_B$  es la constante de Boltzmann con un valor de  $1.38 \times 10^{-23}$  J/K.

El nivel de Fermi puede definirse en función de la temperatura absoluta. Para una temperatura igual al cero absoluto ( $T = 0$  K) se tiene los siguientes casos de acuerdo a la ecuación 3-1:

- a)  $f(E) = 1$  para  $E < E_f$
- b)  $f(E) = 0$  para  $E > E_f$

Por lo tanto, en las condiciones anteriormente mencionadas, todos los niveles de energía ubicados por debajo de  $E_f$  permanecerán ocupados por electrones mientras que los niveles energéticos más altos se encontrarán vacíos. Entonces podemos definir al nivel de Fermi como el máximo nivel de energía que puede ser ocupado por los electrones a una temperatura igual a 0 K [89].

Por otro lado, a temperaturas mayores al cero absoluto se tiene que la probabilidad de que un electrón ocupe un nivel de energía localizado por encima del nivel de Fermi será mayor a cero, esto es, para  $E > E_f$  se tiene que  $f(E) > 0$ . Esto se debe a que algunos electrones que anteriormente se encontraban por debajo del nivel de Fermi comienzan a adquirir energía térmica conforme la temperatura aumenta, por lo que varios de ellos logran superar el valor de dicho umbral. Si ahora consideramos que  $E = E_f$  y  $T > 0$ , empleando la ecuación 3-1 se obtiene  $f(E) > 0.5$ . Del resultado anterior podemos definir al nivel de Fermi como el nivel de energía para el cual se presenta una probabilidad de ocupación del 50 % a una temperatura mayor a 0 K [89].

Las dos definiciones del nivel de Fermi pueden ser comprobadas en la figura 3.15, la cual muestra la distribución de probabilidad de Fermi-Dirac a diferentes temperaturas. Resulta evidente la influencia que ejerce la temperatura sobre la distribución de los portadores.

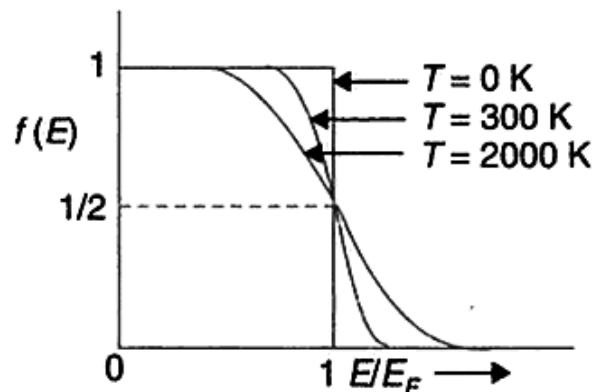


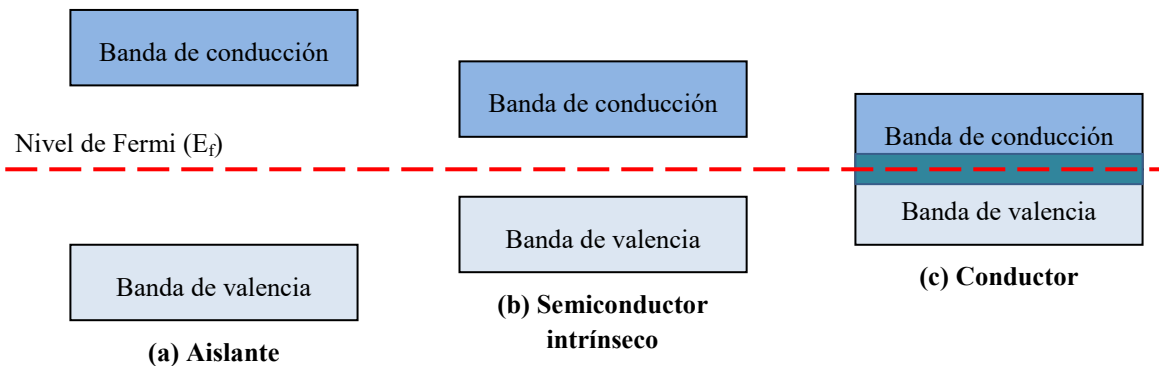
Figura 3.15. Distribución de Fermi-Dirac para diferentes temperaturas [89].

Cuando se requiere conocer la concentración de portadores de carga en la banda de valencia, generalmente se hace en función de la probabilidad de ocupación de los huecos,  $f_h(E)$ , cuya expresión matemática es la siguiente [90]:

$$f_h(E) = 1 - f(E) = \frac{1}{1 + e^{\frac{E_f - E}{k_B T}}} \quad (3-2)$$

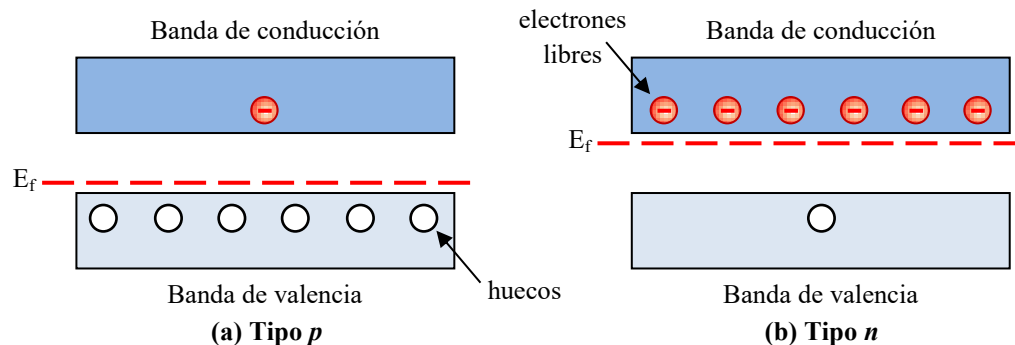
Un material puede ser clasificado en aislante, semiconductor o conductor dependiendo de la posición en que se encuentre ubicado el nivel de Fermi así como de la localización y características que presenten las bandas energéticas.

La figura 3.16 muestra el modelo de bandas de energía para distintos materiales. En el caso de los aislantes, estos muestran gran oposición al flujo de electrones debido a que el tamaño de la banda prohibida es suficientemente grande como para impedir la promoción de los electrones de valencia hacia la banda de conducción. Los materiales semiconductores puros presentan una banda prohibida más estrecha, a una temperatura de 0 K se comportan como un aislante perfecto mientras que bajo la influencia de un campo eléctrico externo es capaz de transportar una corriente eléctrica. En un material aislante o semiconductor intrínseco el nivel de Fermi estará ubicado en la mitad de la banda prohibida, mientras que en un conductor se localizará dentro de la región en la que se superponen la banda de valencia con la de conducción [89]. Por lo general se consideran como buenos conductores a aquellos elementos que poseen un solo electrón de valencia debido a que al aplicar una diferencia de potencial entre los extremos del mismo es posible liberar al electrón de valencia con relativa facilidad y a través de su movilidad establecer una corriente.



**Figura 3.16.** Estructura de bandas para un material: (a) aislante, (b) semiconductor intrínseco y (c) conductor.

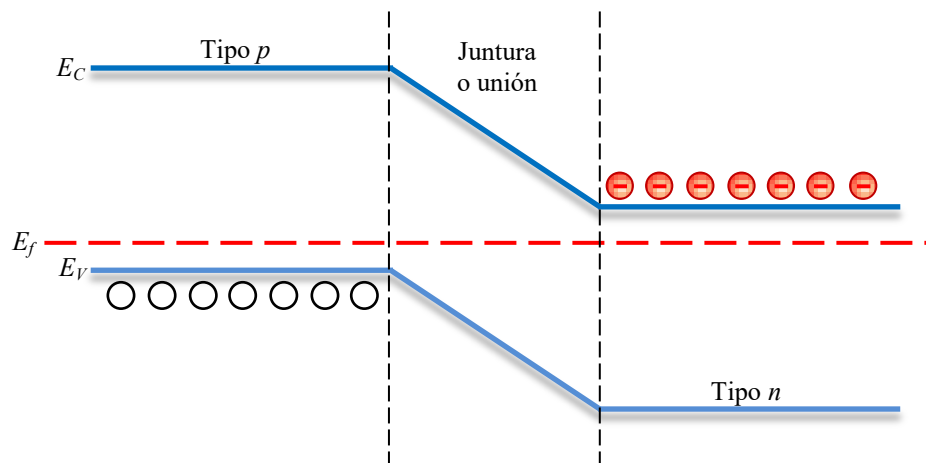
El material semiconductor suele ser dopado con ciertas impurezas con el fin de modificar su concentración de portadores de carga. La figura 3.17 nos muestra la relación que existe entre la posición del nivel de Fermi con el tipo y grado de dopaje del semiconductor [43]. Para una mayor comprensión, se dibujaron los portadores de carga (electrones libres y huecos) con el propósito de representar de manera cualitativa a la distribución que poseen dentro de cada una de las bandas.



**Figura 3.17.** Estructura de bandas para un material semiconductor: (a) tipo *p* y (b) tipo *n*.

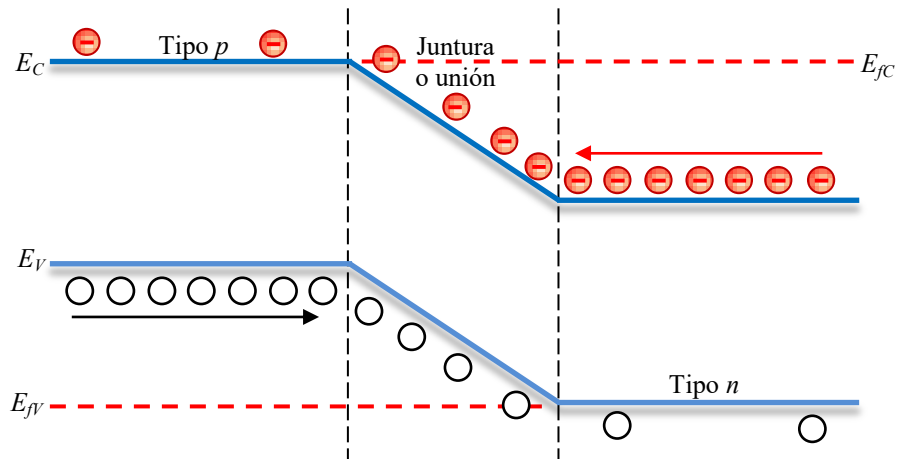
Cabe recordar que en el caso de un semiconductor intrínseco siempre existirá igual cantidad de electrones y de huecos independientemente de la temperatura, ya que estos se generan en pares de forma simultánea, es por ello que este material presenta un nivel de Fermi ubicado justo en el centro de la banda prohibida. En un semiconductor tipo  $p$  nos encontramos con una mayor cantidad de huecos que de electrones libres lo que contribuye a un descenso en el nivel de Fermi que ahora se encuentra más cercano a la banda de valencia; por contraparte, en un semiconductor tipo  $n$  los electrones libres son los portadores mayoritarios por lo que el nivel de energía es más alto y el nivel de Fermi se desplaza a las cercanías de la banda de conducción.

Al unirse dos materiales semiconductores dopados con diferentes portadores de carga se produce un desalineamiento entre sus bandas de energía debido a la barrera de potencial que se crea alrededor de la unión, sin embargo, el nivel de Fermi permanecerá constante a través de la juntura bajo la condición de que el material se encuentre en equilibrio térmico, ya que dicho nivel es una variable termodinámica [91]. El comportamiento descrito anteriormente se ilustra en la figura 3.18 donde  $E_C$  representa el mínimo nivel de energía que posee la banda de conducción y  $E_V$  el máximo nivel energético de la banda de valencia.



**Figura 3.18.** Estructura de bandas para un material  $pn$ .

Anteriormente se analizó el comportamiento que presenta un diodo semiconductor polarizado en directa y en inversa, nos centraremos en la primera dado que es la técnica de polarización que se utiliza al alimentar eléctricamente a un SOA. Si conectamos una fuente de corriente continua como se mostró previamente en la figura 3.11 y aplicamos un voltaje más grande que la barrera de potencial en los extremos del material  $pn$ , será posible establecer un flujo de electrones y huecos que pasan a través de la juntura provocando con ello un desequilibrio dentro de la misma. Bajo estas condiciones es preferible hablar de cuasi-niveles de Fermi, los cuales describirán las concentraciones de los portadores de carga dentro de la unión. Así pues, se definen dos cuasi-niveles de Fermi debido a que la tasa de recombinación es más lenta que la tasa de relajación energética dentro de cada una de las bandas [92]. La figura 3.19 muestra el diagrama de bandas para un semiconductor  $pn$  polarizado en directa donde  $E_{fC}$  y  $E_{fV}$  representan los cuasi-niveles de Fermi para las bandas de conducción y de valencia respectivamente.



**Figura 3.19.** Diagrama de bandas de energía para un material *pn* polarizado en directa.

Dentro de la juntura, la banda de conducción albergará una mayor cantidad de electrones libres por debajo de su cuasi-nivel de Fermi, mientras que en la banda de valencia existirán más huecos por encima de su respectivo cuasi-nivel. Sin embargo, la densidad de portadores de carga será baja dado que los electrones y huecos se encuentran distribuidos dentro de una región amplia disminuyendo así la probabilidad de una recombinación electrón-hueco [93].

### 3.3. Absorción, emisión espontánea y emisión estimulada

Los procesos de absorción, emisión espontánea y emisión estimulada son resultado de la interacción que se produce entre la materia y la radiación electromagnética. Para su comprensión resulta indispensable presentar el concepto de fotón, el cual fue introducido por Max Planck y posteriormente retomado por Albert Einstein llamándolo “cuánto de luz”. Gracias a sus investigaciones se demostró que la luz se comporta como una onda cuando se propaga a través del espacio u otro material, o bien, como un conjunto de partículas que poseen cantidades cuantizadas de energía al interactuar con la materia, dichas partículas reciben el nombre de fotones. La energía de un fotón ( $E_p$ ) es dependiente de su frecuencia ( $\nu$ ) y se calcula como [84]:

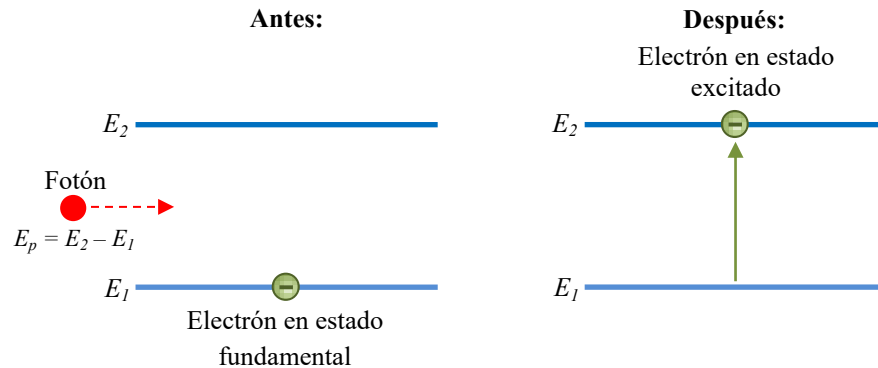
$$E_p = h\nu \quad (3-3)$$

Donde  $h$  es la constante de Planck con un valor de  $6.626 \times 10^{-34}$  J·s. La interacción luz-materia será más evidente si consideramos un material con dos niveles energéticos sobre el cual hacemos incidir un haz de fotones cuya energía sea igual a la diferencia entre ambos niveles, es decir:

$$E_p = E_2 - E_1 \quad (3-4)$$

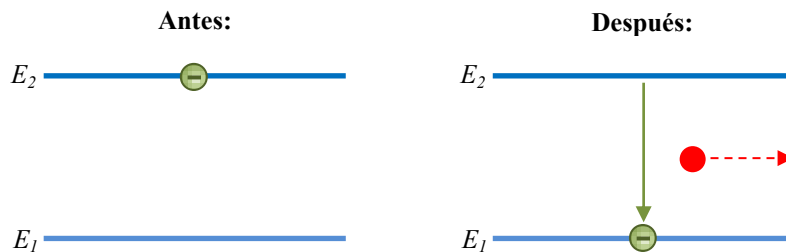
Donde  $E_1$  corresponde al máximo nivel de energía permitido dentro de la banda de valencia y  $E_2$  es el mínimo nivel de energía dentro de la banda de conducción.

Bajo las condiciones anteriormente expuestas puede presentarse cualquiera de los tres procesos mencionados. El proceso de absorción se produce cuando un electrón que se encontraba en el nivel  $E_1$ , también llamado estado fundamental, absorbe la energía de un fotón incidente provocando una transición del electrón hacia el nivel  $E_2$  también llamado estado excitado. La figura 3.20 muestra el proceso de absorción al incidir un fotón.



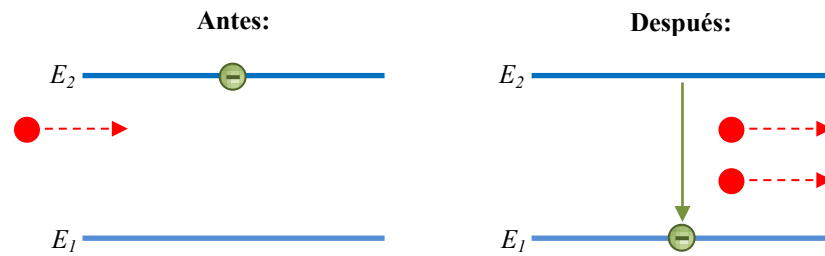
**Figura 3.20.** Proceso de absorción.

La emisión espontánea se ilustra en la figura 3.21, consiste en la transición (recombinación) que lleva a cabo un electrón desde el estado excitado hacia el estado fundamental liberando su exceso de energía en forma de fotón, el cual posee una dirección y fase aleatoria. Este proceso ocurre eventualmente después de que el electrón permanece por un breve tiempo en el estado excitado.



**Figura 3.21.** Proceso de emisión espontánea.

El proceso de emisión estimulada, exhibido en la figura 3.22, fue estudiado por Albert Einstein en 1916, llegando a la conclusión de que si se hace incidir un fotón con una energía igual a  $E_2 - E_1$  sobre un electrón en estado excitado, la presencia del fotón estimularía el decaimiento del electrón hacia su estado fundamental, produciendo por consecuencia la emisión de un fotón con la misma frecuencia, fase y dirección que el fotón incidente. Por lo tanto, se tendrá la presencia de dos fotones con características idénticas, cualidad que es aprovechada en la amplificación óptica. Si al continuar con su trayectoria el fotón incide sobre más electrones en estado excitado, el proceso se repetirá añadiendo cada vez más fotones al original [84]. La luz generada mediante este proceso es coherente, es decir, todas las ondas emitidas mantienen una relación de fase constante [94].



**Figura 3.22.** Proceso de emisión estimulada.

Por lo general, el estado excitado se encuentra menos poblado que el estado fundamental, por lo tanto, será más probable que ocurra el fenómeno de absorción que cualquiera de las emisiones radiativas. Si deseamos aumentar la probabilidad de que ocurra una emisión estimulada es necesario realizar una inversión de población. Sean  $N_1$  y  $N_2$  la densidad de portadores en  $E_1$  y  $E_2$  respectivamente, se dice que la población está invertida cuando existe una mayor población de electrones en la banda de conducción que en la de valencia, es decir:

$$N_2 > N_1 \quad (3-5)$$

En estas circunstancias es posible llevar a cabo la amplificación óptica, dado que la cantidad de fotones emitidos por emisión estimulada es mayor que los absorbidos o radiados por emisión espontánea.

Dependiendo de la aplicación que se desee desarrollar se buscará favorecer la aparición de alguno de estos tres fenómenos al modificar la densidad de portadores presente en cada banda energética. Por ejemplo, el proceso dominante en los LED (*Light Emitting Diode*) es la emisión espontánea, en los fotodetectores y celdas solares es la absorción, mientras que el láser y el SOA basan su funcionamiento en la emisión estimulada [95].

### 3.4. El amplificador óptico de semiconductor

El SOA es un dispositivo óptico que permite la amplificación de un haz de luz mientras este se propaga a través del medio activo. Presenta varias similitudes con los láseres, con la excepción de que los SOAs no contienen caras reflejantes, lo que impide la creación de una cavidad resonante. Sin embargo, su funcionamiento tiene sustento en los mismos principios físicos que el láser.

#### 3.4.1. Principio de funcionamiento de los amplificadores ópticos de semiconductor

Generalmente los *bulk* SOAs se fabrican empleando una doble heterounión como la ilustrada en la figura 3.23. Se le llama heterounión a la unión de dos materiales semiconductores distintos [96].



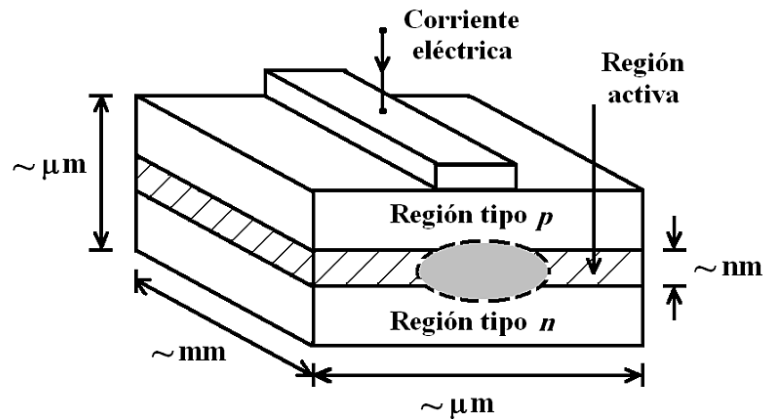


Figura 3.23. Bulk SOA de doble heterounión [96].

En el presente trabajo se emplea un modelo de *bulk* SOA cuyas regiones tipo *p* y tipo *n* se encuentran constituidas por fosforo de indio (InP), mientras que el material empleado como medio activo es el arseniuro fosforo de indio y galio (InGaAsP), un compuesto semiconductor intrínseco. El medio activo realiza dos funciones fundamentales: actúa como una guía de onda, ya que su índice de refracción es mayor al de las regiones *p* y *n*, y además se encarga de confinar a los portadores de carga al polarizar al amplificador óptico en directa como se observa en la figura 3.24.

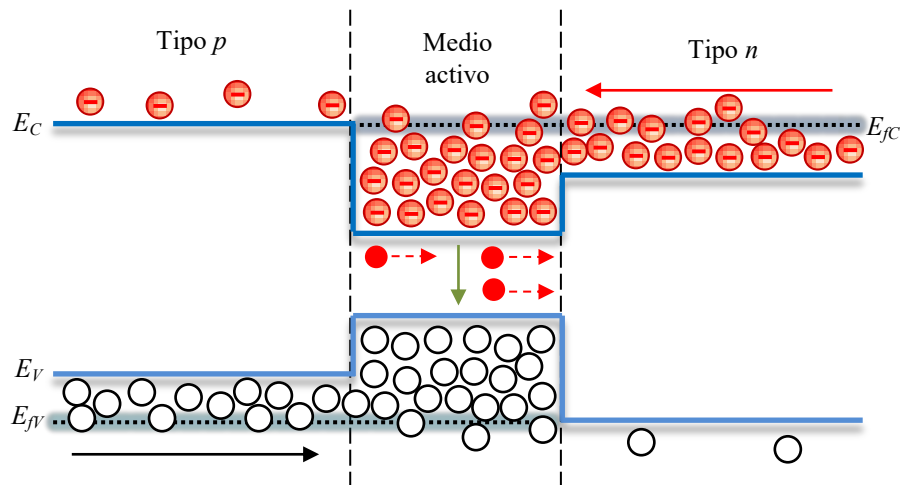
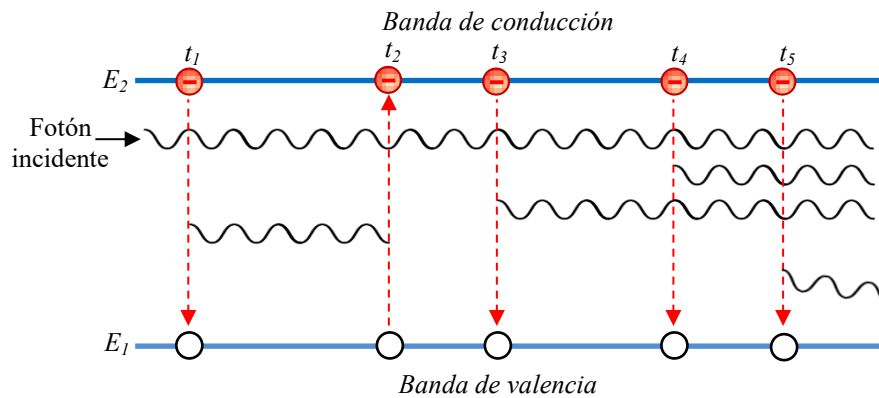


Figura 3.24. Diagrama de bandas de energía para un SOA polarizado en directa.

De manera similar a como ocurre con el diodo semiconductor, al polarizar el amplificador óptico en directa el cuasi-nivel de Fermi  $E_{FC}$  se ubica dentro de la banda de conducción al igual que  $E_{FV}$  se localiza dentro de la banda de valencia. El voltaje que se suministra de manera externa es tal que reduce la barrera de potencial creada por los materiales *p* y *n*, permitiendo de esta forma la difusión de electrones y huecos a través del sistema de materiales empleado. Como el medio activo posee una banda prohibida más estrecha, esta fungirá como un contenedor de portadores de carga y a diferencia del diodo semiconductor en el que los portadores se distribuían a lo largo de la juntura, los electrones y huecos se mantendrán confinados en una región más pequeña [97].

En el medio activo se producirá una inversión de población gracias a la polarización del SOA, lo que favorecerá el fenómeno de emisión estimulada ante la llegada de un fotón incidente que se propaga a través del medio activo o región de ganancia.

La figura 3.25 muestra los procesos básicos que se presentan en el amplificador óptico de semiconductor al propagar un fotón a través de su medio activo. En el tiempo  $t_1$  el fotón incidente estimula una recombinación electrón-hueco produciendo un clon de sí mismo. Más tarde en un tiempo  $t_2$  el fotón generado por emisión estimulada en  $t_1$  es absorbido promoviendo a un electrón a la banda de conducción y dejando un hueco de manera simultánea. De manera similar a lo que ocurre en  $t_1$ , en los instantes  $t_3$  y  $t_4$  se produce una emisión estimulada, mientras que en  $t_5$  el decaimiento energético de un electrón se produce de manera aleatoria, por lo que se estará emitiendo un fotón de manera espontánea cuya fase y dirección son claramente distintas a las del fotón incidente. La probabilidad de que alguno de estos fenómenos se manifieste dependerá de la relación que exista entre  $N_1$  y  $N_2$ .



**Figura 3.25.** Amplificación de un haz empleando un SOA.

Desde el punto de vista de un sistema de comunicaciones, los fotones absorbidos representarán pérdidas o atenuación óptica. Los emitidos de manera espontánea son interpretados como una fuente de ruido debido a su naturaleza aleatoria, mientras que la emisión estimulada nos proporcionará una amplificación o ganancia óptica.

Hasta ahora se ha explicado el funcionamiento del SOA a través de los procesos básicos de absorción, emisión espontánea y emisión estimulada, sin embargo, para describir la dinámica de este dispositivo con mayor precisión y así entender las bondades y limitaciones que presenta, es necesario estudiar con mayor detenimiento sus fenómenos interbanda e intrabanda.

### 3.4.2. Fenómenos interbanda

Los fenómenos interbanda son aquellas transiciones electrónicas que implican recombinaciones entre la banda de valencia y la banda de conducción, presentando tiempos de relajación en el orden de varias decenas de picosegundos.

La importancia del estudio de estos fenómenos radica en que los parámetros de mayor relevancia en un amplificador óptico de semiconductor como lo es la ganancia, el índice de refracción, la potencia de saturación, la velocidad de operación, etc., dependen en gran medida de la densidad de los portadores de carga, la cual se ve modificada de acuerdo a la duración y frecuencia de ocurrencia de los fenómenos tanto interbanda como intrabanda.

La dinámica interbanda predomina ampliamente sobre la intrabanda cuando la duración de los pulsos ópticos que ingresan al SOA es de alrededor de 100 ps, o bien cuando se emplean tasas de repetición de datos menores o iguales a 10 Gb/s. En este caso, la respuesta del amplificador óptico estará determinada principalmente por el tiempo de vida efectivo de los portadores ( $\tau_{eff}$ ), que a su vez depende de las tasas de recombinación espontánea y estimulada. Existen varios modelos matemáticos del SOA en donde es común ver expresado dicho tiempo de vida como una constante, sin embargo, si se desea tener mayor precisión en el análisis matemático resulta necesario emplear un modelo más sofisticado [98].

Si se opera al SOA en su régimen de señal pequeña, es decir, cuando la potencia óptica de la señal de entrada es mucho más pequeña que la potencia de saturación, entonces, bajo esta condición la tasa de recombinación espontánea es mayor a la estimulada. A continuación se muestra la ecuación que describe la tasa de recombinación espontánea,  $R(N)$ :

$$R(N) = AN + BN^2 + CN^3 \quad (3-6)$$

Donde  $A$  es el coeficiente de Shockley-Read-Hall (SRH), también llamado coeficiente de trampas o defectos debido a que ocurre cuando un electrón adquiere un nivel de energía localizado dentro de la banda prohibida tras haber sido “atrapado” por alguna imperfección del material, como consecuencia libera su exceso de energía ya sea como un fotón o un fonón. En ocasiones suele despreciarse debido a que posee un valor muy pequeño [99]. El término  $B$  es el coeficiente radiativo bimolecular, el cual implica la emisión de un fotón al producirse la recombinación electrón-hueco como anteriormente se explicó al abordar el tema de emisión espontánea. En cuanto al coeficiente  $C$ , mejor conocido como coeficiente de Auger, toma en cuenta los procesos de recombinación espontánea no radiativa, es decir, cuando existe una recombinación electrón-hueco pero ningún fotón ni fonón es emitido, sino que la energía es entregada a un electrón libre el cual aumenta su nivel energético para posteriormente regresar a su estado previo al liberar su exceso de energía en forma de calor [100]. De la ecuación 3-6 se aprecia claramente que existe una dependencia de la tasa de recombinación espontánea con respecto a la densidad de portadores ( $N$ ).

Si únicamente tomamos en cuenta la tasa de recombinación espontánea, podemos definir un tiempo de vida diferencial de los portadores ( $\tau_{diff}$ ) como [98]:

$$\tau_{diff} = \left( \frac{\partial R(N)}{\partial N} \right)^{-1} \quad (3-7)$$

$$\tau_{diff} = \frac{1}{A + 2BN + 3CN^2} \quad (3-8)$$

A continuación, la tabla 3.1 muestra algunos de los valores típicos de  $\tau_{diff}$  en función de los coeficientes  $A$ ,  $B$ ,  $C$  y de la densidad de portadores.

**Tabla 3.1.** Tiempo de vida diferencial de los portadores en función de  $A$ ,  $B$ ,  $C$  y  $N$ .

A [1/s]	B [m3/s]	C [m6/s]	N [1/m3]	$\tau_{diff}$ [ps]	Referencia
1.0E+08	9.0E-16	5.0E-41	1.0E+24	487.8	[101]
1.0E+08	2.5E-17	9.4E-41	1.0E+24	2314.8	[102]
2.4E+08	2.5E-17	5.3E-41	1.0E+24	2227.2	[103]
6.0E+08	3.0E-16	10.0E-41	1.0E+24	666.7	[98]
1.0E+08	9.0E-16	5.0E-41	2.0E+24	232.5	[101]
1.0E+08	2.5E-17	9.4E-41	2.0E+24	753.0	[102]
2.4E+08	2.5E-17	5.3E-41	2.0E+24	1024.6	[103]
6.0E+08	3.0E-16	10.0E-41	2.0E+24	333.3	[98]

Como se mencionó anteriormente, si se opera lejos de la potencia de saturación, la recombinación espontánea prevalecerá. En cambio, cuando el SOA es operado en un estado de saturación, como ocurre en la mayoría de las aplicaciones del SOA incluyendo las presentadas en este aporte, es la recombinación estimulada la que predomina, por lo que no es plausible seguir describiendo la dinámica del SOA a través de  $\tau_{diff}$ . Para ello se hace uso del tiempo de vida efectivo de los portadores ( $\tau_{eff}$ ), el cual toma en cuenta ambos fenómenos de recombinación espontánea y estimulada. Si se considera un  $\tau_{diff}$  constante,  $\tau_{eff}$  puede calcularse como [98]:

$$\frac{1}{\tau_{eff}} = \frac{1 + \frac{P}{P_{sat}}}{\tau_{diff}} \quad (3-9)$$

Donde  $P_{sat}$  es la potencia de saturación y  $P$  es el valor promedio de la potencia dentro del amplificador, este último puede ser más de un orden de magnitud más grande que la potencia de entrada. Típicamente se obtienen valores de  $\tau_{diff}$  que varían entre 200 ps y 750 ps, reduciéndose conforme aumentamos la corriente que suministramos al amplificador óptico. En cuanto a  $\tau_{eff}$ , es posible obtener valores del orden de unas cuantas decenas de picosegundos al introducir repetidamente una secuencia de pulsos cortos de unos cuantos miliwatts de potencia [104].

### 3.4.3. Fenómenos intrabanda

Los fenómenos intrabanda se deben a las variaciones que presentan los electrones en su distribución de energía dentro de una misma banda, presentando tiempos de relajación del orden de varios cientos de femtosegundos. Podemos estimar la cantidad de electrones que poseen un cierto nivel de energía, al realizar el producto entre la distribución de Fermi y la densidad de estados. Esta última nos indica la cantidad de estados (dentro de un cierto intervalo de energía) que se encuentran disponibles para ser ocupados [56].

Entre los procesos intrabanda más significativos para nuestro estudio tenemos al quemado de hueco espectral (*Spectral Hole Burning, SHB*) y al calentamiento de portadores (*Carrier Heating, CH*). En la figura 3.26 podemos observar la dinámica de los portadores de carga dentro de la banda de conducción de un SOA al propagarse un pulso óptico de corta duración [105].

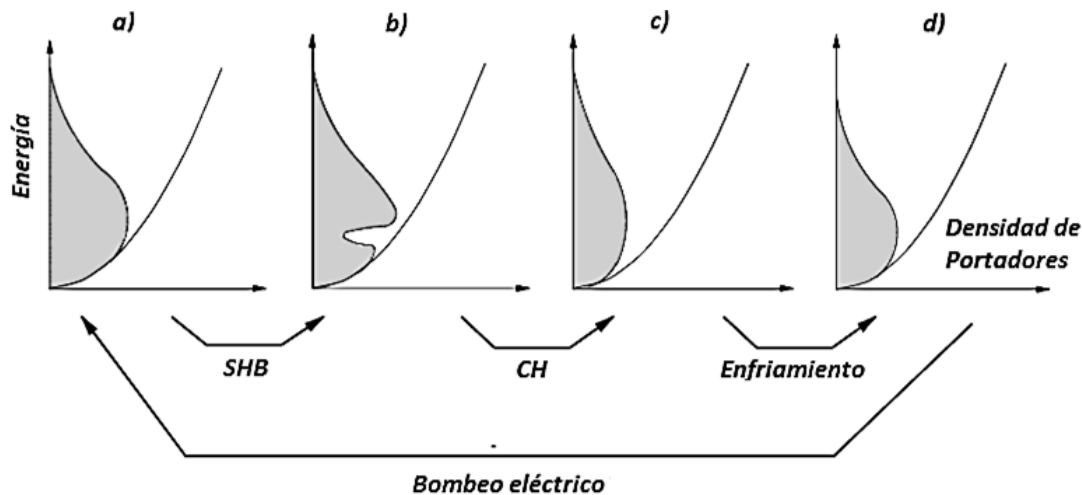


Figura 3.26. Evolución temporal de la distribución de portadores en la banda de conducción [43].

La distribución energética de los portadores en estado de equilibrio se muestra en la figura 3.26 (a). Al introducir un pulso de corta duración en el medio activo del SOA, el proceso de emisión estimulada propiciará la recombinación entre electrones de la banda de conducción con huecos de la banda de valencia. Los electrones que interactúan en dicha recombinación serán aquellos que presenten un nivel de energía similar al del fotón incidente, por lo que se creará una cavidad alrededor de dicho nivel energético como se ilustra en la figura 3.26 (b). La emisión estimulada contribuye al agotamiento o “quemado” de portadores dentro de un reducido intervalo de energía, es por ello que recibe el nombre de quemado de hueco espectral. Este representa un fenómeno ultra-rápido exhibiendo una relajación de 50 fs a 80 fs para amplificadores ópticos fabricados con el sistema de materiales InGaAsP [104]. Posteriormente, la temperatura promedio (media estadística de la energía cinética) aumenta debido a que la emisión estimulada “quemó” o removió portadores de bajo nivel energético, produciendo así un incremento en la energía térmica promedio y adquiriendo una distribución como la mostrada en la figura 3.26 (c). A este fenómeno se le conoce como calentamiento de portadores y presenta un tiempo de relajación de entre 200 fs a 700 fs cuando se emplea InGaAsP en la fabricación del SOA [104]. La presencia de portadores con altos niveles de energía favorece la aparición del calentamiento de portadores, estos son generados principalmente por dos fenómenos: la absorción de portadores libres (*Free Carrier Absorption, FCA*) y la absorción de dos fotones (*Two-Photon Absorption, TPA*). En el primero un portador libre absorbe un fotón, como consecuencia aumenta su nivel de energía permaneciendo dentro de la misma banda. El segundo se presenta con mayor frecuencia cuando existe una gran densidad de fotones propagándose a través del medio activo, dos fotones son absorbidos de manera simultánea transfiriendo la energía de ambos a un electrón de valencia, el cual es promovido a la banda de conducción adquiriendo un nivel de energía más alto que el promedio. Aproximadamente 700 fs después de que se presenta el calentamiento de portadores se lleva a cabo un proceso de enfriamiento, este se caracteriza por la disipación de energía en forma de fonones, por lo que la distribución de portadores en una de las bandas se modifica nuevamente como se ilustra en la figura 3.26(d). Por último, se suministran electrones al medio activo del SOA a través de un bombeo eléctrico restaurando de esta manera la distribución de portadores en estado de equilibrio como muestra la figura 3.26 (a) [105].

### 3.4.4. Dinámica del índice de refracción

Como se discutió anteriormente, los fenómenos interbanda e intrabanda son los responsables de los cambios en la población y distribución de los portadores de carga. Dichas fluctuaciones tendrán como consecuencia la variación temporal y en forma no lineal del índice de refracción del medio activo. Debido a que en los *bulk* SOAs las variaciones en el índice de refracción están íntimamente relacionadas con la dinámica de la ganancia, es posible describir este comportamiento por medio del factor de Henry ( $\alpha_N$ ) también conocido como factor alfa o factor de ensanchamiento de línea, este se expresa matemáticamente de la siguiente forma:

$$\alpha_N = -\frac{4\pi}{\lambda} \frac{\frac{\partial n}{\partial N}}{\frac{\partial g_m}{\partial N}} \quad (3-10)$$

donde  $\lambda$  representa la longitud de onda de la señal óptica viajando en el vacío,  $n$  es el índice de refracción del medio activo,  $g_m$  es la ganancia de material y el subíndice de  $\alpha_N$  es empleado para indicar que las variaciones en  $n$  se deben a la modulación de la densidad los portadores libres que de igual forma modulan  $g_m$ .

Resulta evidente la necesidad de modelar la evolución temporal del índice de refracción para así poder determinar las variaciones de fase que sufre un pulso óptico al propagarse a través del medio activo del amplificador. A diferencia de otros enfoques que consideran al factor alfa como un valor constante a cambio de una menor precisión, en este trabajo, empleamos un sofisticado modelo dependiente de la densidad de portadores y de la longitud de onda. A continuación se muestra la parametrización utilizada [13].

$$\alpha_N = \alpha_0 + \alpha_1 e^{\alpha_2(\lambda - \lambda_N) + \alpha_3(N - N_0)} \quad (3-11)$$

donde  $N_0$  es la densidad de portadores en transparencia (cuando las pérdidas producidas dentro de un amplificador óptico son iguales a la ganancia que provee) y  $\lambda_N$  es la longitud de onda para la cual el amplificador óptico presenta una ganancia máxima o pico. Mientras que  $\alpha_0$ ,  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  y  $\alpha_3$  son coeficientes que fueron determinados experimentalmente en [103], empleando un *bulk* InGaAsP/InP SOA cuyos valores reportados son: 5.7, 1.56, 17  $\mu\text{m}^{-1}$  y  $3 \times 10^{-25} \text{m}^{-3}$  respectivamente. A una longitud de onda cercana a 1550 nm empleando un *bulk* SOA, se considerarán como valores aceptables de  $\alpha_N$  a aquellos que se encuentren dentro del intervalo de 6 a 9 [98].

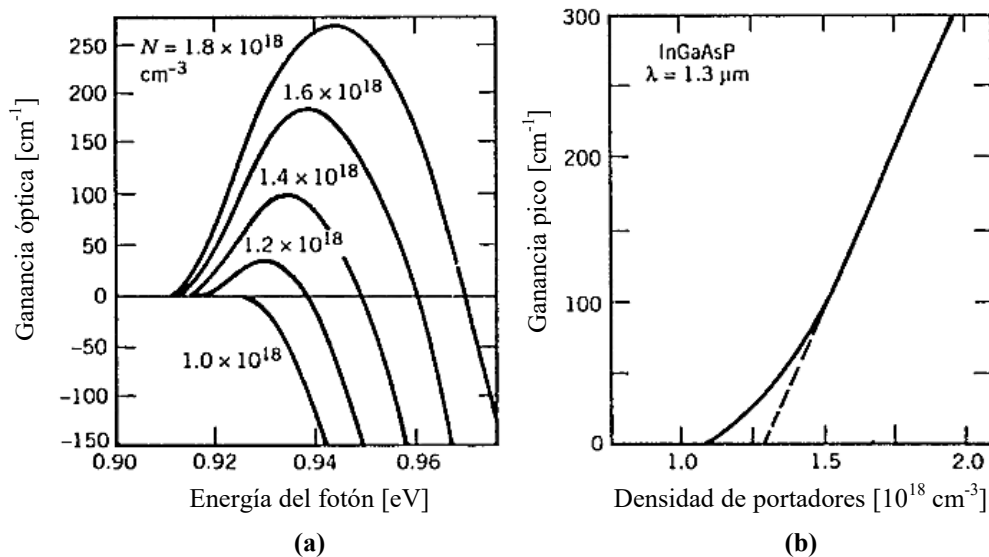
### 3.4.5. Ganancia óptica

La ganancia óptica es uno de los parámetros más importantes que posee un SOA, esta se define como el cociente de la potencia presente a la salida del amplificador ( $P_{\text{out}}$ ) entre la potencia a su entrada ( $P_{\text{in}}$ ) como se indica en la ecuación 3-12.

$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (3-12)$$

Para proveer de ganancia o amplificación a una señal óptica es necesario conseguir la inversión de población dentro del SOA, esto con el fin de que el proceso dominante sea el de emisión estimulada. Para ello se suministra una corriente eléctrica (inyección de portadores) que permite que la densidad de portadores dentro del medio activo supere el umbral de transparencia y por consiguiente, empieza a proporcionar una amplificación óptica.

La figura 3.27(a) muestra la relación que existe entre la ganancia y la densidad de portadores al emplear un láser con un medio activo de InGaAsP operando a una longitud de onda de 1.3  $\mu\text{m}$ . Para una  $N = 1.0 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$  se aprecia que la ganancia se mantiene por debajo de cero dado que aún no se ha alcanzado la inversión de población. Por otra parte, si inyectamos una mayor cantidad de portadores, la ganancia se irá incrementando, mientras que su valor pico o máximo se irá desplazando hacia mayores niveles de energía del fotón (o frecuencias). El estudio de la ganancia pico resulta relevante ya que trabajar en sus cercanías nos permitirá no solo obtener una mayor amplificación, sino que además lo haremos de una forma más eficiente. La figura 3.27 (b) ilustra la variación de la ganancia pico con respecto a la densidad de portadores. La ganancia aumenta rápidamente una vez que se ha logrado la inversión de portadores, es por ello que los láseres de semiconductor pueden ser contruidos con dimensiones menores a 1 mm. A partir de  $N = 1.5 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$  la ganancia pico empieza a comportarse de manera cuasi-lineal con respecto a la densidad de portadores, esto se aprecia al comparar la línea sólida con la punteada, esta última representa una aproximación lineal que muestra una gran similitud con la otra a valores altos de ganancia [97]. Los amplificadores ópticos de semiconductor presentarán un comportamiento semejante ya que están basados en los mismos principios físicos que los láseres.



**Figura 3.27.** Ganancia óptica en un láser de InGaAsP operando a una longitud de onda de 1.3  $\mu\text{m}$  [97].

(a) Ganancia óptica en función de la energía del fotón para distintas densidades de portadores.

(b) Ganancia pico en función de la densidad de portadores.

La potencia ( $P$ ) que exhibe un amplificador óptico en estado estacionario puede ser calculada de la siguiente forma [97]:

$$\frac{dP}{dz} = \frac{g_0 P(z)}{1 + \frac{P(z)}{P_{SAT}}} \quad (3-13)$$

Donde  $g_0$  es el valor pico del coeficiente de ganancia de señal pequeña, es decir, el coeficiente de ganancia de mayor magnitud que presenta el SOA cuando la frecuencia de la señal óptica incidente es igual a la frecuencia de transición atómica. Por otro lado, la potencia de saturación del material se denota como  $P_{SAT}$ , mientras que  $z$  representa la posición dentro del eje longitudinal del medio activo.

Si resolvemos la ecuación 3-13 considerando que la potencia dentro de cualquier punto del amplificador es mucho menor que  $P_{SAT}$  e introducimos una señal óptica, es decir, establecemos que  $P(0) = P_{in}$  como condición inicial, tenemos que:

$$P(z) = P_{in} e^{g_0 z} \quad (3-14)$$

Si calculamos la potencia a la salida del amplificador cuando  $z = L$ , donde  $L$  es la longitud del medio activo del SOA y posteriormente obtenemos la ganancia de acuerdo a la ecuación 3-12, obtenemos la siguiente expresión:

$$G_0 = e^{g_0 L} \quad (3-15)$$

Donde  $G_0$  es la ganancia de señal pequeña o sin saturación cuando la frecuencia de la señal óptica incidente es igual a la frecuencia de transición atómica.

### 3.4.6. Saturación de la ganancia

La saturación de la ganancia se presenta conforme vamos aumentando la potencia de la señal de entrada al SOA. Cuando se inyecta una señal de alta potencia, es decir, con una densidad de fotones elevada, este producirá un agotamiento repentino en la densidad de portadores de carga a consecuencia de la elevada cantidad de recombinaciones electrón-hueco que se presentan. En este caso, como la velocidad con que se inyectan los portadores a través de una corriente eléctrica es más lenta que la velocidad de recombinación por emisión estimulada, se producirá un decremento en el nivel de potencia a la salida del amplificador y por ende una reducción en la ganancia óptica del SOA.

Aunque el fenómeno de saturación de la ganancia depende en mayor medida de la potencia de entrada, es más común verlo relacionado con la potencia de salida ya que resulta de mucha utilidad el conocer cuál es el máximo nivel de potencia que podemos extraer del amplificador óptico con una ganancia aceptable.



La figura 3.28 muestra la ganancia exhibida por un *bulk* InGaAsP/InP SOA de 0.5 mm de longitud en función de la potencia presente a su salida [13].

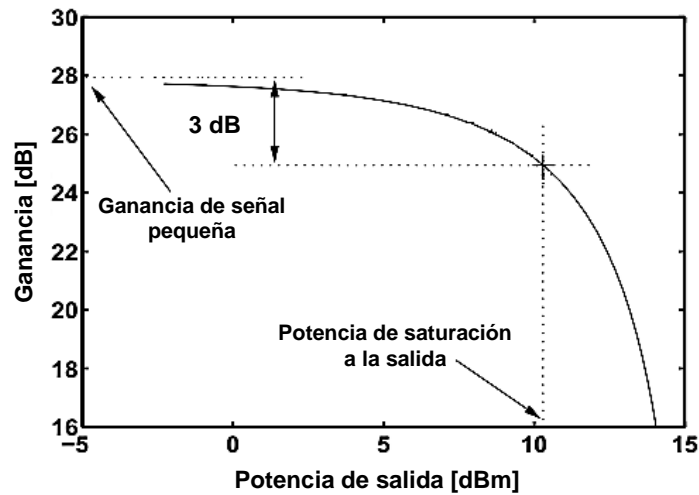


Figura 3.28. Dependencia de la ganancia con respecto a la potencia de salida [13].

La máxima ganancia del amplificador óptico se obtiene cuando se presenta una baja potencia a la salida, la cual anteriormente llamamos ganancia de señal pequeña. Si se desea extraer una potencia más elevada tendremos como inconveniente la reducción de la ganancia, debido al fenómeno de saturación.

La potencia óptica de salida para la cual la ganancia disminuye 3 dB con respecto a su valor máximo es llamada potencia de saturación de salida ( $P_{outSAT}$ ). Dicha potencia es utilizada como referencia para indicar el régimen en el que opera el amplificador óptico. En general, se considera que el SOA trabaja en su zona lineal cuando la potencia de salida es menor a la potencia de saturación ( $P_{out} < P_{outSAT}$ ), mientras que en el caso opuesto se estará utilizando la región no lineal, donde se presentan varios fenómenos de dicha naturaleza de entre los que destacamos la modulación cruzada de ganancia (*Cross Gain Modulation, XGM*) y la modulación cruzada de fase (*Cross Phase Modulation, XPM*), los cuales están íntimamente relacionados con la dinámica del índice de refracción debido a la compresión de la ganancia y variación de la fase que ocurren de manera simultánea dentro del medio activo ante la incidencia de un haz de luz de alta potencia.

La ecuación 3-16 es válida para el cálculo de la ganancia de señal grande (*large signal gain*),  $G_{lsg}$ , haciendo alusión al nivel de potencia de la señal que se propaga a través del SOA [56].

$$G_{lsg} = G_0 e^{-\left(\frac{G-1}{G} \frac{P_{out}}{P_{SAT}}\right)} \quad (3-16)$$

En función de la expresión anterior es posible visualizar el comportamiento de la ganancia. La ganancia  $G_{lsg}$  presentará un valor máximo  $G_0$  a partir del cual comenzará a disminuir conforme  $P_{out}$  se aproxima a  $P_{SAT}$ .

Si realizamos las siguientes consideraciones válidas para el punto de saturación:

$$P_{out} = P_{outSAT} \quad (3-17)$$

$$G_{lsg} = \frac{G_0}{2} \quad (3-18)$$

Y realizamos la sustitución en la ecuación 3-16, será posible calcular la potencia de saturación de salida como:

$$P_{outSAT} = \frac{G_0 \ln(2)}{G_0 - 2} P_{SAT} \quad (3-19)$$

Para valores de  $G_0$  mayores a 100 se observa que el comportamiento de  $P_{outSAT}$  es prácticamente independiente de la ganancia de señal pequeña. Tomando en cuenta que el nivel típico de ganancia  $G_0$  proporcionado por un amplificador óptico de semiconductor es de alrededor de 30 dB, es decir, un nivel de amplificación de 1000, se tiene que en general la potencia de saturación de salida se puede aproximar como [56]:

$$P_{outSAT} = \ln(2) P_{SAT} \approx 0.69 P_{SAT} \quad (3-20)$$

La potencia de saturación intrínseca del medio ( $P_{SAT}$ ), la cual depende de las características del medio activo, puede calcularse como [56]:

$$P_{SAT} = \frac{wd}{\Gamma} \frac{h\nu}{a_0\tau} \quad (3-21)$$

donde  $w$  y  $d$  representan las dimensiones del medio activo, ancho y alto respectivamente. La ganancia diferencial está dada por  $a_0$ ,  $\tau$  es la constante de tiempo de vida de los portadores,  $h$  es la constante de Planck y  $\nu$  es la frecuencia. Mientras que  $\Gamma$  es el factor de confinamiento que nos indica la fracción de los modos de energía contenidos dentro de la región activa, este se expresa matemáticamente de la siguiente forma [97]:

$$\Gamma = \frac{\int_0^d \int_0^w |F(x, y)|^2 dx dy}{\int_0^\infty \int_0^\infty |F(x, y)|^2 dx dy} \quad (3-22)$$

Donde  $F(x, y)$  es la distribución de los modos dentro de la guía de onda.

### 3.4.7. Ancho de banda

En el área de telecomunicaciones se le llama ancho de banda de un amplificador al intervalo de frecuencias en el que dicho dispositivo presenta características de operación similares.

Anteriormente se utilizó el valor pico del coeficiente de ganancia de señal pequeña ( $g_0$ ), para describir el nivel de amplificación que provee un SOA, sin embargo, la ganancia del amplificador depende de la frecuencia (o longitud de onda) y de la intensidad local de las señales que se propagan a lo largo del medio activo. Asumiendo una densidad de portadores constante, podemos aproximar el nivel de ganancia del SOA de la siguiente manera [106].

$$g(\omega) = \frac{g_0}{1 + (\omega - \omega_0)^2 T_2^2 + \frac{P}{P_{SAT}}} \quad (3-23)$$

donde  $g(\omega)$  es el coeficiente de ganancia dependiente de la frecuencia angular de la señal óptica incidente ( $\omega$ ). La frecuencia de transición atómica está dada por  $\omega_0$ ,  $P$  es la potencia óptica de la señal siendo amplificada y  $T_2$  es el tiempo de relajación del dipolo presentando valores menores a 1 ps en los amplificadores ópticos de semiconductor [56]. Si consideramos que el amplificador está siendo operando en su régimen lineal o de señal pequeña podemos asumir que  $P/P_{SAT} \ll 1$ . Se obtiene entonces la expresión:

$$g(\omega) = \frac{g_0}{1 + (\omega - \omega_0)^2 T_2^2} \quad (3-24)$$

Si la frecuencia angular de la señal incidente es exactamente igual a la frecuencia de transición atómica, entonces el coeficiente de ganancia es máximo, es decir,  $g(\omega_0) = g_0$ . Cualquier otro valor de frecuencia angular implicará una reducción de la ganancia caracterizada por seguir un perfil Lorentziano [106]. El ancho de banda de la ganancia estará definido como la anchura a media altura (*Full Width at Half Maximum, FWHM*) del espectro del coeficiente de ganancia  $g(\omega)$ . Considerando un espectro Lorentziano, el ancho de banda ( $\Delta\omega_g$ ) estará dado por [97]:

$$\Delta\omega_g = \frac{2}{T_2} \quad (3-25)$$

Aunque es más común verlo expresado en función de la frecuencia como:

$$\Delta\nu_g = \frac{\Delta\omega_g}{2\pi} = \frac{1}{\pi T_2} \quad (3-26)$$

Como ejemplo, en un SOA con  $T_2 \approx 60$  fs se obtiene un  $\Delta\nu_g \approx 5$  THz. En los sistemas de comunicaciones ópticos es preferible utilizar amplificadores con un gran ancho de banda debido a que la ganancia se mantiene casi constante dentro de un considerable intervalo de frecuencias, lo cual resulta especialmente atractivo en los sistemas de multicanalización por división de longitud de onda, o WDM [97].

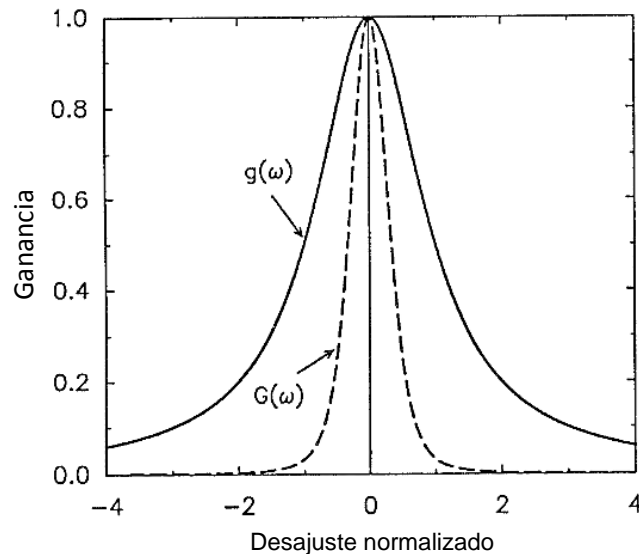
Otro concepto que es comúnmente empleado en lugar del ancho de banda de la ganancia es el ancho de banda del amplificador ( $\Delta\nu_{Amp}$ ). Este se define como el ancho a media altura del espectro de la ganancia  $G(\omega)$ . Si reescribimos la ecuación 3-15 haciendo énfasis en la dependencia de la ganancia con respecto a la frecuencia, se obtiene:

$$G(\omega) = e^{g(\omega)L} \quad (3-27)$$

Tanto  $G(\omega)$  como  $g(\omega)$  tendrán un valor máximo cuando  $\omega = \omega_0$ . Al variar la frecuencia angular ambos disminuyen, sin embargo,  $G(\omega)$  lo hará con mayor rapidez. El ancho de banda del amplificador se relaciona con el ancho de banda de la ganancia de la siguiente manera [56]:

$$\Delta\nu_{Amp} = \Delta\nu_g \left[ \frac{\ln(2)}{\ln\left(\frac{G_0}{2}\right)} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3-28)$$

La figura 3.29 muestra el perfil del coeficiente de ganancia  $g(\omega)$  y de la ganancia del amplificador  $G(\omega)$ . Empleando la ecuación 3-24, se grafican las ganancias normalizadas  $g(\omega)/g_0$  y  $G(\omega)/G_0$  en función del desajuste  $(\omega - \omega_0)T_2$  [97].



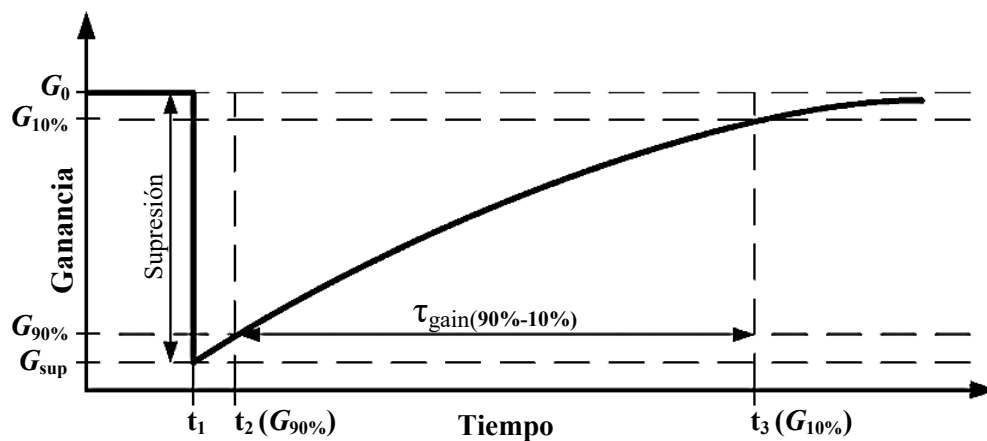
**Figura 3.29.** Perfil Lorentziano del coeficiente de ganancia y espectro de la ganancia del amplificador [97].

El ancho de banda del amplificador es más estrecho que el ancho de banda de la ganancia. Mientras más grande sea  $G_0$ , más pequeño será  $\Delta\nu_{Amp}$  en comparación con  $\Delta\nu_g$ .

### 3.4.8. Tiempo de recuperación de la ganancia

Una forma de conocer la velocidad de respuesta de un SOA es por medio del tiempo de recuperación de la ganancia ( $\tau_{gain}$ ) ya que está íntimamente relacionado con el tiempo de vida efectivo de los portadores. Este parámetro toma una mayor relevancia cuando el SOA es utilizado como dispositivo de procesamiento óptico.

El tiempo de recuperación de la ganancia se calcula a partir de la respuesta que muestra el amplificador óptico ante la inyección de un pulso óptico. De manera experimental suele medirse introduciendo dos señales al SOA de manera simultánea. Una de ellas tendrá una forma de onda continua (*Continuous Waveform, CW*) con una potencia óptica baja, tal que por sí sola mantenga al amplificador trabajando dentro de su región lineal por lo que experimentará una ganancia muy cercana a  $G_0$ . La otra señal tendrá una forma de onda pulsada (*Pulsed Waveform, PW*) también conocida como señal de control, esta señal posee una potencia óptica alta. La longitud de onda o bien la polarización de estas dos señales debe de ser distinta con el fin de poder aislar a la señal CW a la salida del amplificador. Cada vez que la señal de control se hace presente produce un agotamiento de portadores, por lo que la probabilidad de que se presente el fenómeno de amplificación por emisión estimulada se reduce drásticamente y de igual manera la ganancia del SOA. La figura 3.30 nos ayuda a describir con mayor claridad el proceso de medición del tiempo de recuperación de la ganancia. Para un tiempo menor a  $t_1$  la señal CW, también conocida como señal de prueba, es la única presente a la entrada del SOA por lo que a la salida presentará una amplificación  $G_0$ . En el instante  $t_1$  se introduce un pulso de corta duración que ocasiona que la ganancia decaiga hasta un valor mínimo conocido como ganancia suprimida ( $G_{sup}$ ). Posteriormente, ante la ausencia de la señal PW, la ganancia comienza a recuperarse, gracias a la inyección de electrones por la corriente de bombeo. Si el tiempo de separación que existe entre la secuencia de pulsos de la señal PW es mayor al tiempo de recuperación, entonces, el nivel de ganancia  $G_0$  podrá ser restablecido.



**Figura 3.30.** Tiempo de recuperación de la ganancia [107].

Es frecuente que la medición se realice con respecto al tiempo en el que el SOA tarda en recuperarse cuando la supresión pasa del 90% al 10%, este es llamado tiempo de recuperación de la ganancia del 90% al 10%,  $\tau_{gain(90\%-10\%)}$ .

$$\tau_{gain(90\%-10\%)} = |t(G_{90\%}) - t(G_{10\%})| \quad (3-29)$$

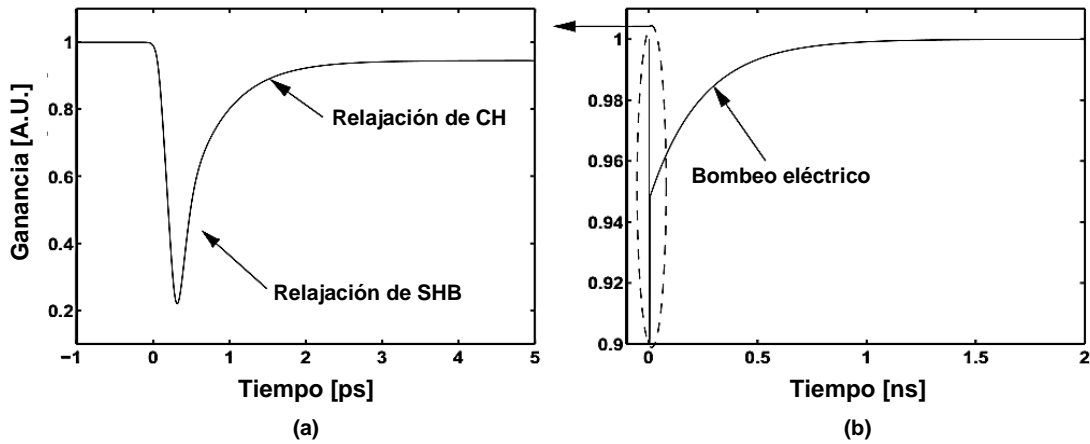
El tiempo de vida efectivo de los portadores se encuentra relacionado con  $\tau_{gain(90\%-10\%)}$  de la siguiente manera [107]:

$$\tau_{gain(90\%-10\%)} \approx \tau_{eff} \ln \left[ \frac{\ln \left( 0.1 + \frac{0.9G_{sup}}{G_0} \right)}{\ln \left( 0.9 + \frac{0.1G_{sup}}{G_0} \right)} \right] \quad (3-30)$$

Se aprecia que el tiempo de recuperación depende de la ganancia suprimida. Cuando  $G_0 \gg G_{sup}$ , se puede realizar la siguiente consideración:

$$\tau_{gain(90\%-10\%)} = \tau_{eff} \ln \left[ \frac{\ln(0.1)}{\ln(0.9)} \right] \approx 3\tau_{eff} \quad (3-31)$$

La figura 3.31 muestra de manera más realista el comportamiento de la ganancia del SOA después de haber hecho incidir un pulso de alta potencia. Hágase notar que la figura 3.31 (a) presenta una escala en picosegundos e ilustra la región dentro de la curva punteada mostrada en la figura 3.31 (b).



**Figura 3.31.** Dinámica de la ganancia al incidir un pulso óptico [13].

(a) Dinámica de la ganancia intrabanda. (b) Dinámica de la ganancia interbanda.

Después de que se produce la compresión de ganancia, la distribución de Fermi es restaurada a través del esparcimiento portador a portador (*carrier-carrier scattering*). El tiempo que le toma restablecerse es llamado tiempo de relajación de SHB, este varía típicamente entre 50 fs y 100 fs en amplificadores InGaAsP *bulk* SOA [98]. A pesar de que la distribución de Fermi ha sido restaurada, la temperatura de los portadores es mayor al de la red cristalina. La distribución disminuye su temperatura a través de la emisión de fonones. La constante de tiempo asociada con este proceso de enfriamiento es llamada tiempo de relajación de temperatura o tiempo de relajación de CH, presentando valores de alrededor de 700 fs [105]. Ambos tiempos de relajación son mostrados en la figura 3.31 (a) [13].

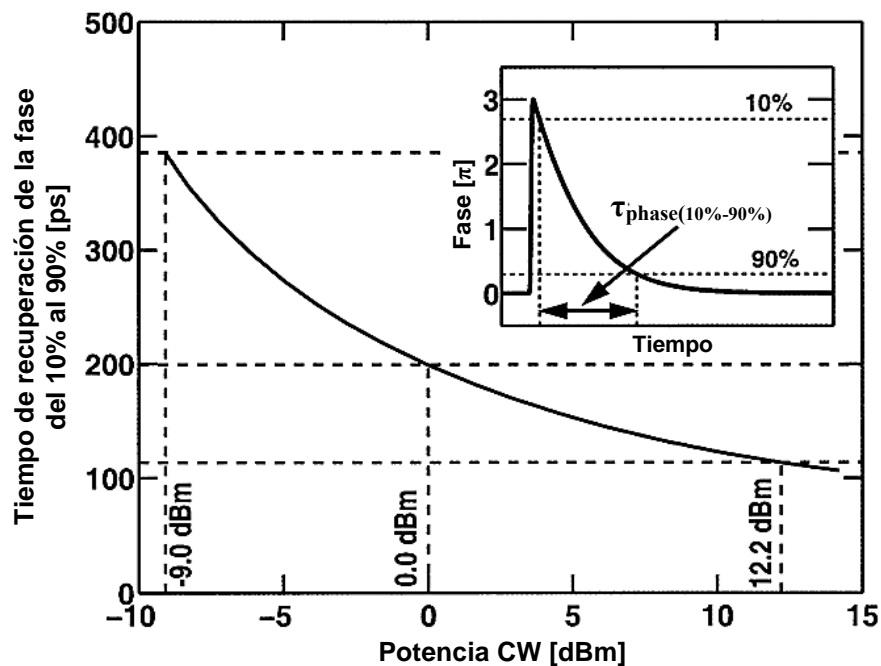
La figura 3.31 (b) muestra una recuperación más lenta de la ganancia después de la restauración ultra-rápida debida al esparcimiento portador a portador y al enfriamiento de los portadores. La corriente eléctrica es la encargada de proveer el restablecimiento de la densidad de portadores a su estado inicial, efectuándolo en un tiempo del orden de los cientos de picosegundos.

El tiempo de recuperación de la ganancia puede ser reducido ya sea incrementando la corriente eléctrica de bombeo, empleando un SOA con un medio activo más largo o bien usando un haz de contención que reduzca la densidad de portadores del amplificador [98]. Otra alternativa es introducir pulsos ópticos ultra-cortos con la desventaja de obtener una menor compresión o profundidad de modulación de la ganancia [105].

### 3.4.9. Tiempo de recuperación de la fase

De manera similar que con la ganancia, es posible determinar un tiempo de recuperación de la fase ( $\tau_{\text{phase}}$ ), este cobra mayor interés cuando el SOA es usado dentro de estructuras interferométricas.

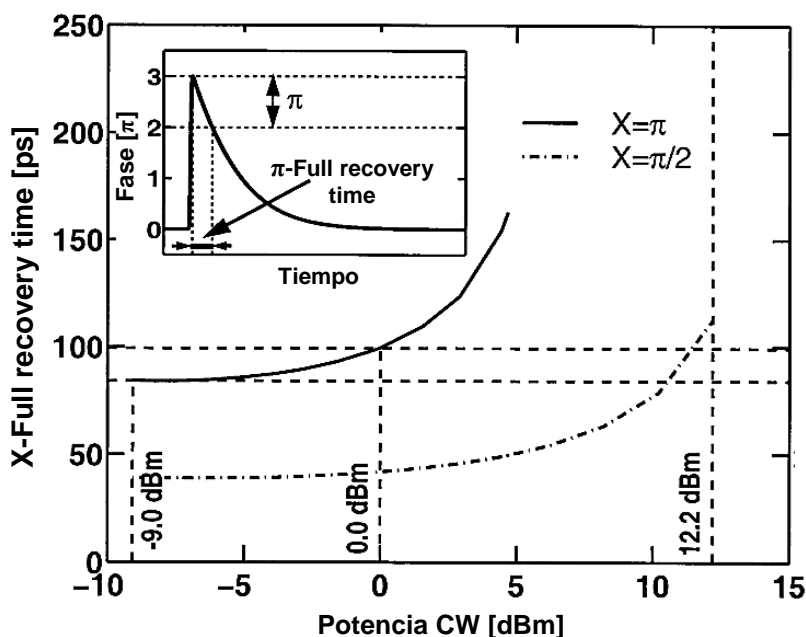
El tiempo de recuperación de la fase del 10% al 90%,  $\tau_{\text{phase}(10\%-90\%)}$ , se define como el tiempo que le toma a la fase el recuperarse del 10% al 90% de su valor en estado estacionario medido a partir de la máxima excursión de fase después de haber introducido un pulso óptico corto. El concepto de  $\tau_{\text{phase}(10\%-90\%)}$  se ilustra en el recuadro de la figura 3.32.



**Figura 3.32.** Dependencia de la recuperación de la fase del 10% al 90% con respecto a la potencia CW de entrada. El recuadro ilustra la definición de  $\tau_{\text{phase}(10\%-90\%)}$  empleada para realizar la gráfica [108].

Al aumentar la potencia óptica de la señal de forma de onda continua tendremos un comportamiento semejante al exhibido por la dinámica de la ganancia, en este caso es el tiempo de recuperación  $\tau_{\text{phase}(10\%-90\%)}$  el que tiende a reducirse, ya que el SOA alcanza mayores niveles de saturación.

En algunas aplicaciones como la conmutación óptica o la recuperación de la señal de reloj, sólo es necesario que se recupere una fracción de la fase. Por ejemplo, la conmutación solo requiere un defasamiento  $\pi$ , mientras que la recuperación de reloj puede realizarse con  $\pi/10$  [109]. Por tal razón, en [108] se propone una definición más útil denominada *X-Full recovery time*,  $\tau_X$ , el cual representa el tiempo en el que la fase se recupera desde el máximo nivel de excursión hasta un valor X, como se ilustra en el recuadro de la figura 3.33 para un valor de X igual a  $\pi$ .



**Figura 3.33.** Tiempo de recuperación de la fase desde el máximo nivel de excursión hasta X en función de la potencia CW de entrada. El recuadro ilustra la definición de  $\tau_X$  para realizar la gráfica [108].

Línea sólida:  $X = \pi$ , línea punteada:  $X = \pi/2$ .

Como era de esperarse, ante una misma potencia CW de entrada,  $\tau_{\pi/2}$  es menor que  $\tau_{\pi}$  como se aprecia al comparar la línea punteada con la sólida de la figura 3.33. Además, se observa que el tiempo de recuperación se incrementa al aumentar la potencia óptica de CW, caso contrario a lo que se mostró en la figura 3.32. Esto se debe a que el tiempo de recuperación está definido de distinta forma. El tiempo  $\tau_{\text{phase}(10\%-90\%)}$  es una cantidad relativa, ya que se determina a partir de la compresión de la ganancia, la cual cambia en función de la potencia total inyectada (potencia de la señal CW más la potencia de la señal PW) entre otros parámetros. Mientras que  $\tau_X$  es una cantidad absoluta porque es medida con respecto a un determinado valor de recuperación de la fase.

### 3.4.10. Efectos no lineales

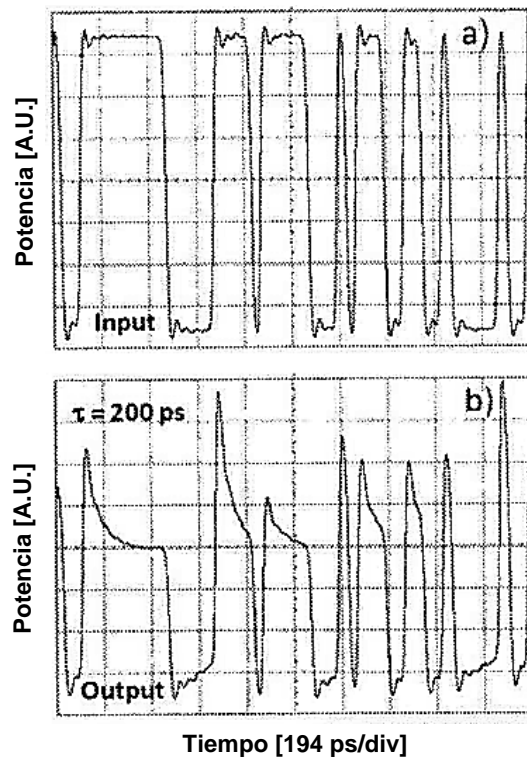
Si bien los SOAs han demostrado un gran potencial para ser empleados como amplificadores en línea dentro de los sistemas de comunicaciones ópticos, también pueden ser utilizados como dispositivos de procesamiento totalmente óptico al explotar sus no linealidades que se hacen presentes bajo altos niveles de saturación.



El convertidor de longitud de onda, compuertas lógicas booleanas (OR, AND, XOR, etc.) y el demultiplexor por división de tiempo son algunos ejemplos de los dispositivos fotónicos que se han desarrollado usando al SOA como dispositivo de procesamiento [110].

### 3.4.10.1. Distorsión del patrón de datos

La distorsión del patrón de datos mejor conocida como *data-patterning* es la variación en el nivel de potencia óptica que presenta una secuencia aleatoria de pulsos al pasar a través de un amplificador óptico. La distorsión será más evidente si el tiempo de recuperación de la ganancia del SOA es mayor al periodo de la secuencia de datos, donde la presencia de un pulso óptico representará un “1” lógico, mientras que su ausencia será interpretada como un “0” lógico. La figura 3.34 muestra la señal de entrada y de salida de un SOA cuyo tiempo de recuperación es mayor al periodo de la secuencia transmitida mediante NRZ (*Not Return to Zero*) a 25 Gb/s [105].



**Figura 3.34.** Distorsión del patrón de datos en un SOA [105]. (a) Señal de entrada. (b) Señal amplificada.

La potencia de los pulsos de entrada ilustrados en la figura 3.34 (a) es tal que produce una reducción o compresión de la ganancia. El SOA logrará recuperar su nivel inicial de ganancia solamente si se presenta una sucesión de ceros cuya duración sea suficientemente larga, mientras que ante la presencia de una secuencia de unos, cada pulso sucesivo escarbará sobre un valor de ganancia previamente saturado, produciendo así una notable variación en el nivel de potencia de los pulsos ópticos a la salida del SOA como se exhibe en la figura 3.34 (b) [105].

La figura 3.35, la cual concuerda con las dos gráficas anteriormente exhibidas en la figura 3.34, demuestra que la distorsión no se manifiesta exclusivamente por medio de la fluctuación del nivel de ganancia sino que también lo hace a través de la presencia del chirp [105]. Se dice que una señal está “chirpeada” cuando la frecuencia de la portadora varía con respecto al tiempo. A su vez, dichos cambios de frecuencia son consecuencia de una variación temporal de la fase, por lo cual podemos afirmar que un intenso pulso óptico experimenta una perturbación de su fase al propagarse a través del medio activo del SOA.

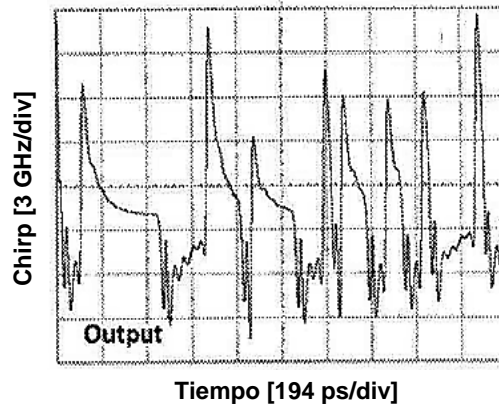


Figura 3.35. Chirp de la señal a la salida [105].

En la figura anterior se empleó la siguiente definición matemática para el cálculo del chirp ( $\Delta\nu_{chirp}$ ).

$$\Delta\nu_{chirp} = -\frac{1}{2\pi} \frac{\partial\phi}{\partial t} \quad (3-32)$$

#### 3.4.10.2. Modulación cruzada de ganancia (XGM)

El fenómeno de modulación cruzada de ganancia o *Cross Gain Modulation* (XGM) ocurre cuando dos o más señales ópticas que se propagan de manera simultánea a través del medio activo de un SOA, inducen una variación temporal en el nivel de amplificación, llegando a afectar por igual a todas las señales que se propagan.

La figura 3.36 muestra el proceso de XGM utilizando únicamente dos señales. Una de ellas presenta una forma de onda CW y se caracteriza por poseer una potencia óptica relativamente baja ya que por sí sola no es capaz de saturar la ganancia del SOA, es decir, mantiene al amplificador operando en su régimen o zona lineal. De manera frecuente es llamada señal de prueba. La otra señal óptica está constituida por una secuencia de datos binarios, esta posee una potencia relativamente alta que al introducirse en el amplificador óptico reduce drásticamente la población de portadores debido a la emisión estimulada que promueve el decaimiento energético de los electrones desde la banda de conducción hacia la banda de valencia y por consecuencia, la ganancia del amplificador disminuye. Esta señal de mayor potencia es llamada señal control ya que gobierna la dinámica de la ganancia. Ambas señales se introducen de manera simultánea a través del SOA por lo que cualquier cambio en las propiedades del medio activo afectará a las dos señales.

En el instante  $t_1$  la señal de control presenta un “0” lógico, de modo que en ese momento la potencia total será igual a la potencia de la señal de prueba. El SOA proporcionará una amplificación cercana a su máximo nivel de ganancia ( $G_0$ ) debido a que la señal de prueba ocasiona mínimas fluctuaciones en la densidad de portadores. Si observamos a la señal de prueba a la salida del amplificador podemos apreciar que esta fue amplificada conservando su forma de onda original.

En un tiempo  $t_2$  la señal de control exhibe un “1” lógico de tal forma que en ese instante la potencia total será la sumatoria de potencias de ambas señales y estará constituida en mayor parte por la potencia de la señal de control. Al pasar por el medio activo del SOA producirá una disminución en la densidad de portadores y por consecuencia la ganancia decrecerá. La señal de prueba no sólo será amplificada con un menor nivel de ganancia sino que además plasmará de manera inversa el pulso óptico de la señal de control.

En el resto de los casos el comportamiento es similar al descrito en los instantes  $t_1$  y  $t_2$ , dependiendo del estado lógico de la señal de control. El proceso de modulación es evidente ya que la secuencia de datos de la señal de control incluyendo a los “0s” lógicos, se encuentra impresa de forma inversa sobre la señal de prueba a la salida del amplificador, cuando, en principio, uno esperaría obtener a la salida del amplificador una señal de prueba (CW) amplificada, sin las presencia de las distorsiones mencionadas. Sin embargo, gracias a la no linealidad del dispositivo, este funciona como un convertidor de longitud de onda con patrón de datos invertido, ya que se encarga de trasladar un conjunto de datos binarios desde una longitud de onda  $\lambda_{control}$  hasta  $\lambda_{prueba}$ .

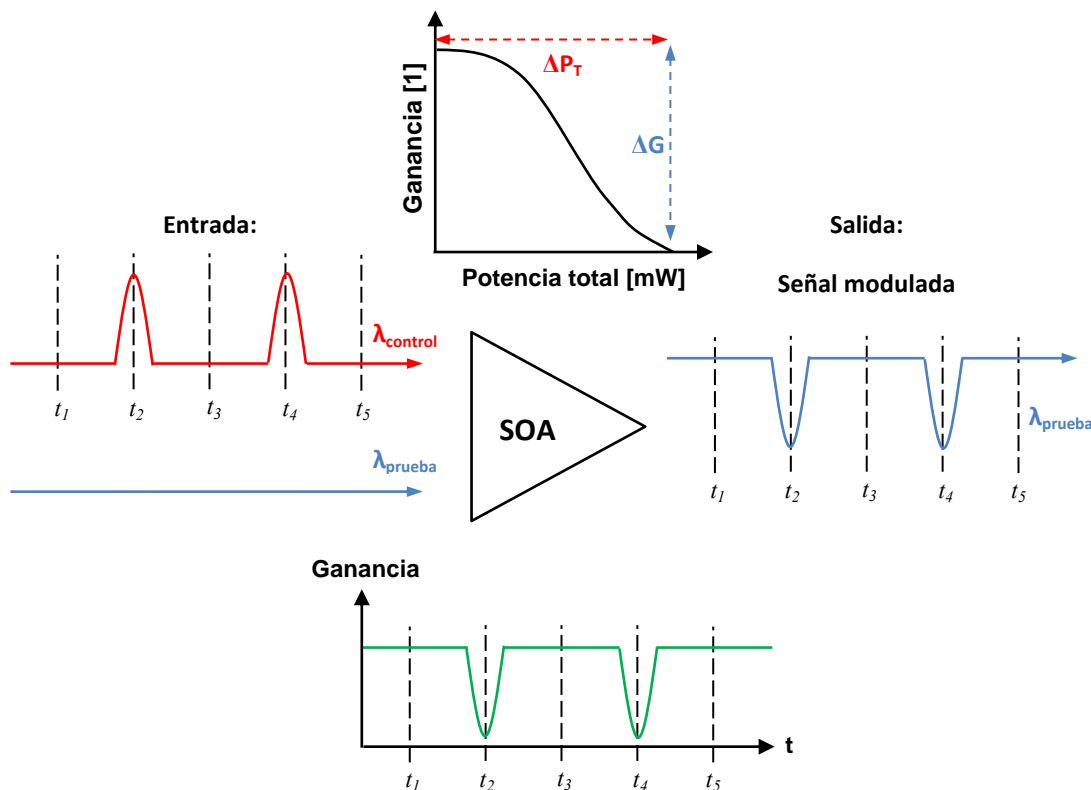
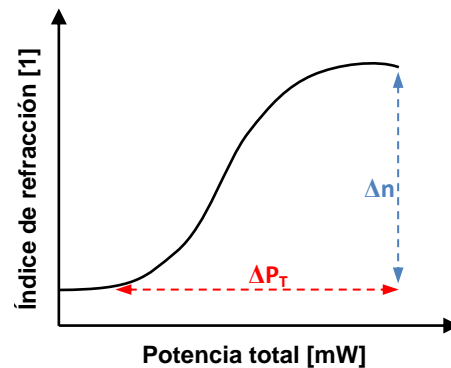


Figura 3.36. Proceso de modulación cruzada de ganancia (XGM).

### 3.4.10.3. Modulación cruzada de fase (XPM)

La modulación cruzada de fase o *Cross Phase Modulation* (XPM) es otro fenómeno no lineal que exhibe el SOA cuando la potencia total de las señales que se propagan a través del medio activo está en el orden de unos cuantos miliwatts. La modulación de la fase ocurre de manera simultánea con la modulación de la ganancia, estos se encuentran relacionados por medio del factor de Henry, como se discutió en la sección 3.4.4

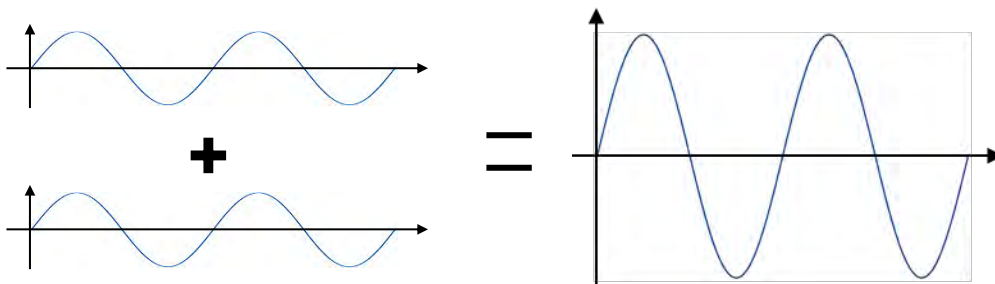
De manera similar a como ocurre con la modulación de la ganancia, al incidir un pulso óptico con una potencia relativamente alta, se produce una reducción en la densidad de portadores de carga, esta variación en la concentración de electrones y huecos no solo conllevará a disminuir la ganancia, sino que además provocará un aumento en el índice de refracción del medio activo, el cual se refleja en una variación temporal de la fase de la onda que por este medio se propaga. La figura 3.37 muestra la relación entre la potencia de entrada y el índice de refracción de manera conceptual.



**Figura 3.37.** Dependencia del índice de refracción respecto a la potencia total incidente en un SOA.

Generalmente se relaciona al fenómeno de XPM con la utilización de estructuras interferométricas, ya que además de permitirnos medir la diferencia de fase inducida, también hacen posible la conversión de una modulación de fase a una modulación de amplitud (conversión PM-AM).

Si consideramos dos señales de igual frecuencia que se propagan en el mismo medio, se dice que interfieren constructivamente (véase figura 3.38) cuando la diferencia de fase entre ambas ondas es  $\pi \cdot k_{\text{par}}$ , donde  $k_{\text{par}}$  es cualquier número entero par incluyendo al cero.



**Figura 3.38.** Interferencia constructiva.

Por otro lado, si la diferencia de fases entre dos ondas de igual frecuencia que se propagan por el mismo medio es igual a  $\pi \cdot k_{\text{impar}}$ , donde  $k_{\text{impar}}$  es cualquier número entero impar excluyendo al cero, se tendrá una interferencia destructiva como se ilustra en la figura 3.39.

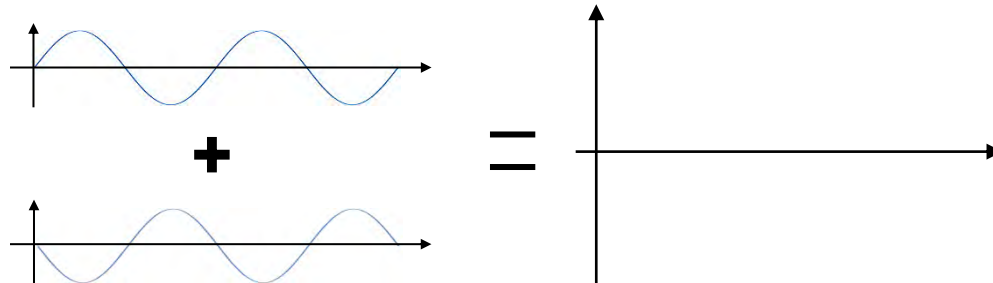


Figura 3.39. Interferencia destructiva.

La figura 3.40 ilustra el proceso de modulación cruzada de fase empleando un interferómetro, el cual está ajustado de tal manera que produce una interferencia de carácter destructivo a su salida ante la ausencia de la señal de control, ya que añade una diferencia de fase neta de  $\pi$  radianes o  $180^\circ$  entre los brazos del interferómetro durante el proceso de dividir y posteriormente combinar la señal de prueba.

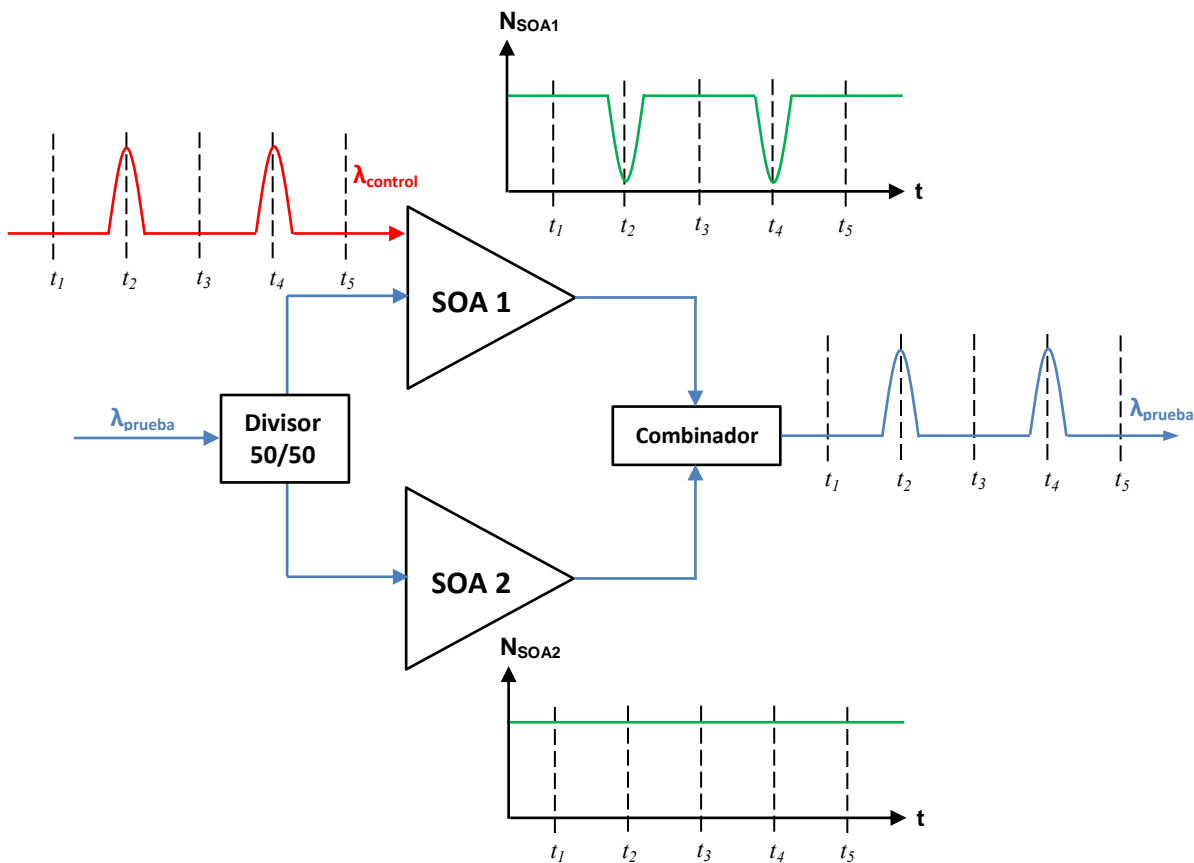


Figura 3.40. Proceso de modulación cruzada de fase (XPM).

En el instante  $t_1$  la potencia óptica que ingresa al SOA 1 está constituida enteramente por la señal de prueba por lo que la densidad de portadores experimentará una mínima disminución en su concentración y por consecuencia se añadirá un pequeño defasamiento, el cual comúnmente suele ser despreciado. En cuanto al SOA 2, generalmente presenta las mismas características que el SOA 1 y en todo momento tiene como única entrada a la señal de prueba por lo que si tomamos en cuenta el defasamiento que ésta produce, podemos decir que se contrarresta con el proporcionado en el brazo superior, por lo que la interferencia destructiva del interferómetro prevalece.

En el momento  $t_2$  la potencia total en el SOA 1 está constituida por la potencia de la señal de prueba más la de la señal de control. La señal de control propiciará el agotamiento de portadores, lo que a su vez provocará un defasamiento de la señal que viaja en el brazo superior debido al aumento en el índice de refracción del medio activo. Normalmente se ajusta la potencia de la señal de control para que el SOA 1 proporcione un defasamiento de  $\pi \cdot k_{\text{impar}}$  mientras que el defasamiento producido por el SOA 2 tiende a despreciarse. El defasamiento neto entre ambos brazos será  $\pi \cdot k_{\text{par}}$  (la suma entre dos números impares es un número par) por lo que se presentará una interferencia constructiva a la salida del interferómetro. Cuando el pulso óptico de la señal de control deje de estar presente se restablecerá la interferencia destructiva.

El dispositivo fotónico mostrado en la figura 3.40 es un convertidor de longitud de onda que explota el fenómeno de modulación cruzada de fase que ejerce la señal de control sobre la señal de prueba al inducir un cambio en el índice de refracción del SOA 1. A diferencia del convertidor de longitud de onda analizado anteriormente, este presenta la ventaja de que la salida no se encuentra invertida, a cambio de emplear el doble de SOAs, una estructura interferométrica y una mayor complejidad.

#### 3.4.10.4. Mezclado de cuatro ondas (FWM)

El fenómeno de mezclado de cuatro ondas (FWM, *Four Wave Mixing*) es un proceso no lineal coherente que tiene lugar dentro del SOA cuando dos señales ópticas se propagan a través del mismo. Al igual que en los casos vistos anteriormente, se necesita una señal óptica de control y una de prueba, centradas en las frecuencias angulares  $\omega_{\text{control}}$  y  $\omega_{\text{prueba}}$ , respectivamente.

A continuación se explica el funcionamiento de un convertidor de longitud de onda, mostrado en la figura 3.41, para ilustrar el proceso de FWM. Dos señales ópticas con el mismo estado de polarización son introducidas al SOA. La potencia óptica de las señales es tal que llevan al SOA a un estado de operación saturado. Al propagarse dentro del mismo medio activo y en la misma dirección, producen una modulación en la densidad de portadores del SOA, en consecuencia, se inducen cambios tanto en el nivel de ganancia óptica como en el índice de refracción del medio activo. Sin embargo, el proceso de FWM se debe al “batimiento” de frecuencias (o longitudes de onda) entre la señal de prueba y la señal de control al propagarse a través del SOA, en consecuencia, se generan nuevas señales ubicadas diferentes frecuencias (o longitudes de onda).

La intensidad de las ondas generadas por FWM ( $E_{up}$  y  $E_{down}$ ) es proporcional al producto de las señales que las originan [111]. Siendo más específicos, la amplitud del campo eléctrico de la señal  $E_{up}$  es proporcional a la amplitud de la señal de prueba multiplicada por el cuadrado de la amplitud de la señal de control. De manera similar, la amplitud del campo eléctrico de la señal  $E_{down}$  es proporcional a la amplitud de la señal de control multiplicada por el cuadrado de la amplitud de la señal de prueba. En la configuración presentada en la figura 3.41 la señal de prueba es la encargada de transportar la información. Note además que esta posee una amplitud más pequeña que la señal de control. Por lo tanto,  $E_{up}$  presentará una mayor intensidad que  $E_{down}$ . Por ello es que generalmente se considera a la señal  $E_{up}$  como la señal convertida o desplazada, ya sea en frecuencia o en longitud de onda, conteniendo la misma información que la señal de prueba [112].

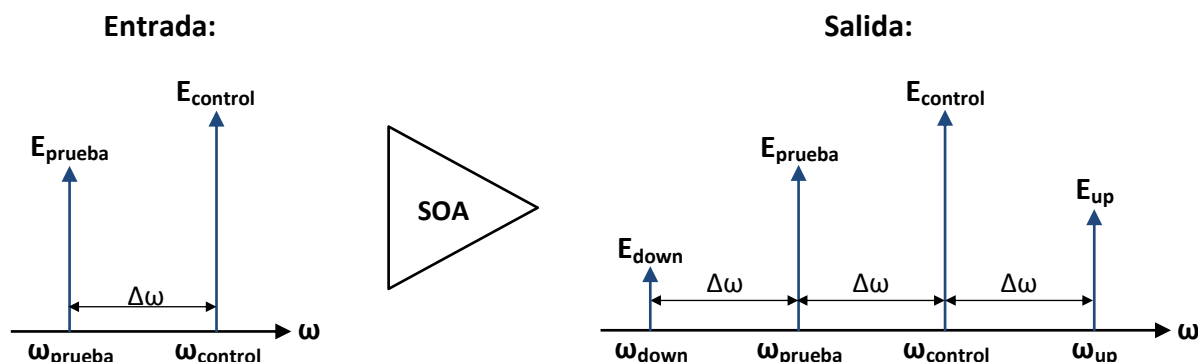
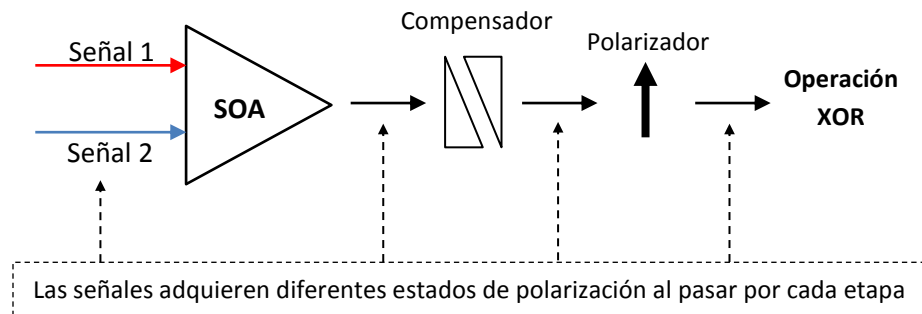


Figura 3.41. Proceso de mezclado de cuatro ondas (FWM) en un SOA.

A diferencia de los convertidores de longitud de onda que emplean los fenómenos de XGM y XPM, FWM es transparente tanto a la tasa de transmisión como al formato de modulación, por lo tanto, conserva la información contenida en la fase y la amplitud. La desventaja que conlleva emplear el fenómeno FWM radica en que es sensible a la polarización, presenta un relación señal a ruido baja (OSNR, *Optical Signal-to-Noise Ratio*) y posee una baja eficiencia de conversión [111].

#### 3.4.10.5. Modulación cruzada de polarización (XPoIM)

Los SOAs resultan ser muy atractivos para el procesamiento de señales en el dominio óptico debido a que exhibe una respuesta ultra rápida aunado a su enorme potencial para la integración monolítica y producción de bajo costo. La mayoría de los SOAs que se fabrican presentan una sensibilidad a la polarización denotada en términos de la ganancia y el índice de refracción. La disparidad en los factores de confinamiento que presentan los modos TE y TM, tienen como consecuencia que el material con que se está trabajando presente anisotropía y birrefringencia [113]. Cuando dos señales son introducidas simultáneamente dentro del SOA, además de la compresión de ganancia, se induce un cambio en la birrefringencia. Por tanto, las dos señales ocasionarán perturbaciones mutuas induciendo diferentes fases y distintos niveles de compresión de ganancia entre las componentes TE y TM. En consecuencia, el estado de polarización de cada señal sufre una rotación. La corriente de polarización del SOA junto con la intensidad de las señales ópticas determinarán en mayor medida la magnitud del ángulo de rotación de la polarización [114].



**Figura 3.42.** Proceso de modulación cruzada de polarización (XPoIM) en un SOA.

El diagrama esquemático simplificado mostrado en la figura 3.42 ilustra el proceso de XpolM empleado para realizar la operación lógica booleana XOR [56]. Se observa que el SOA cuenta con dos puertos por los que pueden ser introducidas diferentes secuencias de bits, cada una de estas secuencias estará asociada con una señal óptica centrada a una distinta longitud de onda. A la derecha del SOA podemos observar un compensador y un polarizador, su objetivo es dejar pasar las señales ópticas que presenten un determinado estado de polarización. Así pues, ambos dispositivos son ajustados de tal forma que se permita el paso de la señal 1 cuando la señal 2 no esté presente y viceversa. Sin embargo, cuando las dos señales son transmitidas de forma simultánea se manifiesta el fenómeno de XPoIM. Dicho proceso no lineal modifica el estado de polarización de ambas señales (aproximadamente en  $90^\circ$ ) por lo que ambas son bloqueadas por el dispositivo polarizador. Cuando no existe la presencia de la señal 1 ni de la señal 2, obviamente no existirá ninguna señal óptica que se propague hasta la salida de la estructura. En conclusión, tendremos la presencia de una señal óptica a la salida bajo la presencia de solo una de las señales de entrada, característica distintiva de la compuerta XOR [56].



# Capítulo 4

## Modelo Matemático del SOA

En el presente capítulo se analizarán las ecuaciones matemáticas que describen la dinámica del amplificador óptico de semiconductor desarrollado en [115,116] y que se emplea a lo largo de este estudio. Además, se mencionarán sus ventajas y limitaciones en función de su nivel de complejidad, velocidad de procesamiento y fenómenos físicos que incorpora.

### 4.1. Modelado de las ecuaciones de material

Nuestro estudio se enfocará principalmente en explicar el comportamiento de la dinámica interbanda e intrabanda a partir de las ecuaciones de cambio correspondientes, estas describen la variación de la densidad de portadores que se produce al propagar un pulso óptico a través del medio activo del SOA.

#### 4.1.1. Modelado de la dinámica interbanda

Cómo se mencionó en el capítulo anterior, los fenómenos interbanda son aquellas transiciones electrónicas que implican recombinaciones entre la banda de valencia y la banda de conducción, por lo que su modelado deberá de estimar la ocupación electrónica que se presenta en dichas bandas. El modelo se expresa a través de ecuaciones de cambio, estas pueden ser deducidas empleando el enfoque de matriz de densidad. A pesar de que la matriz de densidad es capaz de describir el sistema entero utilizando exclusivamente la teoría de la mecánica cuántica, se decidió por recurrir a un enfoque semi-clásico donde el campo electromagnético es tratado dentro del marco de la mecánica clásica, con la cual es posible describir el comportamiento del medio de ganancia del SOA ante la presencia de un campo electromagnético utilizando las ecuaciones de Maxwell [115]. De esta manera, los cálculos teóricos se simplifican significativamente para dar paso a un modelo relativamente sencillo que describe adecuadamente la dinámica interbanda del SOA [117].

Para construir la matriz de densidad es necesario considerar al medio activo del SOA como un sistema de dos niveles atómicos, estos se encuentran íntimamente relacionados con las dos bandas de energía (valencia y conducción). Por lo tanto, la matriz de densidad ( $\rho$ ) puede ser expresada de la siguiente forma:

$$\rho = \begin{pmatrix} \rho_{cc} & \rho_{cv} \\ \rho_{vc} & \rho_{vv} \end{pmatrix} \quad (4-1)$$

Donde los elementos que forman parte de la diagonal ( $\rho_{cc}$  y  $\rho_{vv}$ ) representan la probabilidad de que el átomo se encuentre en un estado “c” ( $\rho_{cc}$ ), es decir, con un nivel energético que lo ubica dentro de la banda de conducción, o bien dentro de la banda de valencia cuando se encuentra en un estado “v” ( $\rho_{vv}$ ). Por otro lado, los elementos que se ubican fuera de la diagonal ( $\rho_{vc}$  y  $\rho_{cv}$ ) están relacionados con el momento dipolar atómico [118,119]. De manera similar, la evolución temporal de la matriz de densidad estará dada por la siguiente matriz que contiene las ecuaciones de movimiento [96]:

$$\frac{\partial \bar{\rho}_k}{\partial t} = \begin{pmatrix} \frac{\partial \bar{\rho}_{cc,k}}{\partial t} & \frac{\partial \bar{\rho}_{cv,k}}{\partial t} \\ \frac{\partial \bar{\rho}_{vc,k}}{\partial t} & \frac{\partial \bar{\rho}_{vv,k}}{\partial t} \end{pmatrix} \quad (4-2)$$

Donde los elementos de la diagonal principal se expresan como [120,121]:

$$\frac{\partial \bar{\rho}_{cc,k}}{\partial t} = -\frac{\bar{\rho}_{cc,k}(t) - f_{c,k}^{eq}(t)}{\tau_s} - \frac{i}{\hbar} \cdot [d_k^* \bar{\rho}_{cv,k}(t) - d_k \bar{\rho}_{vc,k}(t)] E(z, t) + \Lambda_{c,k} \quad (4-3)$$

$$\frac{\partial \bar{\rho}_{vv,k}}{\partial t} = -\frac{\bar{\rho}_{vv,k}(t) - f_{v,k}^{eq}(t)}{\tau_s} - \frac{i}{\hbar} \cdot [d_k^* \bar{\rho}_{cv,k}(t) - d_k \bar{\rho}_{vc,k}(t)] E(z, t) + \Lambda_{v,k} \quad (4-4)$$

Los términos  $\bar{\rho}_{cc,k}$  y  $\bar{\rho}_{vv,k}$  indican las probabilidades de ocupación de electrones y huecos en la banda de conducción y de valencia, respectivamente, para un cierto estado k. Mientras que los elementos fuera de la diagonal principal de la matriz 4-2 se encuentran relacionados con la polarización atómica, dichos términos describen el comportamiento cuántico del sistema y son llamados comúnmente: elementos de coherencia. Cuando las fluctuaciones térmicas sobrepasan los fenómenos de interferencia cuánticos, dichos términos se vuelven cero [122]. Debido a lo anterior, en nuestro modelo, estos términos son eliminados adiabáticamente [115,120].

El modelo desarrollado permite tomar en cuenta las transiciones verticales interbanda entre ambas bandas siempre y cuando presenten el mismo vector de onda [120].

Las ecuaciones 4-3 y 4-4 reciben especial atención debido a que de ellas pueden derivarse las ecuaciones de cambio. A continuación, se analizarán cada uno de los términos [93,118,119,120,121] de las ecuaciones 4-3 y 4-4.

El primer término describe la relajación de la función de distribución de portadores hacia una distribución de Fermi en equilibrio  $f_{c,k}^{eq}(t)$ , la cual se logra en ausencia de una fuente de bombeo externa y es debida a la radiación espontánea y las recombinaciones no radiativas, donde  $\tau_s$  es el tiempo de vida de los portadores bajo dichas condiciones.

El segundo término, proporcional a  $E(z, t)$ , denota a la emisión estimulada y a la absorción. Donde  $\bar{\rho}_{cv,k}$  y  $\bar{\rho}_{vc,k}$  denotan el vector de desplazamiento complejo de un electrón en la banda de conducción y de un hueco en la banda de valencia, respectivamente. El momento dipolar eléctrico complejo se denota como  $d_k$ , este está relacionado con la probabilidad de transición de un electrón de la banda de conducción hacia la banda de valencia. Mientras que el tercer término,  $\Lambda_{x,k}$ , representa el bombeo o inyección de portadores debido al suministro de una corriente eléctrica.

La densidad total de electrones en la banda de conducción es igual a la densidad total de huecos en la banda de valencia, esto nos permite determinar su dinámica a través del análisis de alguna de las ecuaciones 4-3 ó 4-4 presentadas anteriormente.

Si definimos a la densidad total de portadores  $N(t)$  como la cantidad de electrones excitados en un sistema de dos niveles dentro de un volumen correspondiente al medio activo, podemos realizar una estimación como la sumatoria de las probabilidades de ocupación de cada uno de los estados que se encuentran dentro de la banda de conducción ( $\bar{\rho}_{cc,k}$ ) entre el volumen del medio activo ( $V$ ).

$$N(t) = \frac{1}{V} \sum_k \bar{\rho}_{cc,k}(t) \quad (4-5)$$

En relación al primer término de las ecuaciones 4-3, la densidad total de portadores es prácticamente nula ante la ausencia de una señal óptica o una fuente eléctrica de bombeo, esto implica que:

$$N^{eq} = \frac{1}{V} \sum_k f_{c,k}^{eq}(t) \approx 0 \quad (4-6)$$

Por lo tanto:

$$\frac{1}{V} \sum_k \frac{\bar{\rho}_{cc,k}(t) - f_{c,k}^{eq}(t)}{\tau_s} = \frac{N}{\tau_s} \quad (4-7)$$

Mientras que la inyección de portadores de carga queda expresada como:

$$\frac{1}{V} \sum_k \Lambda_{c,k} = \frac{I}{qV} \quad (4-8)$$

donde  $I$  representa la corriente eléctrica que suministra la fuente de bombeo y  $q = -1.602 \times 10^{-19}$  [C] es la carga eléctrica del electrón.

Así pues, tomando en cuenta las consideraciones anteriormente mencionadas en las ecuaciones 4-5 hasta la 4-8, podemos obtener una primera aproximación de la ecuación de cambio a partir de la ecuación 4-3.

$$\frac{\partial N}{\partial t} = \frac{I}{qV} - \frac{N}{\tau_s} - \frac{i}{\hbar} \frac{1}{V} \sum_k d_k \left( \bar{\rho}_{cv,k}(t) - \bar{\rho}_{vc,k}(t) \right) E(z, t) \quad (4-9)$$

Como se mencionó anteriormente, el primer término representa el suministro de portadores de carga por unidad de volumen. El segundo término muestra a la densidad  $N$  dividida entre el tiempo de vida de los portadores  $\tau_s$ , esta expresión denota el decaimiento en la población de los portadores debido a las recombinaciones espontáneas radiativas y no radiativas. Por último, el tercer término se encarga de describir las fluctuaciones en la población de los portadores de carga (dentro de la banda de conducción) cuando se propaga una onda electromagnética a través del medio activo, por lo que tendrán lugar los fenómenos de absorción y de emisión estimulada, siendo esta última la principal responsable de la reducción o agotamiento de portadores cuando se utilizan potencias ópticas cercanas al nivel de saturación del SOA.

Tras una serie de procedimientos descritos en [96,120], es posible obtener una expresión de la ecuación de cambio en términos de la susceptibilidad del medio amplificador  $\chi(N, \omega_l)$ .

$$\frac{\partial N}{\partial t} = \frac{I}{qV} - \frac{N}{\tau_s} - \frac{i}{\hbar} \varepsilon_0 [\chi(N, \omega_l) - \chi^*(N, \omega_l)] |E(z, t)|^2 \quad (4-10)$$

Dicha susceptibilidad representa una medida cuantitativa que nos indica la intensidad con la que responde un material dieléctrico a la acción de un campo eléctrico externo. Si definimos a la ganancia de material  $g(N, \omega_l)$  y a la densidad de fotones  $S_l$ , como a continuación se muestra y reemplazamos en la ecuación 4-10, se tiene que [96]:

$$g(N, \omega_l) = -\frac{\omega_l}{c\eta(N, \omega_l)} \text{Im}\{\chi(N, \omega_l)\} \quad (4-11)$$

$$S_l = \frac{2\varepsilon_0\eta\eta_g}{\hbar\omega_l} |E(z, t)|^2 \quad (4-12)$$

$$\frac{\partial N}{\partial t} = \frac{I}{qV} - \frac{N}{\tau_s} - \frac{c}{\eta_g} g(N, \omega_l) S_l \quad (4-13)$$

donde  $\omega_l$  es la frecuencia angular de la señal óptica que introducimos de manera externa,  $c$  es la velocidad de la luz en el vacío,  $\eta$  es el índice de refracción,  $\eta_g$  es el índice de grupo y  $\varepsilon_0$  es la permitividad del vacío.

De esta forma contamos con una primera aproximación para poder cuantificar el efecto que produce una señal electromagnética propagándose a través del medio activo sobre la densidad de portadores debido a los fenómenos interbanda. Sin embargo, las condiciones en que se empleará dicho modelo, es decir, un estado de continua saturación inducida por las señales ópticas de entrada, exigen un tratamiento más detallado de algunos fenómenos. Por ejemplo, aquellos relacionados con la

recombinación espontánea, como lo es el agotamiento de portadores debido a la amplificación por emisión espontánea (*Amplified Spontaneous Emission, ASE*). Además, será necesario redefinir la forma en que se calculan matemáticamente algunos de los parámetros anteriormente mencionados, esto con el fin de contar con un modelo más adecuado que nos permita obtener una mayor exactitud en nuestros resultados. Tras algunas modificaciones y añadiendo de manera fenomenológica el fenómeno de agotamiento por ASE, obtenemos la ecuación 4-14 [115]. Esta describe el modelo que se emplea a lo largo de este estudio para tomar en cuenta los fenómenos interbanda.

$$\frac{\partial N}{\partial t} = \frac{I}{qV} - R(N) - v_g \tilde{g} S(z, t) - \Psi \quad (4-14)$$

donde  $R(N)$  representa la tasa de recombinación espontánea abordada en el capítulo anterior,  $v_g$  es la velocidad de grupo y  $\Psi$  representa el agotamiento de portadores dentro del amplificador debido a ASE. Como se mencionó previamente,  $\tilde{g}$  y  $S(z, t)$  son la ganancia del material y la densidad de fotones respectivamente, con la particularidad de que estos se definen de manera distinta a como se hizo anteriormente. En cuanto a la densidad de fotones mostrada en la ecuación 4-14, se define de la siguiente manera de acuerdo a [123].

$$S(z, t) = \frac{|E(z, t)|^2}{\hbar \omega_1 A_{eff} v_g} \quad (4-15)$$

donde  $S(z, t)$  es la densidad de fotones medida en estado de saturación, es decir, cuando la potencia óptica de la señal que se inyecta es del orden de la potencia de saturación de entrada del SOA.  $A_{eff}$  representa el área transversal sobre la cual la señal óptica se transmite de manera efectiva a través del medio activo del SOA y se obtiene de la siguiente forma.

$$A_{eff} = \frac{w \cdot d}{\Gamma} \quad (4-16)$$

Las dimensiones del medio activo están dadas por  $w$  y  $d$ , que denotan su anchura y altura respectivamente. Mientras que  $\Gamma$  es el factor de confinamiento definido en la ecuación 3-22, que nos indica la fracción de los modos de energía contenidos dentro de la región activa.

De entre los distintos modelos que se emplean para calcular la ganancia, se eligió la siguiente parametrización propuesta en [102], la cual toma en cuenta el desplazamiento medido en frecuencia o en longitud de onda que experimenta la ganancia pico cuando el nivel de saturación del SOA varía, tal y como se ha observado que ocurre experimentalmente.

$$g_\lambda = g_l(N) + a_0(\gamma + n) - a_1(\lambda - \lambda_N)^2 + a_3(\lambda - \lambda_N)^3 \quad (4-17)$$

$$g_l(N) = a_0(N - N_0) \quad (4-18)$$

$$\lambda_N = \lambda_0 - a_2(N - N_0) \quad (4-19)$$

donde  $g_l(N)$  representa una aproximación lineal que se utiliza muy frecuentemente para calcular la ganancia del material.  $N_0$  denota a la densidad de portadores en transparencia, mientras que  $\lambda_N$  es la longitud de onda a la cual se presenta la ganancia pico. En cuanto a:  $a_0, a_1, a_2$  y  $a_3$ , son constantes que se obtienen de gráficas experimentales. Entre ellas destaca  $a_0$ , mejor conocida como ganancia diferencial. Finalmente,  $\gamma$  y  $n$  describen los cambios locales que presenta la densidad de portadores como consecuencia de la presencia de los fenómenos de calentamiento de portadores y quemado de hueco espectral, respectivamente.

Si consideramos que el perfil de ganancia del SOA no presenta grandes fluctuaciones dentro de un intervalo comprendido desde  $\lambda_1$  hasta  $\lambda_2$ , podemos sustituir su perfil por un valor promedio calculado a partir de su curva de ganancia. De esta forma es posible simplificar las operaciones matemáticas y obtener una sencilla expresión derivada de la ecuación 4-17. Esto es,

$$\tilde{g}(z, t) = \frac{1}{\lambda_2 - \lambda_1} \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} g_\lambda d\lambda \quad (4-20)$$

$$\begin{aligned} \tilde{g}(z, t) = g_l(N) + a_0(\gamma + n) - \frac{a_1}{3(\lambda_2 - \lambda_1)} [(\lambda_2 - \lambda_N)^3 - (\lambda_1 - \lambda_N)^3] \\ + \frac{a_3}{4(\lambda_2 - \lambda_1)} [(\lambda_2 - \lambda_N)^4 - (\lambda_1 - \lambda_N)^4] \end{aligned} \quad (4-21)$$

El agotamiento de portadores debido a ASE ( $\Psi$ ), se puede calcular de la siguiente forma empleando un modelo unidireccional [115].

$$\Psi = \frac{v_g}{\lambda_2 - \lambda_1} \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} g_\lambda (S_{ASE}^+ + S_{ASE}^-) d\lambda \quad (4-22)$$

Donde  $S_{ASE}^+$  y  $S_{ASE}^-$  representan la densidad de fotones debida a ASE que se propaga hacia adelante y hacia atrás, respectivamente. En este caso se puede elegir un intervalo  $[\lambda_1, \lambda_2]$  diferente al que se seleccionó anteriormente en la ecuación 4-20, siempre y cuando dicho intervalo contenga el pico espectral de ASE y sea suficientemente grande para contener la mayor parte de su energía. La solución del modelo se obtiene numéricamente con pasos que van desde  $z = 0$  hasta  $z = L$ , donde  $L$  es la longitud del SOA. De esta manera, tanto la densidad de portadores como la ganancia del material serán conocidos únicamente para valores de  $z < z_0$ , donde  $z_0$  es el punto de integración actual. Para ello se considera un valor de  $N$  promedio e independiente de  $z$  para cada punto de integración, por lo que también se emplea una ganancia promedio también independiente de  $z$ . Por lo tanto, la ganancia al igual que  $N$ , deberá de ser calculada para cada paso de integración que se realice, es decir, para cada valor de  $z_0$ .

Tras una serie de consideraciones y aproximaciones descritas detalladamente en [115], podemos calcular el decaimiento de portadores debido a ASE empleando la ecuación 4-23. La expresión es válida cuando se considera que no existe ruido óptico a la entrada de las caras o facetas del SOA ubicadas en  $z = 0$  y  $z = L$ .

$$\begin{aligned} \Psi = & \frac{\beta BN^2}{2\Gamma(\lambda_2 - \lambda_1)} \sqrt{\frac{\pi}{k_+}} \xi^+ \{ \operatorname{erf}[\sqrt{k_+}(\lambda_{2N})] - \operatorname{erf}[\sqrt{k_+}(\lambda_{1N})] \} \\ & + \frac{\beta BN^2}{2\Gamma(\lambda_2 - \lambda_1)} \sqrt{\frac{\pi}{k_-}} \xi^- \{ \operatorname{erf}[\sqrt{k_-}(\lambda_{2N})] - \operatorname{erf}[\sqrt{k_-}(\lambda_{1N})] \} \\ & - \frac{2\beta BN^2}{\Gamma} \end{aligned} \quad (4-23)$$

Donde  $\beta$  es la fracción de emisión espontánea acoplada a las ondas que se propagan [124]. Mientras que el resto de los términos que se emplean para simplificar las operaciones y dar mayor claridad, se definen como:

$$\lambda_{1N} = \lambda_1 - \lambda_N \quad (4-24)$$

$$\lambda_{2N} = \lambda_2 - \lambda_N \quad (4-25)$$

$$\xi^+ = e^{[\Gamma g_l(N) + \Gamma a_0(\gamma+n) - \alpha_{int}] \cdot z} \quad (4-26)$$

$$\xi^- = e^{[\Gamma g_l(N) + \Gamma a_0(\gamma+n) - \alpha_{int}] \cdot (L-z)} \quad (4-27)$$

$$k_+ = a_1 \Gamma z > 0 \quad (4-28)$$

$$k_- = a_1 \Gamma (L - z) > 0 \quad (4-29)$$

Como puede apreciarse en las ecuaciones 4-28 y 4-29, se definen  $k_+$  y  $k_-$  exclusivamente para valores mayores a cero, ya que la solución mostrada en la ecuación 4-23 cambia ligeramente cuando se realiza el cálculo en las facetas. Se presentan dos casos:

CASO 1. ( $z = 0$ ).

$$\Psi = \frac{\beta BN^2}{2\Gamma(\lambda_2 - \lambda_1)} \sqrt{\frac{\pi}{k_-}} \xi^- \{ \operatorname{erf}[\sqrt{k_-}(\lambda_{2N})] - \operatorname{erf}[\sqrt{k_-}(\lambda_{1N})] \} - \frac{\beta BN^2}{\Gamma} \quad (4-30)$$

CASO 2. ( $z = L$ ).

$$\Psi = \frac{\beta BN^2}{2\Gamma(\lambda_2 - \lambda_1)} \sqrt{\frac{\pi}{k_+}} \xi^+ \{ \operatorname{erf}[\sqrt{k_+}(\lambda_{2N})] - \operatorname{erf}[\sqrt{k_+}(\lambda_{1N})] \} - \frac{\beta BN^2}{\Gamma} \quad (4-31)$$

Ahora, si se desea considerar el ruido óptico a la entrada de las facetas debido a la inyección de una señal con una cierta relación señal a ruido óptica (OSNR, *Optical Signal-to-Noise Ratio*), la solución que se obtiene está dada por [115] :

$$\begin{aligned}
\Psi = & \frac{\beta BN^2}{2\Gamma(\lambda_2 - \lambda_1)} \sqrt{\frac{\pi}{k_+}} \xi^+ \{erf[\sqrt{k_+}(\lambda_{2N})] - erf[\sqrt{k_+}(\lambda_{1N})]\} \\
& + \frac{\beta BN^2}{2\Gamma(\lambda_2 - \lambda_1)} \sqrt{\frac{\pi}{k_-}} \xi^- \{erf[\sqrt{k_-}(\lambda_{2N})] - erf[\sqrt{k_-}(\lambda_{1N})]\} \\
& - \frac{2\beta BN^2}{\Gamma} \\
& + \left(g_1 v_g + \frac{a_1 v_g}{2k_+}\right) \left[ \frac{\underline{S}_{ASE}^+ \xi^+}{2(\lambda_2 - \lambda_1)} \sqrt{\frac{\pi}{k_+}} \{erf[\sqrt{k_+}(\lambda_{2N})] - erf[\sqrt{k_+}(\lambda_{1N})]\} \right. \\
& \left. + \left(g_1 v_g + \frac{a_1 v_g}{2k_-}\right) \left[ \frac{\underline{S}_{ASE}^- \xi^-}{2(\lambda_2 - \lambda_1)} \sqrt{\frac{\pi}{k_-}} \{erf[\sqrt{k_-}(\lambda_{2N})] - erf[\sqrt{k_-}(\lambda_{1N})]\} \right. \right. \\
& \left. \left. - \frac{a_1 v_g \underline{S}_{ASE}^+ \xi^+}{2k_+(\lambda_2 - \lambda_1)} [\lambda_{2N} e^{-k_+(\lambda_{2N})^2} - \lambda_{1N} e^{-k_+(\lambda_{1N})^2}] \right. \right. \\
& \left. \left. - \frac{a_1 v_g \underline{S}_{ASE}^- \xi^-}{2k_-(\lambda_2 - \lambda_1)} [\lambda_{2N} e^{-k_-(\lambda_{2N})^2} - \lambda_{1N} e^{-k_-(\lambda_{1N})^2}] \right] \right.
\end{aligned} \tag{4-32}$$

Donde  $\underline{S}_{ASE}^+$  y  $\underline{S}_{ASE}^-$  denotan a la densidad de fotones que se presenta en las facetas que se encuentran ubicadas en  $z = 0$  y  $z = L$ , respectivamente. Finalmente,  $g_1$  se define como:

$$g_1 = g_l(N) + a_0(\gamma + n) \tag{4-33}$$

De esta forma modelamos el aporte que realizan los fenómenos interbanda al efecto de agotamiento de portadores de carga debido a ASE.

#### 4.1.2. Modelado de la dinámica intrabanda

Los fenómenos intrabanda representan una redistribución local de los portadores de carga, entre ellos, los procesos de calentamiento de portadores (CH) y de quemado de hueco espectral (SHB) son los más significativos para nuestro caso de estudio, esto es, al emplear tasas de repetición de datos de hasta 640 Gb/s. Por lo tanto, resulta indispensable tomar en cuenta dichos fenómenos dentro del modelo matemático para obtener una mayor exactitud en el análisis numérico. De forma similar a la sección anterior, se modela haciendo uso de las ecuaciones de cambio, estas son construidas a partir de términos fenomenológicos.



El fenómeno de CH, como su nombre lo indica, genera el aumento en la temperatura promedio de los portadores. Este se manifiesta cuando la recombinación electrón-hueco es producida dentro de una banda de energía estrecha; si la temperatura de los portadores que se están recombinando es menor a la temperatura promedio, se estarán “consumiendo” portadores “fríos”, por lo tanto la energía térmica del sistema tenderá a aumentar. La variación de la densidad de portadores debido al proceso de calentamiento de portadores ( $\gamma$ ) estará dada por [115]:

$$\frac{\partial \gamma(z, t)}{\partial t} = -\frac{\gamma(z, t)}{\tau_{CH}} - \frac{\epsilon_{CH}}{\alpha_0 \tau_{CH}} \tilde{g}S(z, t) \quad (4-34)$$

Donde  $\tau_{CH}$  es la constante de relajación asociada con el calentamiento de portadores, esta se debe a la emisión de fonones. La compresión de la ganancia bajo un estado de saturación asociada con el fenómeno de CH se toma en cuenta en el modelo a través del factor de compresión  $\epsilon_{CH}$ .

En cuanto al proceso de SHB, este se produce cuando los electrones que interactúan en la recombinación crean una cavidad alrededor de un estrecho conjunto de estados energéticos debido a que presentan un nivel de energía similar al conjunto de fotones provenientes del haz monocromático incidente. De manera similar al caso anterior, la ecuación de cambio se obtiene a partir de un modelo fenomenológico. En este trabajo, la variación de la densidad de portadores debido al fenómeno de quemado de hueco espectral ( $n$ ) se modela como [115]:

$$\frac{\partial n(z, t)}{\partial t} = -\frac{n(z, t)}{\tau_{SHB}} - \frac{\epsilon_{SHB}}{\alpha_0 \tau_{SHB}} \tilde{g}S(z, t) - \left[ \frac{\partial \gamma(z, t)}{\partial t} + \frac{\partial N(z, t)}{\partial t} \right] \quad (4-35)$$

Donde  $\tau_{SHB}$  es la constante de relajación asociada con el quemado de hueco espectral, la cual se produce debido a la dispersión portador-portador. Mientras que  $\epsilon_{SHB}$  denota a la compresión de la ganancia producida por este fenómeno. Como puede apreciarse en la ecuación 4-35, la razón de cambio que describe el fenómeno de SHB, también toma en cuenta las perturbaciones ocasionadas por el calentamiento de portadores, así como las fluctuaciones que presenta la densidad de portadores debido a los procesos de saturación de la ganancia.

#### 4.1.3. Propagación de la onda electromagnética

Una vez que se han definido las ecuaciones del material, se procede a describir la evolución de la onda electromagnética al propagarse a través del medio activo del SOA. Como se mencionó anteriormente, el campo electromagnético se tratará desde el punto de vista de la mecánica clásica. Así pues, si consideramos que debido a las dimensiones del medio activo solamente es posible que se propague el modo fundamental y la onda mantiene una polarización constante, podemos emplear la aproximación de la envolvente lentamente variable (*Slowly Varying Envelope Approximation, SVEA*) para modelar la evolución de un pulso óptico al propagarse a lo largo de un amplificador de onda progresiva (*Travelling Wave Amplifier, TWA*) con facetas anti reflejantes, construido con el sistema de materiales InGaAsP/InP.

Tomando en cuenta las consideraciones previas, el modelo de propagación empleado en este estudio es el siguiente [125,126,127]:

$$\begin{aligned} \frac{\partial E(z,t)}{\partial z} + \frac{1}{v_g} \frac{\partial E(z,t)}{\partial t} = & \frac{\Gamma}{2} \tilde{g}(z,t) E(z,t) - \frac{i\Gamma \tilde{\alpha}_N}{2} [g_L(N) - g_L(N_{ST})] E(z,t) \\ & - \frac{i\Gamma \alpha_T}{2} a_0 \gamma E(z,t) - \frac{\alpha_{int}}{2} E(z,t) \end{aligned} \quad (4-36)$$

Donde  $E(z,t)$  representa el campo eléctrico que se propaga en la dirección “z” a lo largo del amplificador óptico. Dicho campo eléctrico se expresa en función de  $E_0(z,t)$ , la envolvente que varía lentamente. Es decir,

$$E(z,t) = E_0(z,t) e^{i(kz - \omega t)} \quad (4-37)$$

El primer término del segundo miembro de la ecuación 4-36 se encarga de acoplar la ganancia del material con la señal óptica que se propaga.

El segundo y tercer términos se incluyen para tomar en cuenta la modulación de fase que sufre la señal. Para ello, se emplea el factor de ensanchamiento de línea (*Linewidth Enhancement Factor*, LEF), donde  $\tilde{\alpha}_N$  y  $\alpha_T$  describen de manera simple el cambio que sufre el índice de refracción debido a las fluctuaciones en la densidad de portadores y a las variaciones de la temperatura de los portadores, respectivamente. Se ha asumido que el LEF correspondiente al fenómeno de SHB es despreciable, y que  $\alpha_T$  puede ser modelada como una constante, mientras que el cálculo de  $\tilde{\alpha}_N$  está basado en la parametrización propuesta en [103].

Tras seguir un procedimiento similar al mostrado al computar el valor promedio de la ganancia de material  $\tilde{g}(z,t)$ , tenemos que el LEF o factor de Henry debido a las fluctuaciones en la densidad de portadores está dada por la siguiente expresión:

$$\tilde{\alpha}_N = \alpha_0 + \frac{\alpha_1}{\alpha_2(\lambda_2 - \lambda_1)} e^{\alpha_3(N - N_0)} [e^{\alpha_2(\lambda_2 - \lambda_N)} - e^{\alpha_2(\lambda_1 - \lambda_N)}] \quad (4-38)$$

donde  $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2$  y  $\alpha_3$  son constantes paramétricas determinadas experimentalmente, cuyos valores empleados son: 5.7, 1.56,  $17 \mu\text{m}^{-1}$  y  $3 \times 10^{-25} \text{m}^{-3}$ , respectivamente [103].

El cuarto término de la ecuación 4-36 contempla las pérdidas internas a través de la constante  $\alpha_{int}$ , para la cual se eligió un valor de  $4000 \text{m}^{-1}$  [128].

La ganancia  $g_L(N)$  y la densidad de portadores en estado estable o de equilibrio  $N_{ST}$  mostrados en la ecuación 4-36 se definen como:

$$g_L(N) = a_0(N - N_0) - \frac{a_1}{3(\lambda_2 - \lambda_1)} [(\lambda_2 - \lambda_N)^3 - (\lambda_1 - \lambda_N)^3] \quad (4-39)$$

$$+ \frac{a_3}{4(\lambda_2 - \lambda_1)} [(\lambda_2 - \lambda_N)^4 - (\lambda_1 - \lambda_N)^4]$$

$$N_{ST} = \frac{\frac{I}{qV}}{A + BN + CN^2} \quad (4-40)$$

Dada la complejidad de la ecuación de propagación de la onda electromagnética es necesario recurrir a métodos numéricos para su resolución. De esta forma, la solución puede ser encontrada realizando pequeños incrementos en la dirección de propagación ( $\Delta z$ ). Si asumimos que las variables del segundo miembro de la ecuación 4-36 permanecen constantes tras experimentar un incremento  $\Delta z$  lo suficientemente pequeño, la relación matemática que describe la propagación de la onda puede escribirse como [116]:

$$\frac{\partial E(z, t)}{\partial z} = E * f(E) \quad (4-41)$$

Obteniendo la siguiente solución empleando el método de separación de variables:

$$E_{(z_i+\Delta z)} = E_{(z_i)} e^{\int_{z_i}^{(z_i+\Delta z)} f(E) dz} \quad (4-42)$$

Considerando que se elige un  $\Delta z$  lo suficientemente pequeño:

$$e^{f(E)\Delta z} \approx e^{\int_{z_i}^{(z_i+\Delta z)} f(E) dz} \quad (4-43)$$

Se tiene que:

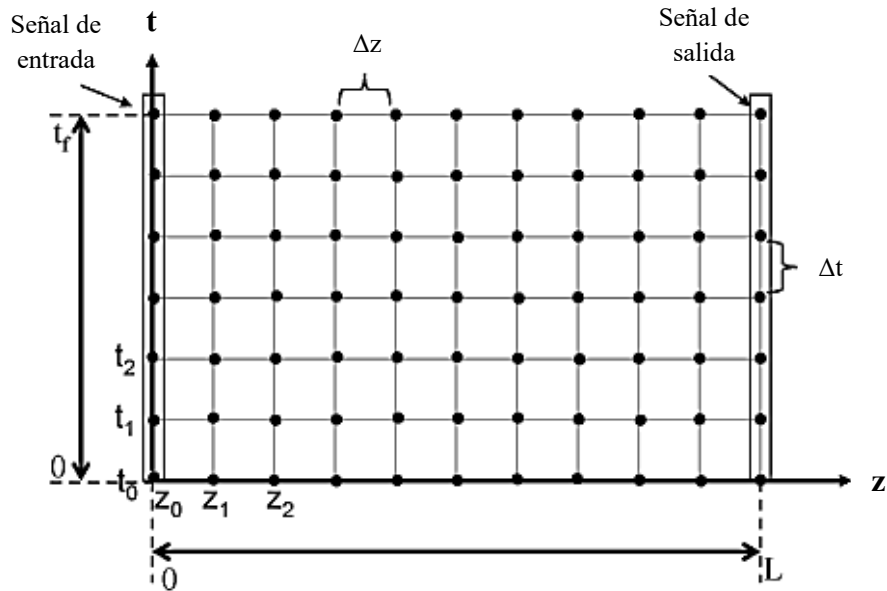
$$E_{(z_i+\Delta z)} \approx E_{(z_i)} e^{f(E)\Delta z} \quad (4-44)$$

Es decir [116],

$$E_{(z_i+\Delta z)} \approx E_{(z_i)} e^{\left(\frac{\Gamma}{2}\tilde{g}(z,t)\right)\Delta z} * e^{\left(-\frac{i\Gamma\tilde{\alpha}_N}{2}[g_L(N)-g_L(N_{ST})]-\frac{i\Gamma\alpha_T}{2}a_0\gamma-\frac{\alpha_{inL}}{2}\right)\Delta z} \quad (4-45)$$

La aproximación anterior corresponde al método de Euler, cuyo error por paso es de segundo orden [129].

Para obtener la solución a la salida del medio activo del SOA es necesario resolver las ecuaciones de material presentadas en 4-14, 4-34 y 4-35, para posteriormente encontrar el valor del campo eléctrico para un incremento  $\Delta z$  usando la ecuación 4-45 y así ir alternando hasta encontrar el valor del campo eléctrico a la salida. Si consideramos un marco de referencia temporal que se mueve junto con cada incremento  $\Delta z$ , podemos construir una malla que contenga el conjunto de soluciones computadas tal y como se observa en la figura 4.1.



**Figura 4.1.** Rejilla espacio-tiempo del conjunto de soluciones computadas para  $E$ ,  $N$ ,  $\gamma$  y  $n$  [116].

Para una distancia  $z = 0$  ( $z_0$ ) se conoce el valor de campo eléctrico para todo tiempo desde  $t_0$  hasta  $t_f$  ya que este es igual al campo eléctrico de la señal de entrada. Por lo tanto, pueden resolverse las ecuaciones de material para el siguiente valor de  $z$  ( $z_1$ ) haciendo uso de las condiciones iniciales  $N^0$ ,  $\gamma^0$  y  $n^0$ , esto se realiza empleando el método numérico de Runge-Kutta de cuarto orden (RK4) [116]. Posteriormente, se calcula el valor del campo eléctrico haciendo uso de su valor anterior. De esta forma se avanza la solución hasta llegar a la faceta que se encuentra al otro extremo del SOA, es decir, cuando  $z = L$ . Los incrementos de tiempo y de distancia estarán relacionados de la siguiente manera:

$$\Delta z = v_g \Delta t \quad (4-46)$$

por lo que es necesario realizar una interpolación cuando los valores muestreados de la señal de entrada no coinciden con los puntos mostrados en la rejilla. Si los incrementos son lo suficientemente pequeños puede emplearse una rutina de interpolación lineal.

Para una mayor claridad se muestra un diagrama de flujo en la figura 4.2.

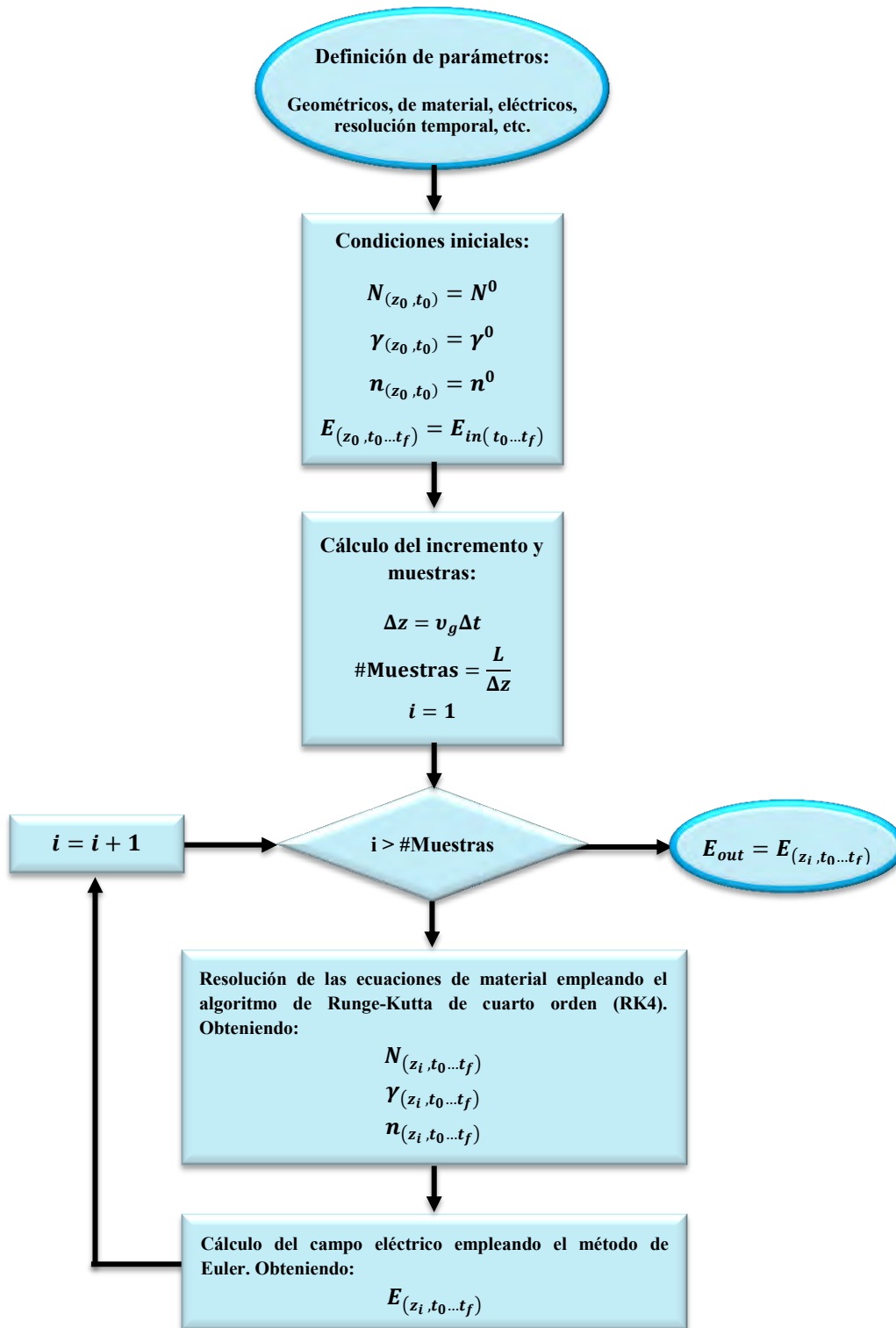


Figura 4.2. Diagrama de flujo del proceso seguido para modelar el comportamiento del SOA.

## Capítulo 5

# Diseño de una Compuerta OR con Turbo-Switch

En este capítulo se analizan y comparan tres estructuras basadas en el interferómetro Mach-Zehnder asistido con SOA (SOA-MZI) para realizar la operación OR. Estas estructuras son: la arquitectura SOA-MZI convencional, la arquitectura SOA-MZI empleando el esquema diferencial y nuestra propuesta, la arquitectura interferométrica de Mach-Zehnder asistida con *turbo-switch* empleando el esquema diferencial (TS-MZI).

A lo largo de este capítulo se mencionarán las bondades que nos brinda la estructura TS-MZI cuando es utilizada como compuerta OR.

### 5.1. Entorno de simulación

El entorno de simulación fue elaborado en LabVIEW, un software disponible de manera comercial que está enfocado principalmente a la adquisición de datos, monitoreo, procesamiento y control de procesos. Este software está orientado a ser utilizado primordialmente en el área de ingeniería, aunque su uso dentro de otros campos no se encuentra limitado.

LabVIEW es ampliamente reconocido por usar un lenguaje de programación gráfico, el cual nos provee de un conjunto de bloques operacionales que realizan funciones básicas, la mayoría de ellas orientadas al procesamiento de datos. Mediante la interconexión de estos bloques nos es posible construir módulos o instrumentos virtuales más complejos. El software cuenta con un panel frontal y un diagrama de bloques. La figura 5.1 muestra el diagrama de bloques de un sencillo ejemplo.

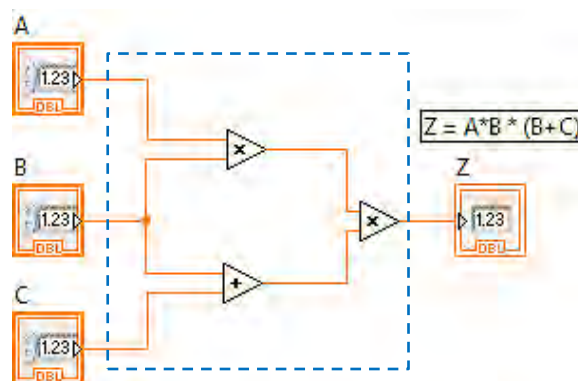
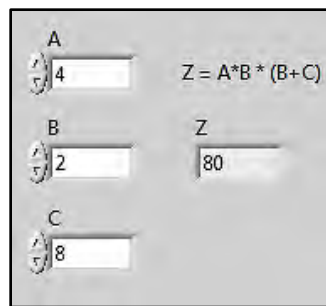


Figura 5.1. Ejemplo del diagrama de bloques de LabVIEW.

El ejemplo consiste en realizar una simple operación matemática entre tres entradas A, B y C. El resultado de la operación se despliega y se guarda en una variable nombrada Z.

Uno de los grandes atractivos de esta filosofía de programación reside en poder “compactar” un conjunto de operaciones, así pues, los operadores que han sido encerrados dentro de un rectángulo en la figura 5.1, pueden ser reemplazados por un solo bloque funcional que cuente con tres entradas y una salida. A menudo, este conjunto de operaciones modelan el funcionamiento de algún dispositivo por lo que al “compactarlas” dentro de un bloque funcional suelen recibir el nombre de instrumentos virtuales. De esta forma, el programador puede modelar diferentes dispositivos hasta crear un entorno de simulación constituido por un conjunto de instrumentos, asemejándose de esta forma a un laboratorio virtual.

Al ir añadiendo elementos a nuestro diagrama de bloques, LabVIEW se encarga automáticamente de proporcionarnos la interfaz gráfica necesaria para introducir, desplegar y guardar datos. La interfaz gráfica se crea dentro del panel frontal como se ilustra en la figura 5.2. El panel frontal corresponde al ejemplo anterior.



**Figura 5.2.** Ejemplo del panel frontal de LabVIEW.

Una de las razones más importantes por la cual se decidió emplear el software de LabVIEW es que pueden alcanzarse mayores velocidades de procesamiento en comparación con otros lenguajes de alto nivel.

En estudios anteriores [116], se ha realizado una prueba de rendimiento entre LabVIEW y Matlab. La prueba consistió en simular la dinámica de un SOA ante la incidencia de pulsos ópticos ultracortos a una elevada tasa de repetición. Se crearon dos programas, lo más parecido posibles, usando LabVIEW y Matlab. Al evaluar el tiempo de simulación se demostró que el software programado en LabVIEW se ejecutaba 10 veces más rápido que el del Matlab. En general, empleando LabVIEW, los tiempos de simulación de los circuitos fotónicos analizados en esta tesis doctoral varían desde 2 minutos hasta 30 minutos dependiendo de la complejidad del circuito y de la longitud de las secuencias de bits; para ello se empleó un procesador Intel Core i7-4700 MQ con 6 GB de memoria RAM. Como parte del proceso de optimización es necesario llevar a cabo un conjunto de simulaciones que en algunas ocasiones consiste en varias decenas de iteraciones, por tal motivo, el tiempo de simulación es una característica determinante en la elección de LabVIEW.

Entre los instrumentos virtuales que se emplearon a lo largo de este estudio se encuentran los siguientes:

- Amplificador óptico de semiconductor de tipo masivo (*bulk SOA*).
- Acopladores interferenciales multimodo (MMI, *Multimode Interference Couplers*).
- Filtros ópticos.
- Elementos de retardo (*Delays*).
- Atenuadores ópticos variables (VOAs, *Variable Optical Attenuators*).
- Generadores pseudo-aleatorios de pulsos Gaussianos.

A continuación se describirán las características de los instrumentos virtuales empleados.

### 5.1.1. Acopladores interferenciales multimodo (MMI)

Los acopladores MMI están constituidos básicamente por una guía de ondas llamada región multimodo, esta posee un núcleo lo bastante grande como para alojar una gran cantidad de modos. La interferencia entre los diferentes modos que se propagan dentro de una cierta zona del MMI produce cambios graduales y periódicos en la distribución del campo electromagnético, es a esto a lo que se le conoce como principio de la auto-imagen (*self-imaging*). Es posible controlar la distribución del campo electromagnético al ajustar las dimensiones físicas de la región multimodo y al seleccionar adecuadamente la posición de los puertos de salida [130]. La figura 5.3 muestra el diagrama esquemático de un acoplador MMI de 2x2, es decir, dos puertos de entrada y dos puertos de salida.



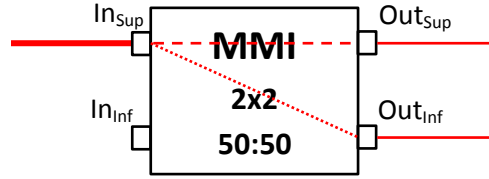
Figura 5.3. Diagrama esquemático de un acoplador MMI 2x2.

La razón por la cual los acopladores multimodo se han vuelto tan populares hoy en día es debido a que son una tecnología compacta, relativamente fáciles de fabricar y exhiben una baja sensibilidad tanto a la polarización como a la longitud de onda empleada [130].

En nuestras simulaciones numéricas empleamos al MMI de 2x2 como divisor y como combinador de señales, según sea necesario. Cabe señalar que otra de las ventajas que posee el MMI es que puede diseñarse para producir una razón de división (*splitting ratio*) en específico. En nuestro caso, todos los MMI empleados son ajustados a una relación 50:50, es decir, la señal de entrada es dividida en 2 partes iguales por lo que en cada puerto de salida tendremos la mitad de la potencia de la señal de entrada.



La figura 5.4 muestra el diagrama esquemático de un MMI de 2x2 con un splitting ratio de 50:50 funcionando como un divisor de haz.



**Figura 5.4.** Diagrama esquemático de un MMI funcionando como divisor de haz.

Como puede observarse solo se introduce una señal en el puerto de entrada superior ( $In_{Sup}$ ), esta señal la describiremos matemáticamente como:

$$In_{Sup}(t) = E_1(t)e^{i[\omega_1 t + \phi_1(t)]} \quad (5-1)$$

En los puertos de salida del MMI el campo de la señal sufre un escalamiento de  $1/\sqrt{2}$ . Dependiendo de qué puerto de salida estemos analizando se puede presentar un defasamiento adicional de  $\pi/2$ . Si la señal de salida no cambia de dirección dentro del MMI (línea con guiones de la figura 5.4), la señal solo experimenta un escalamiento de amplitud. Este es el caso del puerto  $Out_{Sup}$ , la entrada se introdujo en un puerto superior y de igual manera se extrae de un puerto superior. Lo anterior se expresa como:

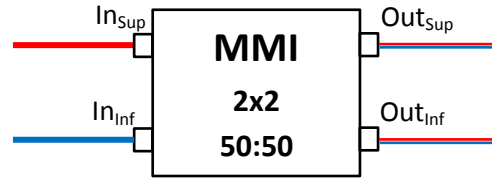
$$Out_{Sup}(t) = \frac{E_1(t)}{\sqrt{2}} e^{i[\omega_1 t + \phi_1(t)]} \quad (5-2)$$

En general se desprecia el retardo temporal que sufre la señal al propagarse dentro del MMI, de manera similar se desestiman las pérdidas. Estas consideraciones nos ayudan a simplificar el modelo y a dar una explicación más clara del funcionamiento de los acopladores MMI.

Cuando la señal cambia de dirección dentro del MMI (línea punteada de la figura 5.4), la señal experimenta un escalamiento de amplitud y de manera adicional un defasamiento de  $\pi/2$ . Este escenario es el que se presenta en el puerto  $Out_{Inf}$ , la entrada se introduce en un puerto superior pero la salida se toma en un puerto inferior. Por lo tanto, la señal en el puerto  $Out_{Inf}$  será:

$$Out_{Inf}(t) = \frac{E_1(t)}{\sqrt{2}} e^{i[\omega_1 t + \phi_1(t) + \frac{\pi}{2}]} \quad (5-3)$$

El funcionamiento del MMI como combinador de señales es muy parecido al caso del divisor de haz, su diagrama esquemático se consigna en la figura 5.5. En esta ocasión, a modo de ejemplo, en cada puerto de entrada se introduce una señal óptica a diferente longitud de onda, aunque podría ser la misma. En los puertos de salida se obtiene la combinación de ambas ondas.



**Figura 5.5.** Diagrama esquemático de un MMI funcionando como combinador de señales.

Se introducen las siguientes señales:

$$In_{Sup}(t) = E_1(t)e^{i[\omega_1 t + \phi_1(t)]} \quad (5-4)$$

$$In_{Inf}(t) = E_2(t)e^{i[\omega_2 t + \phi_2(t)]} \quad (5-5)$$

Siguiendo los mismos principios y consideraciones que en el caso del divisor, la señal de salida en el puerto  $Out_{Sup}$  estará dada por:

$$Out_{Sup}(t) = \frac{E_1(t)}{\sqrt{2}} e^{i[\omega_1 t + \phi_1(t)]} + \frac{E_2(t)}{\sqrt{2}} e^{i[\omega_2 t + \phi_2(t) + \frac{\pi}{2}]} \quad (5-6)$$

Mientras que en el puerto de salida inferior se tiene:

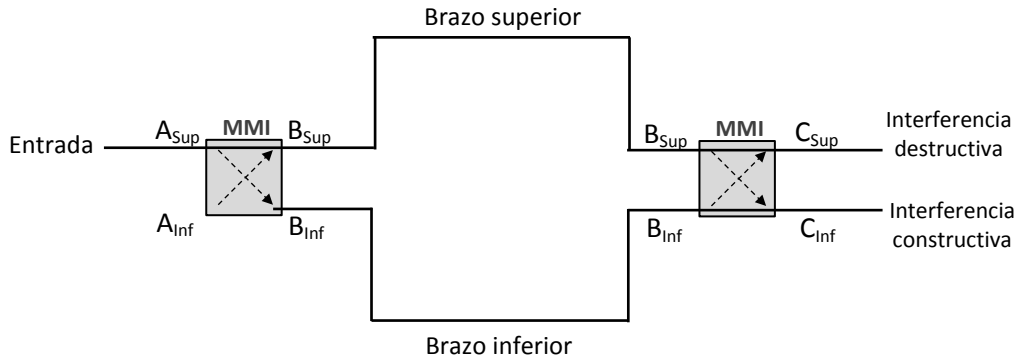
$$Out_{Inf}(t) = \frac{E_1(t)}{\sqrt{2}} e^{i[\omega_1 t + \phi_1(t) + \frac{\pi}{2}]} + \frac{E_2(t)}{\sqrt{2}} e^{i[\omega_2 t + \phi_2(t)]} \quad (5-7)$$

De esta forma se demuestra el funcionamiento del MMI como combinador.

### 5.1.2. Interferómetro de Mach-Zehnder con MMI

Una vez que se han estudiado los acopladores interferenciales multimodo es posible abordar con mayor profundidad el tema del interferómetro Mach-Zehnder construido con MMIs. El diagrama esquemático básico se muestra en la figura 5.6. Dicho diagrama corresponde a un Mach-Zehnder simétrico o balanceado donde ambos brazos del interferómetro tienen la misma longitud y, por tanto, no añaden ningún cambio o desplazamiento de fase relativo entre ambos brazos.

En la simulación de nuestros circuitos fotónicos no se computa el retardo temporal que sufre la señal al propagarse a lo largo de cada uno de los brazos, ya que en general es despreciable y no modifica los estados de interferencia presentes a la salida del interferómetro debido a que se utiliza una configuración simétrica.



**Figura 5.6.** Diagrama esquemático de un MZI balanceado constituido por MMIs.

A continuación procederemos a demostrar el funcionamiento de la estructura empleando una metodología similar a la anteriormente utilizada.

Se introduce una señal en el puerto superior ( $A_{Sup}$ ) marcado como entrada en la figura 5.6. La señal es del tipo:

$$A_{Sup}(t) = E_1(t)e^{i[\omega_1 t + \phi_1(t)]} \quad (5-8)$$

La señal es dividida por el MMI colocado en el extremo izquierdo. Se tienen las siguientes salidas:

$$B_{Sup}(t) = \frac{E_1(t)}{\sqrt{2}} e^{i[\omega_1 t + \phi_1(t)]} \quad (5-9)$$

$$B_{Inf}(t) = \frac{E_1(t)}{\sqrt{2}} e^{i[\omega_1 t + \phi_1(t) + \frac{\pi}{2}]} \quad (5-10)$$

Dado que las señales que ingresan al MMI colocado en el extremo derecho son iguales a las que salieron del MMI del extremo izquierdo, tenemos que:

$$C_{Sup}(t) = \frac{E_1(t)}{\sqrt{4}} \{e^{i[\omega_1 t + \phi_1(t)]} + e^{i[\omega_1 t + \phi_1(t) + \pi]}\} \quad (5-11)$$

Procedemos a calcular la potencia óptica de salida en el puerto superior ( $P_{Out\_Sup}$ ).

$$P_{Out\_Sup}(t) = C_{Sup}(t) \cdot C_{Sup}(t)^{conj} \quad (5-12)$$

$$P_{Out\_Sup}(t) = \frac{E_1(t)}{\sqrt{4}} \{e^{i[\omega_1 t + \phi_1(t)]} + e^{i[\omega_1 t + \phi_1(t) + \pi]}\} \cdot \frac{E_1(t)}{\sqrt{4}} \{e^{-i[\omega_1 t + \phi_1(t)]} + e^{-i[\omega_1 t + \phi_1(t) + \pi]}\} \quad (5-13)$$

$$P_{Out\_Sup}(t) = \frac{E_1(t)^2}{4} [e^0 + e^{-i\pi} + e^{i\pi} + e^0] \quad (5-14)$$

$$P_{Out\_Sup}(t) = \frac{P_1(t)}{4} [1 - 1 - 1 + 1] \quad (5-15)$$

$$P_{Out\_Sup}(t) = 0 \quad (5-16)$$

Por lo tanto, se presenta una interferencia totalmente destructiva en el puerto de salida superior al emplear un interferómetro MZI como el mostrado en la figura 5.6. Para el puerto de salida inferior ( $C_{Inf}$ ) se tiene el siguiente análisis:

$$C_{Inf}(t) = \frac{E_1(t)}{\sqrt{4}} \left\{ e^{i[\omega_1 t + \phi_1(t) + \frac{\pi}{2}]} + e^{i[\omega_1 t + \phi_1(t) + \frac{\pi}{2}]} \right\} \quad (5-17)$$

$$C_{Inf}(t) = \frac{E_1(t)}{\sqrt{4}} \left\{ 2e^{i[\omega_1 t + \phi_1(t) + \frac{\pi}{2}]} \right\} \quad (5-18)$$

$$C_{Inf}(t) = E_1(t) \left\{ e^{i[\omega_1 t + \phi_1(t) + \frac{\pi}{2}]} \right\} \quad (5-19)$$

Procedemos a calcular la potencia óptica de salida en el puerto inferior ( $P_{Out\_Inf}$ ).

$$P_{Out\_Inf}(t) = C_{Inf}(t) \cdot C_{Inf}(t)^{conj} \quad (5-20)$$

$$P_{Out\_Inf}(t) = E_1(t) \left\{ e^{i[\omega_1 t + \phi_1(t) + \frac{\pi}{2}]} \right\} \cdot E_1(t) \left\{ e^{-i[\omega_1 t + \phi_1(t) + \frac{\pi}{2}]} \right\}. \quad (5-21)$$

$$P_{Out\_Inf}(t) = E_1(t)^2 \quad (5-22)$$

$$P_{Out\_Inf}(t) = P_1(t) \quad (5-23)$$

Del resultado anterior podemos concluir que el puerto inferior de salida del interferómetro MZI produce una interferencia totalmente constructiva y que por tanto es complementaria a la que se obtiene en el puerto de salida alternativo.

### 5.1.3. Amplificador Óptico de Semiconductor

En capítulos anteriores se analizó el principio de funcionamiento del SOA y el modelo matemático que lo describe. Esta sección está dedicada a exponer los parámetros de simulación empleados.

Además, se muestran algunas de las características funcionales del SOA utilizado, como lo son la potencia de saturación (tanto de entrada como de salida) y el tiempo de recuperación de la ganancia. De manera adicional se reporta un caso, obtenido con nuestro simulador, que muestra claramente el problema conocido como distorsión en el patrón de datos.

A lo largo de este trabajo de tesis doctoral se emplea el modelo de un SOA masivo con 500  $\mu\text{m}$  de longitud, 2.8  $\mu\text{m}$  de ancho y 0.25  $\mu\text{m}$  de alto. Se utiliza un factor de confinamiento de 0.6. Se ha optado por ocupar un SOA relativamente corto ya que en general presentan una menor figura de ruido en comparación con los SOAs largos [131]. La tabla 5.1 muestra los parámetros del SOA que se emplearon en todas las simulaciones reportadas. Cabe resaltar que dichos valores corresponden a valores comúnmente aceptados y que son propios de un *bulk* SOA típico. Por lo tanto, se emplea un SOA con características apegadas a la realidad y no uno optimizado.

**Tabla 5.1.** Parámetros del SOA masivo.

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidades	Fuente
Densidad de portadores en transparencia	$N_0$	$1 \times 10^{24}$	$1/\text{m}^3$	Comúnmente aceptado
Tiempo de relajación de CH	$\tau_{\text{CH}}$	800	fs	[101,102,103]
Tiempo de relajación de SHB	$\tau_{\text{SHB}}$	200	fs	[101,102,103]
Factor de compresión de la ganancia debido a CH	$\epsilon_{\text{CH}}$	$1 \times 10^{-23}$	$\text{m}^3$	[123]
Factor de compresión de la ganancia debido a SHB	$\epsilon_{\text{SHB}}$	$0.5 \times 10^{-23}$	$\text{m}^3$	[123]
Ganancia diferencial	$a_0$	$3 \times 10^{-20}$	$\text{m}^2$	[123]
Coefficiente de ganancia	$a_1$	$0.074 \times 10^{20}$	$1/\text{m}^3$	[102]
Coefficiente de ganancia	$a_2$	$3 \times 10^{-32}$	$\text{m}^4$	[102]
Coefficiente de ganancia	$a_3$	$3.155 \times 10^{25}$	$1/\text{m}^4$	[102]
Coefficiente de trampas o defectos	A	$6 \times 10^8$	1/s	[101,102,103]
Coefficiente radiativo bimolecular	B	$3 \times 10^{-16}$	$\text{m}^3/\text{s}$	[101,102,103]
Coefficiente de Auger	C	$1 \times 10^{-40}$	$\text{m}^6/\text{s}$	[101,102,103]
Longitud de onda de transparencia	$\lambda_0$	1570	nm	Comúnmente aceptado
Pérdidas internas	$\alpha_{\text{int}}$	4000	1/m	[101]
Factor de acoplamiento ASE	$\beta$	0.05		Comúnmente aceptado
Factor de ensanchamiento de línea en función de la temperatura de los portadores	$\alpha_{\text{T}}$	3.0		[132]
Factor de ensanchamiento de línea en función de las fluctuaciones en la densidad de portadores	$\alpha_0$	5.7		[103]
Parametrización del coeficiente de ensanchamiento de línea	$\alpha_1$	1.56		[103]
Parametrización del coeficiente de ensanchamiento de línea	$\alpha_2$	17	$1/\mu\text{m}$	[103]
Parametrización del coeficiente de ensanchamiento de línea	$\alpha_3$	$3 \times 10^{-25}$	$1/\text{m}^3$	[103]

La validación del modelo empleado junto con los parámetros establecidos puede encontrarse en las referencias [35,98,115,116,133]. La figura 5.7 muestra el panel frontal en LabVIEW que se emplea para ajustar los parámetros del SOA modelado.

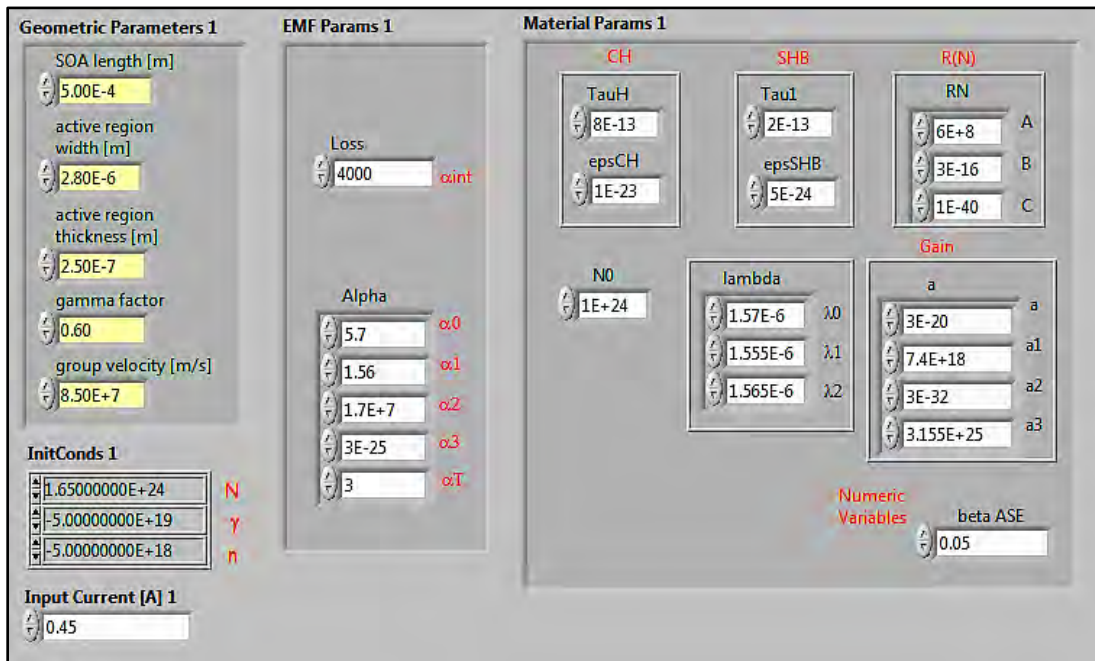


Figura 5.7. Ejemplo del panel frontal del simulador de SOAs escrito en LabVIEW.

Una de las características más importantes del SOA es la relación que guarda la potencia de entrada con la potencia de salida. La figura 5.8 ilustra el resultado de calcular la relación entre estas dos magnitudes para el SOA utilizado en este trabajo. La gráfica se obtuvo al simular un circuito que únicamente consistía de un SOA, a través del cual se propagaba y amplificaba una señal continua (CW) con una longitud de onda de 1560 nm.

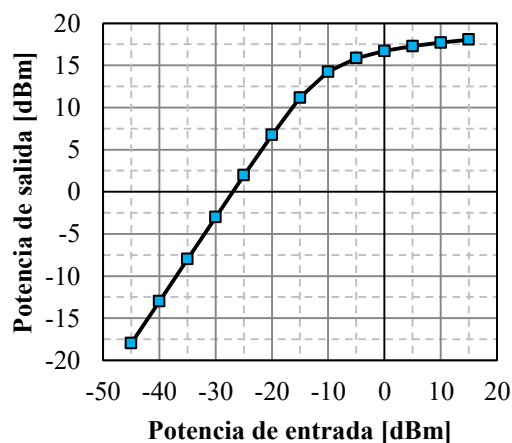
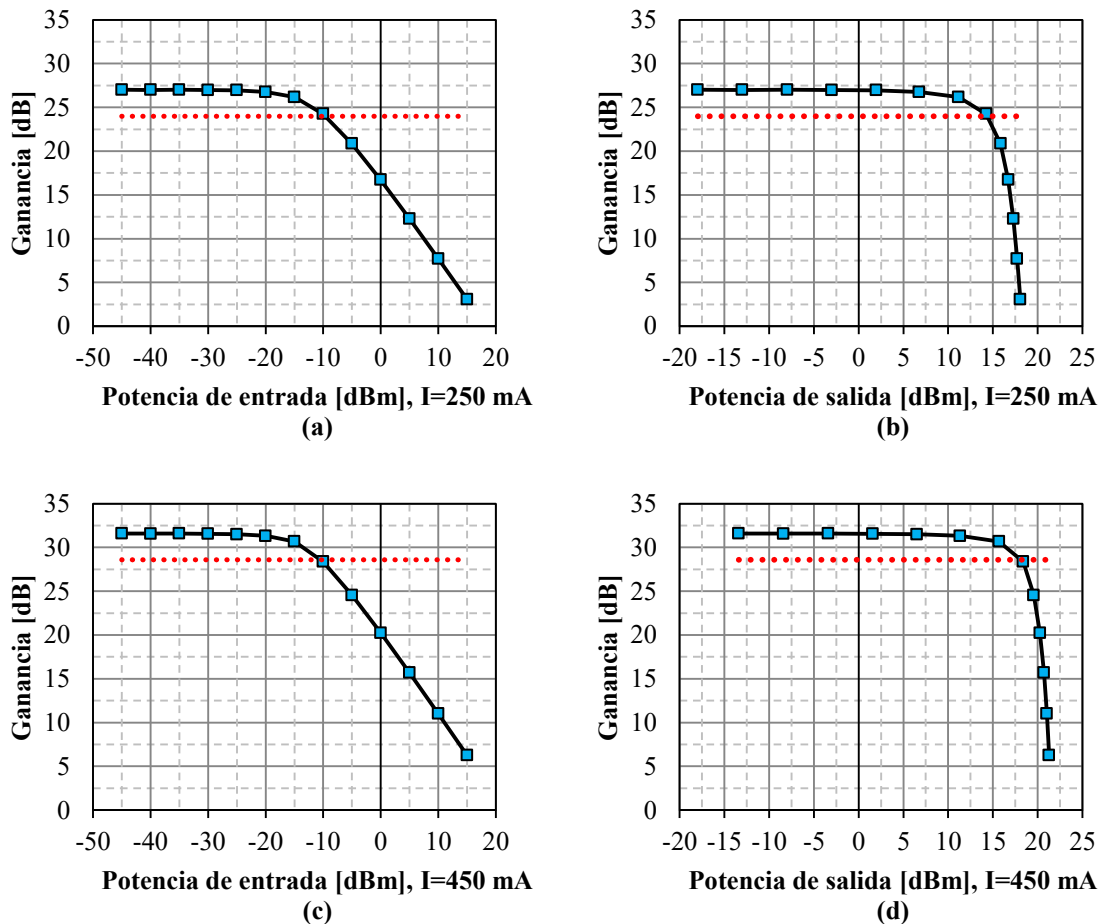


Figura 5.8. Relación entre potencia de entrada y de salida en un SOA.

La potencia de la señal de entrada fue variada desde  $-45$  dBm hasta  $15$  dBm, reportando la potencia de salida que nos entregaba el SOA. Se emplearon los parámetros anteriormente mencionados y se suministró una corriente de  $250$  mA al SOA. En la figura 5.8 podemos distinguir una zona donde el comportamiento del SOA es lineal, esta va desde los  $-45$  dBm (región de señal pequeña) hasta aproximadamente  $-10$  dBm de potencia de la señal de entrada. Dentro de esta zona, la potencia de salida aumenta de manera proporcional con la entrada. Por otro lado, la potencia de salida parece alcanzar un límite máximo conforme se emplean potencias de entrada mayores o iguales a  $0$  dBm. Lo anterior se debe a que la presencia de una señal de gran intensidad dentro del SOA produce una compresión o disminución de la ganancia, esto a su vez, ocurre debido al agotamiento de portadores responsables del proceso de amplificación óptica.

Las potencias de saturación de entrada y de salida en general se definen en función de la ganancia del SOA. Así pues, la potencia de saturación la definimos como aquella potencia (de entrada o de salida, según el caso) para la cual la ganancia óptica cae  $3$  dB por debajo de su valor máximo. La figura 5.9 muestra las mediciones realizadas para la estimación de las potencias de saturación de entrada y de salida cuando se suministran corrientes de  $250$  y  $450$  mA.

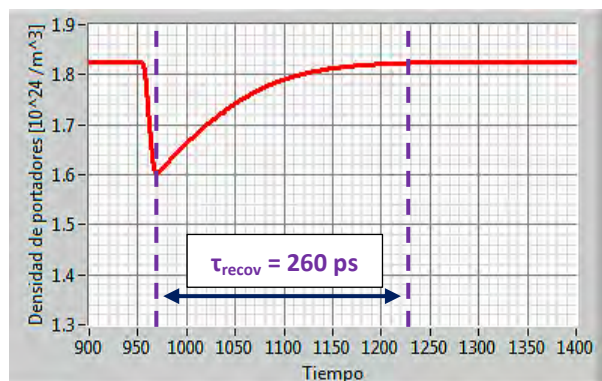


**Figura 5.9.** Potencias de saturación de entrada (a), (c) y de salida (b), (d) suministrando diferentes corrientes.

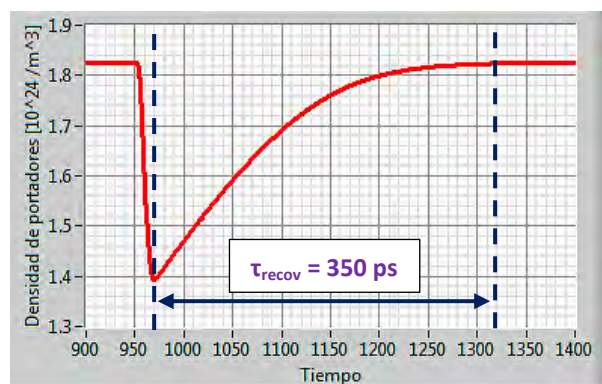
La línea punteada que se muestra en las gráficas de la figura 5.9 indica la caída de 3 dB de la ganancia con respecto a su valor máximo.

Para el caso en el que se suministró una corriente de 250 mA, se midió una ganancia óptica pico ( $G_0$ ), también conocida como ganancia de señal pequeña, de 27 dB. La potencia de saturación de entrada ( $P_{inSAT}$ ) es de alrededor de -10 dBm, mientras que la potencia de saturación de salida ( $P_{outSAT}$ ) es de alrededor de 14 dBm (figura 5.9(a) y 5.9(b), respectivamente). En cuanto a las mediciones realizadas con una corriente de 450 mA se obtuvo:  $G_0 = 31.5$  dB,  $P_{inSAT} \approx -10$  dBm y  $P_{outSAT} \approx 18$  dBm (figura 5.9(c) y 5.9(d), respectivamente). Por lo tanto, se deduce que al aumentar la corriente eléctrica se obtiene un mayor nivel de ganancia y en consecuencia una potencia de saturación de salida más grande. Sin embargo, la potencia de saturación de entrada prácticamente no varía.

A diferencia de la caracterización estática que muestra la figura 5.9, las figuras 5.10 y 5.11 ilustran el agotamiento de portadores ante la incidencia de un pulso óptico. Se analizaron diferentes casos, en cada uno de ellos se estimó el tiempo de recuperación en función de la densidad de portadores. El tiempo de recuperación se definió como el tiempo que tarda el SOA en recuperar la densidad de portadores que exhibe en estado estable, después de haberse producido el agotamiento.



(a) Variación de la densidad de portadores en el SOA ante la incidencia de un pulso óptico de 0 dBm de potencia pico de entrada,  $I = 250$  mA.



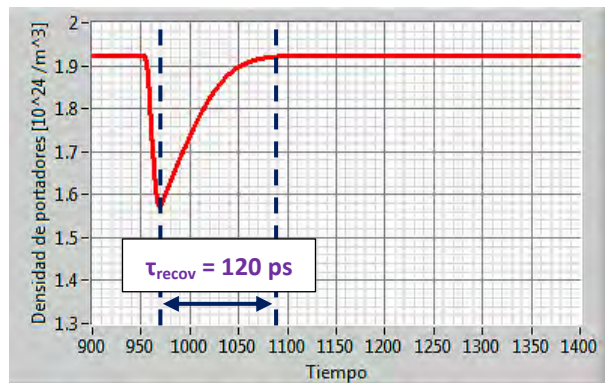
(b) Variación de la densidad de portadores en el SOA ante la incidencia de un pulso óptico de 10 dBm de potencia pico de entrada,  $I = 250$  mA.

**Figura 5.10.** Agotamiento de portadores ante la incidencia de un pulso óptico de (a) 0 dBm y (b) 10 dBm empleando una corriente de 250 mA.

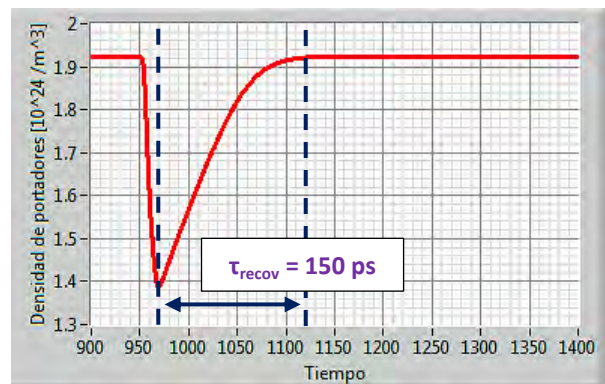


Las gráficas mostradas en la figura 5.10 fueron obtenidas al propagar un pulso óptico de 0 y 10 dBm a través de un SOA alimentado con 250 mA. De acuerdo a resultados anteriores, las potencias empleadas se encuentran por arriba de la potencia de saturación de entrada de nuestro SOA. La duración de cada pulso (anchura a media altura o FWHM) es de apenas 7 ps. Puede observarse que una vez que se introduce un pulso óptico (aproximadamente en  $t=950$  ps), la densidad de portadores decrece debido al agotamiento que induce un intenso pulso óptico de entrada. Posteriormente, observamos cómo es que el SOA aumenta su densidad de portadores hasta recuperar su estado estable. Comparando las figuras 5.10(a) y 5.10(b) concluimos que una potencia de entrada más elevada producirá un agotamiento de portadores más profundo, y por consiguiente, el tiempo de recuperación tenderá a ser más grande. Esta aseveración se verifica con el hecho de que el tiempo de recuperación que se midió para un pulso de 0 dBm de potencia fue de  $\tau_{\text{recov}} = 260$  ps, mientras que para el pulso de 10 dBm se reportó  $\tau_{\text{recov}} = 350$  ps.

Las gráficas de la figura 5.11 fueron obtenidas al emplear pulsos ópticos de 0 y 10 dBm, con una duración de 7 ps y suministrando una corriente de 450 mA al SOA. Al comparar las figuras 5.11(a) y 5.11(b) llegamos a la misma conclusión, el SOA exhibe un tiempo de recuperación más largo para el pulso óptico de mayor potencia.



(a) Variación de la densidad de portadores en el SOA ante la incidencia de un pulso óptico de 0 dBm de potencia pico de entrada,  $I = 450$  mA.



(b) Variación de la densidad de portadores en el SOA ante la incidencia de un pulso óptico de 10 dBm de potencia pico de entrada,  $I = 450$  mA.

**Figura 5.11.** Agotamiento de portadores ante la incidencia de un pulso óptico de (a) 0 dBm y (b) 10 dBm empleando una corriente de 450 mA.

Lo interesante de los experimentos computacionales realizados surge al realizar la comparación entre las figuras 5.10 y 5.11. Al emplear una corriente eléctrica de 450 mA se tiene que la densidad de portadores en estado estable ( $N_{\text{estable}}$ ) es más alta. Para  $I = 450$  mA se mide una  $N_{\text{estable}} \approx 1.92 \times 10^{24}$  portadores/m<sup>3</sup> mientras que para  $I = 250$  mA se tiene que  $N_{\text{estable}} \approx 1.82 \times 10^{24}$ . Lo anterior implica que la probabilidad de amplificación por emisión estimulada se incrementa cuando  $I = 450$  mA, y por consecuencia su ganancia óptica. Esta interpretación resulta ser acorde con los resultados mostrados en la figura 5.9.

Otra implicación importante es que el tiempo de recuperación del SOA no solamente depende de la potencia del pulso incidente, sino además, de la corriente eléctrica suministrada. Gracias a lo anterior, al aumentar la corriente se logró reducir el tiempo de recuperación de 260 ps a 120 ps cuando se emplean pulsos de 0 dB de potencia pico (ver figura 5.10(a) y 5.11(a)), y de 350 ps a 150 ps (ver figura 5.10(b) y 5.11(b)) cuando se utiliza una potencia de 10 dBm. En la práctica se procura no emplear corrientes tan elevadas ya que tienden a poner en riesgo la estabilidad del SOA o pueden dejarlo inservible en el peor de los casos. De acuerdo a las especificaciones de los fabricantes, es posible suministrar una corriente de hasta 600 mA en algunos SOAs [19]. Los resultados más importantes se consignan en la tabla 5.2.

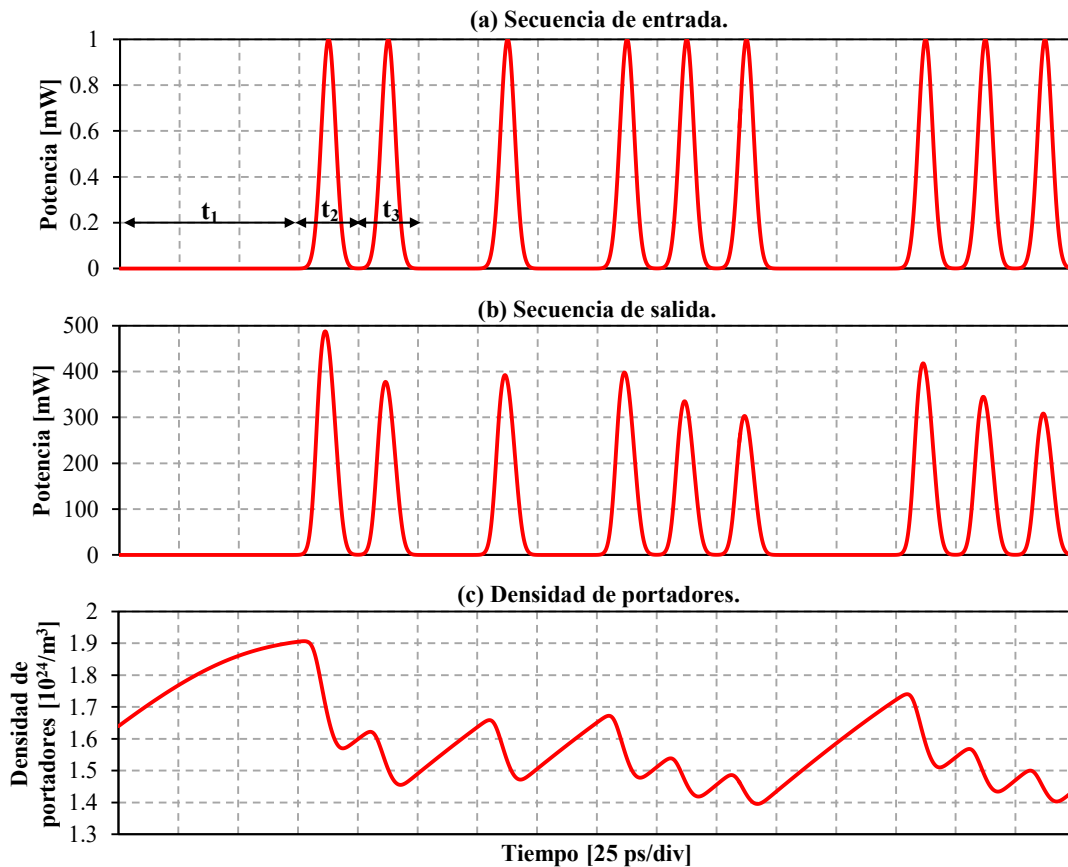
**Tabla 5.2.** Características relevantes del SOA empleado.

Corriente suministrada [mA]	Ganancia de señal pequeña [dB]	Potencia de saturación de entrada [dBm]	Potencia de saturación de salida [dBm]	Tiempo de recuperación [ps]		Densidad de portadores en estado estable [1/m <sup>3</sup> ]
				Para: $P_{\text{pico\_in}} = 0$ dBm	Para: $P_{\text{pico\_in}} = 10$ dBm	
250	27	-10 (Aprox.)	14 (Aprox.)	260	350	$1.82 \times 10^{24}$ (Aprox.)
450	31.5	-10 (Aprox.)	18 (Aprox.)	120	150	$1.92 \times 10^{24}$ (Aprox.)

El tiempo de recuperación del SOA está íntimamente relacionado con el fenómeno de la distorsión en el patrón de datos. Si la velocidad con la que se introducen pulsos ópticos a través del SOA es más rápida que la recuperación del SOA, entonces los pulsos experimentarán diferentes niveles de amplificación dependiendo del estado de saturación del SOA. Para ilustrar este fenómeno se propuso simular un circuito constituido por un SOA alimentado por una corriente de 450 mA, se le introdujo una secuencia pseudo-aleatoria de pulsos Gaussianos de 64 bits de longitud, con una potencia pico de 0 dBm, de un ancho de 7 ps y con una longitud de onda de 1560 nm. Los resultados de la simulación se exhiben en la figura 5.12.

La figura 5.12(a) exhibe una porción de la secuencia pseudo-aleatoria cuando se emplea una tasa de repetición de 40 Gb/s. La figura 5.12(b) nos muestra la secuencia de bits después de haber sido amplificada. Como puede apreciarse, la amplitud de los pulsos varía. En general, el nivel de amplitud de salida disminuye cuando tenemos una sucesión de pulsos. La gráfica 5.12(c) muestra la evolución de la densidad de portadores del SOA dentro del mismo intervalo de tiempo. Como vimos anteriormente, podemos relacionar el nivel de ganancia óptica con la densidad de portadores. Así pues, una alta densidad de portadores implicará un alto nivel de ganancia y viceversa.

En el intervalo de tiempo denominado como  $t_1$ , el SOA se encuentra en estado de recuperación hasta que un pulso de entrada incide en un tiempo  $t_2$ . La potencia del pulso es tal que propicia un repentino agotamiento de portadores o, visto de otra forma, una compresión en el nivel de ganancia. En  $t_3$ , cuando el SOA aún no se recupera por completo, incide otro pulso que experimenta un nivel de amplificación menor que el pulso anterior y produce un agotamiento aún más severo (una compresión más profunda del nivel de ganancia). Mientras más larga sea la sucesión de pulsos Gaussianos, mayor será el efecto de distorsión en el patrón de datos. Este fenómeno indeseable es una de las limitantes que presenta el SOA cuando se emplea como amplificador lineal o elemento de procesamiento.



**Figura 5.12.** Agotamiento de portadores ante la incidencia de una secuencia que emplea pulsos ópticos de (a) 0 dBm y (b) 10 dBm empleando una corriente de 250 mA.

#### 5.1.4. Filtro óptico, generador de pulsos, delay y VOA

El funcionamiento de las compuertas fotónicas propuestas en este trabajo se basa en explotar los fenómenos de XGM y XPM empleando una estructura MZI asistida con SOA. Lo anterior es posible al introducir cuando menos dos señales ópticas (señal de control y de prueba) que difieran en amplitud y longitud de onda. El resultado de la operación se plasma sobre la señal de prueba por lo que es necesario usar un filtro óptico que bloquee la señal de control y permita el paso de la señal de prueba.

El filtro óptico que se modeló corresponde a uno de tipo Gaussiano de primer orden. La figura 5.13 muestra el panel frontal con el que se ajustan los parámetros del filtro. Este filtro actúa como un paso-banda, es decir, solo permite la transmisión de una señal óptica ubicada dentro un conjunto de frecuencias que se encuentran alrededor de la frecuencia central. En todos los casos se consideraron unas pérdidas de inserción de 3 dB.

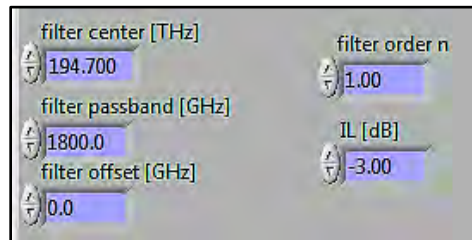


Figura 5.13. Panel frontal del filtro óptico Gaussiano.

Como se mencionó con anterioridad, las secuencias de “1s” (“0s”) se representan con la presencia (ausencia) de pulsos Gaussianos. Estos pulsos fueron modelados matemáticamente como:

$$E(t) = \sqrt{P_{peak}} \cdot e^{\left[-2 \ln(2) \left(\frac{t}{FWHM}\right)^2\right]} \quad (5-24)$$

Donde  $P_{peak}$  es la potencia pico del pulso Gaussiano y FWHM es su anchura a mediana altura. Se considera que los pulsos Gaussianos de entrada presentan el fenómeno del chirp, ya que uno de nuestros principales objetivos es determinar el máximo desempeño que exhiben nuestras estructuras fotónicas al ser utilizadas como dispositivos modulares de procesamiento, la adición de variables externas entorpecería esta labor. Un enfoque empleado por la mayoría de los investigadores en esta rama es suponer pulsos Gaussianos ideales, gracias a ello podemos determinar el potencial de la estructura fotónica bajo análisis y realizar comparaciones compatibles con los resultados publicados por otros autores. La figura 5.14 ilustra la sección del programa encargada de generar la secuencia de pulsos.

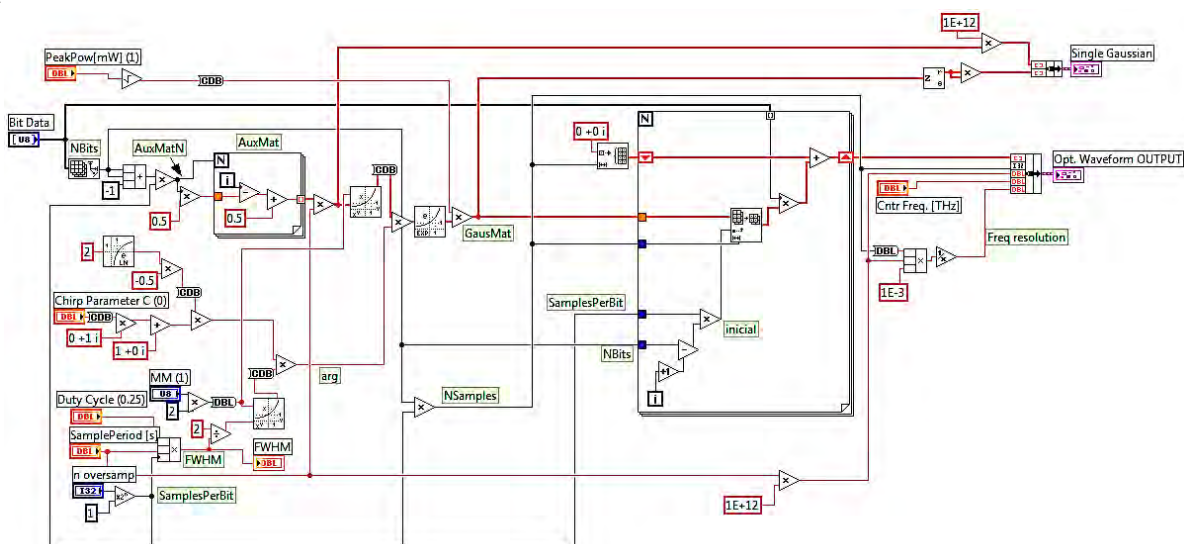


Figura 5.14. Sección del programa en LabVIEW que genera los pulsos Gaussianos.

Otro dispositivo de gran utilidad en los sistemas de comunicaciones ópticos es el elemento de retardo. Estos retardos se obtienen cuando la señal de interés recorre un camino óptico sensiblemente largo. Por ejemplo, si una señal se divide en dos y una copia se transmite a través de un camino óptico 1 mm más largo que el que recorre la otra copia, entonces, la copia que recorre una mayor distancia experimentará un retardo de alrededor 5 ps en relación a la versión que recorrió el camino más corto [97]. En general se prefiere emplear la tecnología de *silica-on-silicon* (sílice sobre silicio) en la fabricación de estos elementos debido a que se produce un elemento compacto y de mayor precisión en el ajuste del tiempo de retardo. [97]

En el Capítulo 7 hacemos uso de un atenuador óptico variable (VOA), este se encarga de reducir el nivel de potencia de la señal de entrada. También existen atenuadores fijos, sin embargo, proveen menor flexibilidad y no pueden ser ajustados. Los VOAs generalmente se encuentran constituidos por filtros de densidad neutra variable por lo que ofrecen una gran estabilidad y no son sensibles a longitud de onda empleada [134].

## 5.2. Compuerta OR convencional (SOA-MZI)

### 5.2.1. Análisis de la compuerta OR convencional

La figura 5.15 ilustra la configuración convencional que se emplea para realizar la operación lógica OR, esta consiste de una estructura SOA-MZI. Los SOAs colocados en cada brazo del interferómetro actúan como elementos no lineales que bajo la presencia de una señal óptica de alta intensidad sufren una modulación de su índice de refracción. Bajo estas circunstancias, todas las señales ópticas que se propaguen de manera simultánea a través del SOA experimentarán un desplazamiento de fase mientras la señal de alta intensidad está presente. A través de los diferentes estados de interferencia que se presentan a la salida de la estructura es posible convertir los cambios de fase en cambios de amplitud [135].

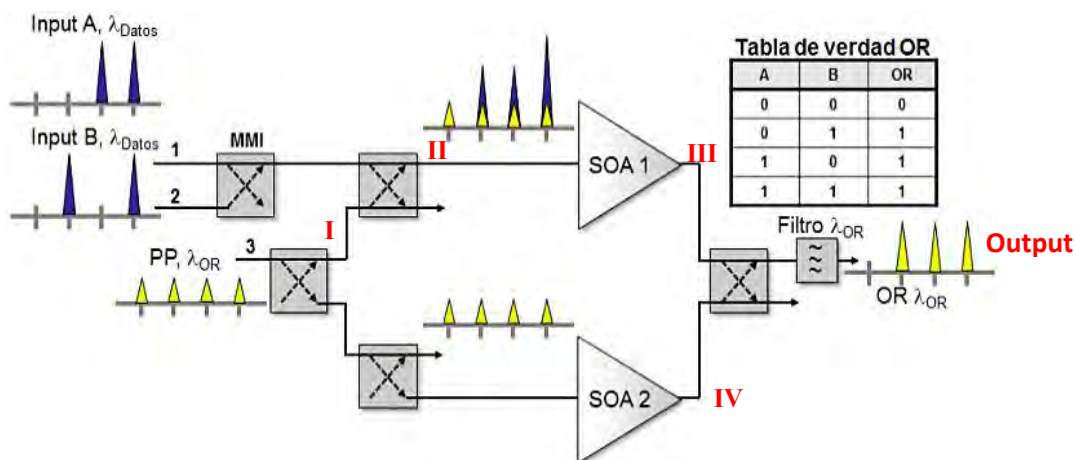


Figura 5.15. Diagrama de la compuerta OR convencional empleando una estructura SOA-MZI.

En este caso en particular se aprovecha la saturación de ganancia del SOA 1, así como el fenómeno de XPM que se manifiesta sobre una señal de prueba pulsante (PP) centrada a una longitud de onda  $\lambda_{OR}$ . La señal de PP consiste en una secuencia periódica de “1s” lógicos con una amplitud relativamente baja. Mientras que las señales A y B, centradas a  $\lambda_{Datos}$ , representan las secuencias de datos de entrada. Estas se introducen en los puertos 1 y 2 del MMI ubicado en el extremo superior izquierdo de la figura 5.15. Las señales de entrada se combinan y son transmitidas exclusivamente a lo largo del brazo superior del interferómetro. Se dice que estas señales son de control debido a que poseen una potencia tal que por sí solas son capaces de inducir al SOA 1 a operar en su régimen no lineal. La señal de prueba pulsante se introduce a través del puerto 3 y posteriormente es dividida por un MMI, de esta forma se propaga a través de ambos brazos del interferómetro. A la salida del interferómetro se coloca un filtro óptico centrado a  $\lambda_{OR}$ , este sólo permite el paso de la señal PP sobre la cual se encuentra impreso el resultado de realizar la operación OR entre las señales A y B. La salida de la compuerta está ubicada después del filtro óptico. El MZI está inicialmente ajustado para producir una interferencia de carácter destructivo a la salida cuando la señal PP se propaga en solitario a lo largo del interferómetro. Por lo tanto, tendremos un “0” lógico a la salida de la estructura interferométrica cuando ambas señales de entrada estén ausentes, es decir, cuando  $A=“0”$  y  $B=“0”$ . Cuando las señales de entrada presentan diferentes estados lógicos, es decir, cuando  $A=“1”$  y  $B=“0”$  ó  $A=“0”$  y  $B=“1”$ , la señal PP experimenta un desplazamiento de fase debido a la presencia de un pulso óptico de control. En consecuencia, la fase inducida sobre PP produce una interferencia predominantemente constructiva, es decir, un “1” lógico a la salida. Cuando ambas señales presentan un nivel lógico alto ( $A=B=“1”$ ), la potencia óptica total que ingresa al SOA 1 es tal que satura el nivel de ganancia del amplificador. Por tanto, se produce una diferencia de fase similar a la que se obtiene en el caso anterior y de nueva cuenta se presenta un “1” lógico a la salida de la estructura debido a la interferencia de carácter constructivo.

La potencia óptica de las señales de control debe de ser cuidadosamente ajustada para asegurarnos que el SOA 1 opere en un estado de alta saturación. Si la condición anterior se cumple es posible reducir el efecto de distorsión en el patrón de datos. Esto puede verse con mayor claridad en la figura 5.16 en la cual se observa que el SOA opera en su región lineal cuando solo se transmite la señal PP pero entra en saturación en presencia de la señal de control. La potencia de salida será prácticamente la misma independientemente de que esté presente una o ambas señales de control.

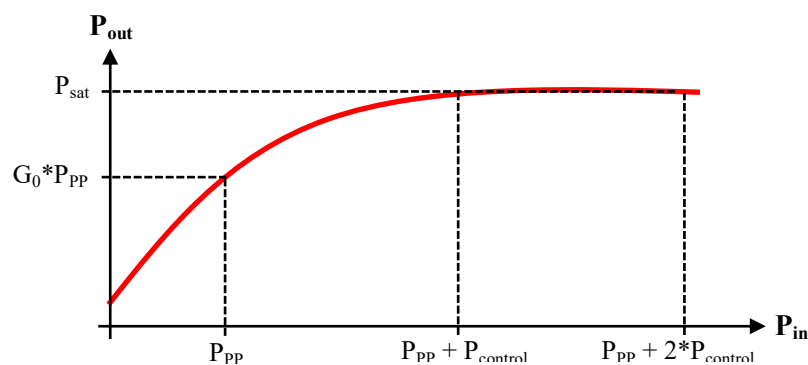


Figura 5.16. Operación del SOA en estado de saturación.

El análisis anterior se puede extender en términos del desplazamiento de fase que se induce sobre la señal PP, concluyendo que la magnitud de la fase inducida debido a la presencia de una o ambas señales de control será prácticamente la misma siempre y cuando se cumpla la condición de operar al SOA 1 en su zona de saturación.

A continuación se describe el comportamiento de la compuerta OR convencional empleando una aproximación básica de su funcionamiento. El objetivo primordial es ayudar al lector a comprender el principio de funcionamiento de la estructura OR convencional con más claridad y con mayor formalismo.

Se analizará la señal de prueba pulsante cuando se propaga a través de cada uno de los brazos. La señal PP queda descrita como:

$$E_{PP}(t) = E_{in}(t)e^{i[\omega t + \phi(t)]} \quad (5-25)$$

Al pasar por el primer MMI la señal se divide en dos. Primeramente analizaremos la versión que se transmite a lo largo del brazo superior, a la que llamaremos  $E_{PP\_I}(t)$ . Esta se define como:

$$E_{PP\_I}(t) = \frac{E_{in}(t)}{\sqrt{2}} e^{i[\omega t + \phi_1(t)]} \quad (5-26)$$

Como puede apreciarse, solo tomamos en cuenta el escalamiento de amplitud y definimos a  $\phi_1(t)$  como aquella variable que irá acumulando los cambios de fase que son consecuencia de la propagación de la onda a través del interferómetro, excluyendo a la fase inducida por las no linealidades del SOA ante la presencia de las señales de control.

El segundo MMI por el que pasa la señal tiene la función de combinar a la señal de prueba con las señales de control (secuencias de datos A y B). Debido a que la finalidad de nuestro análisis es determinar la potencia a la salida de la compuerta OR, podemos simplificar los cálculos al omitir las señales de control debido a que en la última instancia son eliminadas por el filtro centrado a  $\lambda_{OR}$ . Así pues, a la salida del segundo MMI y a la entrada SOA 1, la señal de prueba tendrá la forma de  $E_{PP\_II}(t)$ .

$$E_{PP\_II}(t) = \frac{E_{in}(t)}{\sqrt{4}} e^{i[\omega t + \phi_1(t) + \frac{\pi}{2}]} \quad (5-27)$$

Se consigna el escalamiento de amplitud y el defasamiento de  $\pi/2$  que sufre la señal al pasar del puerto inferior de entrada al puerto superior de salida del MMI. En la siguiente etapa,  $E_{PP\_II}(t)$  es amplificada en función de la ganancia del SOA 1,  $G(t)_{SOA1}$ , y además experimenta un desplazamiento de fase inducido por el SOA 1, a este le llamaremos  $\phi_{SOA1}(t)$ . Este defasamiento inducido adquiere gran relevancia cuando la señal de prueba se propaga de manera simultánea con las señales de control, mientras que suele despreciarse o contemplarse dentro de la variable  $\phi_1(t)$  cuando la señal PP se transmite en solitario. A la salida del SOA 1 tendremos la señal  $E_{PP\_III}(t)$ .

$$E_{PP\_III}(t) = \sqrt{G(t)_{SOA1}} \frac{E_{in}(t)}{\sqrt{4}} e^{i[\omega t + \phi_1(t) + \frac{\pi}{2} + \phi_{SOA1}(t)]} \quad (5-28)$$

Realizando un análisis similar para el brazo inferior. Tenemos que a la salida del SOA 2 se presenta la señal  $E_{PP\_IV}(t)$ .

$$E_{PP\_IV}(t) = \sqrt{G(t)_{SOA2}} \frac{E_{in}(t)}{\sqrt{4}} e^{i[\omega t + \phi_2(t) + \pi]} \quad (5-29)$$

Donde  $G(t)_{SOA2}$  representa la evolución temporal de la ganancia del SOA 2 y  $\phi_2(t)$  contempla los cambios de fase que experimenta la señal de prueba al transmitirse por el brazo inferior incluyendo aquellos cambios de fase que sufre la señal al propagarse en solitario a través del SOA 2. El último paso para conocer cómo es la señal a la salida de la compuerta OR es combinar las señales de ambos brazos, función que realiza el MMI del extremo derecho. En este caso, la salida del MMI es igual a la salida de la compuerta OR dado que de antemano hemos eliminado a las señales de control.

Por lo tanto la señal de salida  $E_{Out}(t)$  estará descrita como:

$$E_{Out}(t) = \sqrt{G(t)_{SOA1}} \frac{E_{in}(t)}{\sqrt{8}} e^{i[\omega t + \phi_1(t) + \frac{\pi}{2} + \phi_{SOA1}(t)]} + \sqrt{G(t)_{SOA2}} \frac{E_{in}(t)}{\sqrt{8}} e^{i[\omega t + \phi_2(t) + \frac{3\pi}{2}]} \quad (5-30)$$

La potencia óptica a la salida la calculamos de la siguiente manera:

$$P_{Out}(t) = E_{Out}(t) \cdot E_{Out}(t)^{conj} \quad (5-31)$$

Desarrollando tenemos que:

$$P_{Out}(t) = G(t)_{SOA1} \frac{E_{in}(t)^2}{8} + \sqrt{G(t)_{SOA1} \cdot G(t)_{SOA2}} \frac{E_{in}(t)^2}{8} e^{i[\phi_1(t) - \phi_2(t) - \pi + \phi_{SOA1}(t)]} + \sqrt{G(t)_{SOA1} \cdot G(t)_{SOA2}} \frac{E_{in}(t)^2}{8} e^{-i[\phi_1(t) - \phi_2(t) - \pi + \phi_{SOA1}(t)]} + G(t)_{SOA2} \frac{E_{in}(t)^2}{8} \quad (5-32)$$

Empleando la siguiente relación entre el segundo y el tercer término de la ecuación anterior tenemos que:

$$e^{ix} + e^{-ix} = 2 \cos(x) \quad (5-33)$$

$$P_{Out}(t) = G(t)_{SOA1} \frac{E_{in}(t)^2}{8} + 2\sqrt{G(t)_{SOA1} \cdot G(t)_{SOA2}} \frac{E_{in}(t)^2}{8} \cos[\phi_1(t) - \phi_2(t) - \pi + \phi_{SOA1}(t)] + G(t)_{SOA2} \frac{E_{in}(t)^2}{8} \quad (5-34)$$

$$P_{Out}(t) = \frac{E_{in}(t)^2}{8} \{G(t)_{SOA1} + G(t)_{SOA2} - 2\sqrt{G(t)_{SOA1} \cdot G(t)_{SOA2}} \cdot \cos[\phi_1(t) - \phi_2(t) + \phi_{SOA1}(t)]\} \quad (5-35)$$



En general el SOA 1 y el SOA 2 presentan características similares por lo que podemos hacer la siguiente consideración:

$$G(t) = G(t)_{SOA1} = G(t)_{SOA2} \quad (5-36)$$

$$P_{Out}(t) = \frac{E_{in}(t)^2}{4} \cdot G(t) \{1 - \cos[\phi_1(t) - \phi_2(t) + \phi_{SOA1}(t)]\} \quad (5-37)$$

Si consideramos que las fases  $\phi_1(t)$  y  $\phi_2(t)$  son iguales, lo cual siempre puede lograrse utilizando un ajustador de fases, podemos decir que el estado de interferencia depende de  $\phi_{SOA1}(t)$ . Si ninguna de las señales de control está presente ( $A=B="0"$ ),  $\phi_{SOA1}$  tiende a cero, por lo que la potencia de salida será nula, esto es, un "0" lógico.

$$P_{Out}(t) = 0 \quad ; \quad \text{Cuando } A = B = "0" \quad (5-38)$$

Sin embargo, para el resto de las combinaciones, la presencia de alguna o ambas señales de control ocasionará un desplazamiento de fase sobre la señal de prueba pulsante. Idealmente la magnitud de dicho desplazamiento es de  $\phi_{SOA1} = \pi$ , bajo estas circunstancias la potencia de salida será igual a:

$$P_{Out}(t) = \frac{E_{in}(t)^2}{2} \cdot G(t) \quad ; \quad \text{Para el resto de las combinaciones excluyendo } A = B = "0" \quad (5-39)$$

Por lo que se tendrá la presencia de un "1" lógico a la salida de nuestra compuerta OR. Si bien esta deducción matemática resulta bastante comprensible, no contempla la verdadera complejidad del circuito, en la que debe incorporarse la dinámica no lineal del SOA, para ello hacemos uso del simulador creado en LabVIEW. Este simulador incorpora el modelo matemático del SOA descrito en el capítulo anterior.

### 5.2.2. Detalles de la simulación y resultados

La figura 5.17 muestra el circuito simulado en LabVIEW para realizar la operación OR empleando la configuración convencional. Note la similitud que presenta en comparación con el diagrama de la figura 5.15.



**Figura 5.17.** Compuerta OR convencional en el entorno LabVIEW.

Las señales A y B consisten de dos distintas secuencias PRBS, cada una con una longitud de 512 bits, una anchura a media altura de 28 ps y una potencia pico de 1.67 mW. La tasa de repetición empleada fue de 10 Gb/s, por lo que las señales de entrada exhibieron un ciclo de trabajo del 28%. Se tomaron 64 muestras por cada bit (valor de sobremuestreo). Las señales A y B fueron centradas en 1565.5 nm, mientras que la señal de prueba pulsante se centró en 1554.1 nm con 0.25 mW de potencia pico. El filtro Gaussiano se ajustó para dejar pasar las longitudes de onda ubicadas alrededor de 1554.1 nm, además, se configuró para ofrecer un ancho de banda de 50 GHz con una pérdida de inserción de 3 dB. En los MMIs, las pérdidas se omitieron por considerarse despreciables. Los SOAs empleados poseen características idénticas y ambos fueron alimentados con 450 mA de corriente eléctrica.

La figura 5.18 muestra el pseudo-diagrama de ojo (PED, *Pseudo-Eye Diagram*) que se obtiene a la salida de la compuerta OR convencional. Se observa una notable fluctuación en la potencia de los “1s” y “0s” lógicos, lo que representa una severa distorsión en el patrón de datos.

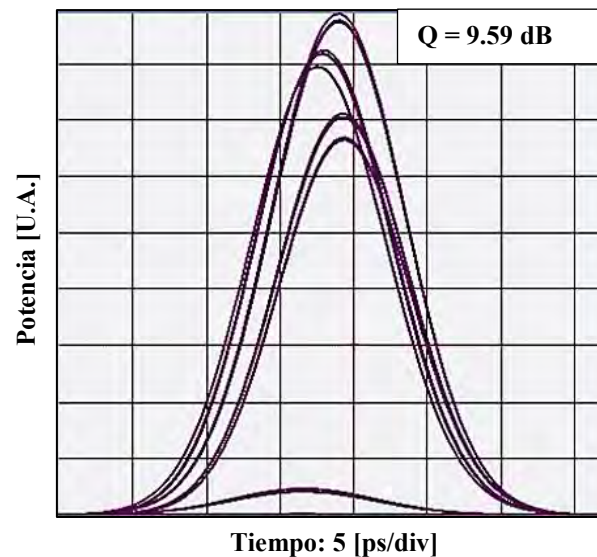


Figura 5.18. PED de la compuerta OR convencional.

Las fluctuaciones de amplitud presentes en los “1s” lógicos nos indican que la recuperación de la fase de la estructura no es lo suficientemente rápida como para restablecerse antes de que incida el siguiente pulso óptico de la señal PP.

Se midió un factor de calidad de 9.59 dB, correspondientes a un BER de aproximadamente  $4.55 \times 10^{-20}$ . A pesar del notorio efecto de distorsión en el patrón de datos, la tasa de bits en error es lo suficientemente baja como para considerar a esta compuerta como prácticamente libre de errores (*error-free*), un término que se ha extendido al área de los circuitos fotónicos cuando se obtiene un BER menor o igual a  $1 \times 10^{-9}$ , esta condición se vuelve más estricta cuando se utilizan mayores tasas de transmisión.

### 5.3. Compuerta OR con esquema diferencial (SOA-MZI with DS)

#### 5.3.1. Análisis de la compuerta OR con esquema diferencial

La figura 5.19 ilustra una compuerta fotónica OR empleando un SOA-MZI con esquema diferencial. La estructura es muy parecida a la configuración convencional. Sin embargo, en este caso las señales de control se propagan a través de ambos brazos con la particularidad de que en el brazo inferior sufren un retraso temporal debido a la adición de un elemento de retardo; esta modificación nos ayuda a implementar el esquema diferencial (DS, *Differential Scheme*).

##### 5.3.1.1. Esquema diferencial

El esquema diferencial introducido por Tajima [77], consiste en la propagación de una versión retrasada de la señal de control a través de uno de los brazos del MZI. Su funcionamiento se basa en establecer una ventana de conmutación.

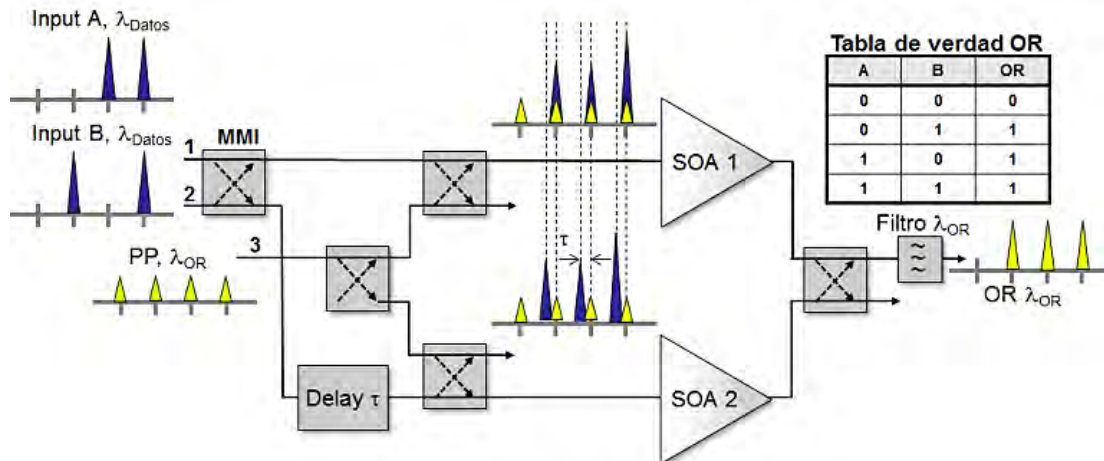


Figura 5.19. Compuerta OR con SOA-MZI utilizando el esquema diferencial.

Para mayor claridad en la explicación reemplazaremos a la señal pulsante por una señal de onda continua (CW). Por lo tanto, la señal de prueba siempre estará presente en ambos brazos del interferómetro. Haciendo referencia a la figura 5.19, la versión de la señal de control que se propaga a lo largo del brazo superior induce un desplazamiento de fase vía XPM (en el SOA 1) sobre la señal de prueba. Esta perturbación en la fase de la señal de prueba tiene como consecuencia la aparición de una interferencia constructiva en el puerto de salida de la compuerta OR. Un tiempo  $\tau$  después, la versión retrasada de la señal de control (con igual forma y amplitud que la versión sin retrasar) se transmite por el brazo inferior creando otro desplazamiento de fase que es tal que neutraliza al producido previamente en el brazo superior. En consecuencia, se restaura la interferencia destructiva en el puerto de salida.

Se dice que la versión de la señal de control que se propaga por el brazo superior se encarga de abrir una ventana de transmisión, también conocida como ventana de conmutación. Mientras que la versión retrasada que viaja por el brazo inferior se encarga de cerrar la ventana. De esta forma, podemos realizar una rápida conmutación cuya velocidad dependerá en mayor medida del tiempo de retardo  $\tau$ .

La figura 5.20 ilustra el comportamiento anteriormente descrito. En la figura 5.20(a), una línea sólida muestra el desplazamiento de fase que sufre la señal de prueba en el brazo superior (donde se transmite la señal de control sin retraso). Un tiempo  $\tau = 5$  ps después, se induce otro desplazamiento de fase sobre la señal de prueba, pero ahora ocurre en el brazo inferior (donde se transmite la señal de control retrasada). La figura 5.20(b) muestra la diferencia de fase que existe entre ambos brazos. Esta diferencia de fases es proporcional a la ventana de transmisión. Para un tiempo  $t \approx 40$  ps, la ventana de transmisión comienza a abrirse, alcanza su máxima abertura alrededor de los 50 ps y se cierra aproximadamente a los 60 ps. Haciendo una aproximación burda podemos decir que la ventana de transmisión permanece abierta menos de 20 ps, esto representa una mejora sustancial sobre la configuración convencional donde el tiempo de recuperación de la fase del SOA rige la dinámica de la estructura.

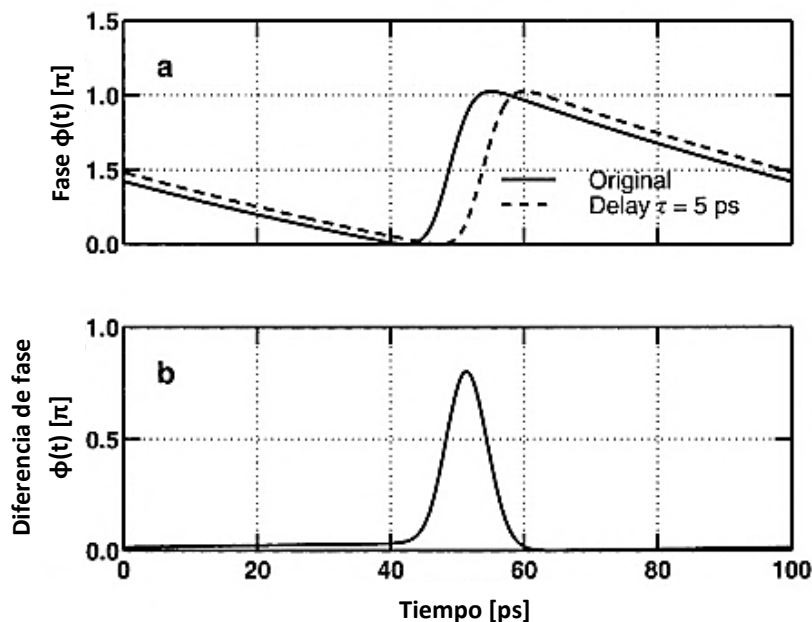


Figura 5.20. Principio de funcionamiento del esquema diferencial [108].

### 5.3.2. Detalles de la simulación y resultados

Las características de los filtros ópticos, los MMI y los SOAs son exactamente las mismas que las empleadas en la compuerta OR convencional. La potencia pico de las señales de control y la de prueba pulsante fueron ajustadas a 3.41 mW y 0.5 mW respectivamente. El elemento de retardo (*Delay*  $\tau$ ) se ajustó a 5 ps.

La figura 5.21 muestra el PED obtenido a la salida de la compuerta OR con SOA-MZI utilizando el esquema diferencial.

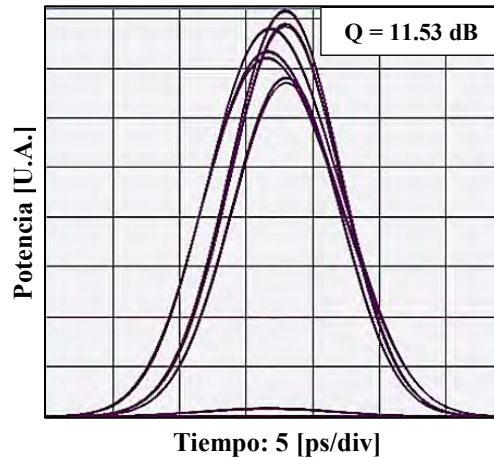


Figura 5.21. PED de la compuerta OR con esquema diferencial.

Gracias a la incorporación del esquema diferencial fue posible reducir la distorsión en el patrón de datos. Las fluctuaciones de amplitud en los “1s” y “0s” lógicos también se vieron disminuidas debido a la alta velocidad de conmutación de la ventana de transmisión. Se midió un valor de  $Q = 11.53$  dB, correspondiente a un BER  $\approx 3.31 \times 10^{-46}$ . Se obtuvo una mejora de alrededor de 2 dB en términos del factor de calidad en comparación con la compuerta OR convencional.

## 5.4. Compuerta OR con turbo-switch (TS-MZI with DS)

### 5.4.1. Análisis de la compuerta OR con turbo-switch y esquema diferencial

La figura 5.22 muestra la compuerta OR con *turbo-switch* y esquema diferencial. Esta consiste en un interferómetro Mach-Zehnder en cuyos brazos se incorpora una estructura denominada *turbo-switch* (TS-MZI), además, hace uso del esquema diferencial por lo que en principio representa una mejora sobre las compuertas OR convencional y la OR con esquema diferencial.

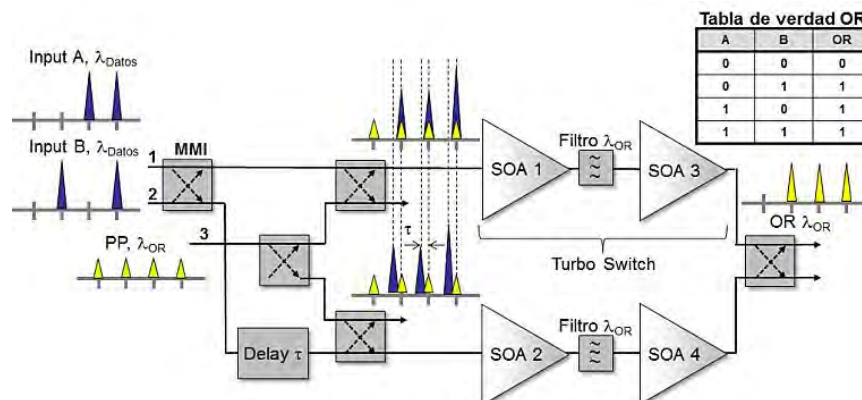


Figura 5.22. Compuerta OR con TS-MZI utilizando el esquema diferencial.

Proponemos esta novedosa configuración con el fin de mejorar el desempeño de la compuerta OR en comparación con las estructuras tradicionales anteriormente estudiadas, las cuales exhiben distorsión en el patrón de datos a pesar de que presentan una muy baja tasa de bits en error. Además, se pretende demostrar el enorme potencial que posee la estructura de *turbo-switch* como elemento de procesamiento fotónico.

### 5.4.1.1. El turbo-switch

La estructura del *turbo-switch* (TS) se muestra en la figura 5.23. Esta consiste en la conexión en cascada de dos SOAs separados por un filtro óptico con una amplia banda de paso. Esta ingeniosa estructura fue presentada en 2006 por Manning y su grupo de colaboradores [78].

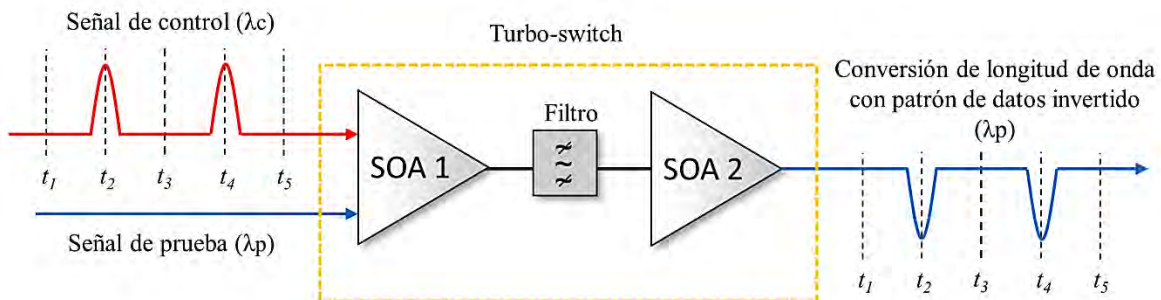


Figura 5.23. Estructura del *turbo-switch*.

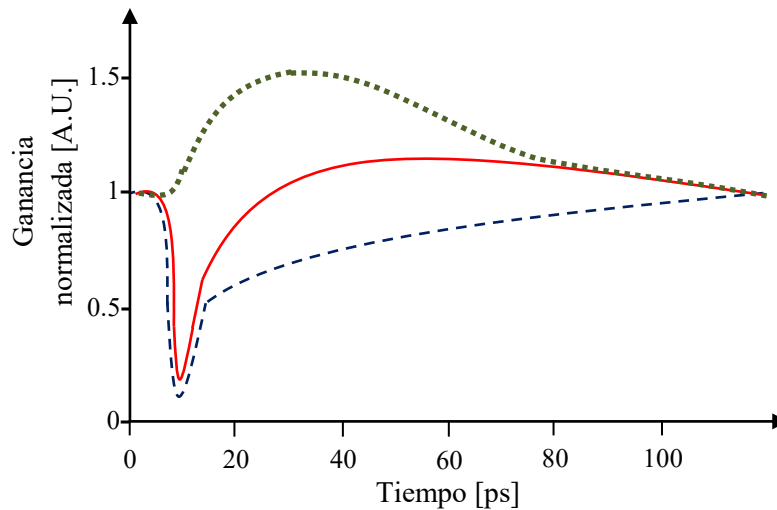
El *turbo-switch* fue originalmente creado para incrementar la velocidad de respuesta de un convertidor de longitud de onda basado en el SOA, dicha operación se ilustra en la figura 5.23. Desde entonces, se han realizado novedosas aplicaciones y estudios teóricos centrados en explotar y comprender esta estructura. La tabla 5.3 muestra una breve reseña histórica de los avances más importantes concernientes al desarrollo del *turbo-switch*.

Tabla 5.3. Breve reseña histórica del *turbo-switch*.

Año	Acontecimiento	Referencia
2006	Surgimiento de la configuración del <i>turbo-switch</i> (TS). Se demuestra la conversión de longitud de onda a 170.4 Gb/s al emplearse junto con la configuración DISC.	[78]
2006	Se demuestra experimentalmente el funcionamiento a 40 Gb/s de un convertidor de longitud de onda que utiliza la estructura TS y explota el fenómeno de XPoIM.	[136]
2006	Se logra una conversión de longitud de onda a 170 Gb/s empleando DISC y TS. Se presenta una compuerta XOR a 42.6 Gb/s empleando DUX y TS.	[137]

2006	Se reporta por primera vez una compuerta lógica XOR a 85 Gb/s empleando DUX y TS.	[138]
2007	Se demuestra por primera vez la conversión de NRZ a RZ a 42 Gb/s explotando el fenómeno de XPolM y usando el TS.	[33]
2007	Se propone y se demuestra numéricamente una compuerta XOR a 160 Gb/s empleando una estructura TS-Mach Zehnder con esquema diferencial explotando el fenómeno de XPM.	[139]
2013	Se desarrolla un modelo en el dominio de la frecuencia con el que se determina que la estructura el TS-DI puede ser operada hasta 300 Gb/s aproximadamente.	[140]
2017	Se fabrica el primer circuito fotónico integrado que incorpora un <i>turbo-switch</i> , el chip posee una superficie de 6 mm <sup>2</sup> .	[141]

Haciendo alusión al *turbo-switch* mostrado en la última ilustración, la figura 5.24 muestra la dinámica de la ganancia del SOA 1, del SOA 2 y la respuesta que presenta la estructura de *turbo-switch* al incidir un pulso óptico ultra-corto de alta intensidad. Se considera que de manera simultánea se propaga una señal de prueba constituida por una señal continua.



**Figura 5.24.** Dinámica de la ganancia del SOA 1 (guiones azules), SOA 2 (línea punteada de color verde) y *turbo-switch* (línea sólida de color rojo).

De la figura anterior podemos apreciar la relativamente lenta recuperación que exhibe el SOA 1 (guiones azules), este resultado es acorde a los análisis realizados previamente. En esta primera etapa constituida por el SOA 1, la amplitud de la señal de prueba es modulada vía XGM, por lo que presentará una forma de onda similar a la curva descrita por la dinámica de la ganancia del SOA 1. Es decir, experimenta una abrupta disminución de amplitud debido a la supresión de ganancia y posteriormente comienza a recuperar su nivel de amplitud lentamente [137].



La segunda etapa es de filtrado óptico, el objetivo es bloquear a la señal de control y permitir el paso a la señal de prueba. Por lo tanto, la señal de prueba será la única que se propague a través del SOA 2.

En la tercera etapa, la señal de prueba (amplificada por el SOA 1 y cuya amplitud ha sido modulada por la señal de control vía XGM) induce una dinámica en el SOA 2 como la descrita por la línea verde punteada de la figura 5.24. En esta etapa la señal de prueba posee una amplitud tal que es capaz de inducir el fenómeno de auto-modulación de ganancia (SGM, *Self-Gain Modulation*) en el SOA 2. Inicialmente la ganancia del SOA 2 se encuentra saturada (o comprimida), esta comienza a crecer cuando la amplitud de la señal de prueba experimenta una abrupta disminución de amplitud. Posteriormente, la ganancia del SOA 2 se empieza a saturar paulatinamente debido a la lenta recuperación de amplitud de la señal de prueba [137]. El comportamiento que exhibe la estructura de *turbo-switch* será el resultado de la interacción de la dinámica de la ganancia del SOA 1, el filtro óptico y el SOA 2.

La dinámica de la ganancia del *turbo-switch* se encuentra descrita por la línea sólida de color rojo de la figura 5.24. La respuesta del SOA 2 ocasionó que la comprensión de la ganancia no fuera tan severa y que la recuperación fuese más veloz en comparación a cuando solo se emplea el SOA 1 [137]. Un inconveniente que puede apreciarse es que la respuesta del *turbo-switch* presenta un sobretiro (*overshoot*), este fenómeno indeseable puede mitigarse disminuyendo la potencia de la señal de prueba con la ayuda de un atenuador óptico ubicado antes del SOA 2 [142].

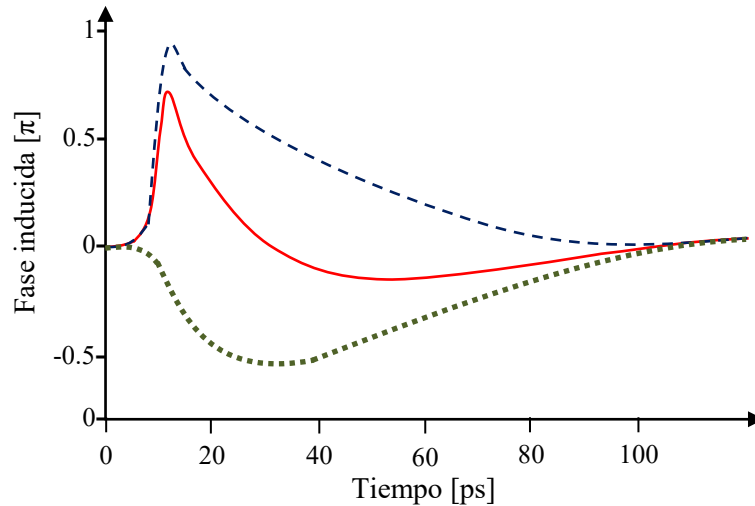
La estructura de *turbo-switch* nos permite obtener una recuperación hasta cuatro veces más rápida en comparación a cuando solo se emplea un SOA [142]. Esto nos otorga la capacidad para realizar operaciones de procesamiento a una mayor velocidad y con un mejor desempeño.

La figura 5.25 muestra la dinámica de la fase que exhiben el SOA 1, el SOA 2 y la estructura de *turbo-switch*. Como puede apreciarse, la recuperación de la fase del SOA 1 (guiones azules) es relativamente lenta en comparación con la dinámica exhibida por el TS (línea sólida de color rojo).

La explicación es similar a la realizada anteriormente para la dinámica de la ganancia. La fase inducida en el SOA 2 (línea punteada de color verde) se opone al desplazamiento de fase producido en el SOA 1 y es tal que compensa su lenta recuperación [142]. Así pues, la estructura del *turbo-switch* puede ser empleada en circuitos fotónicos que basen su funcionamiento en el fenómeno de XPM, tal y como es el caso de las arquitecturas interferométricas. Una diferencia apreciable entre la dinámica de la ganancia y la de fase es que en esta última los efectos ultra-rápidos, debidos principalmente a los fenómenos intrabanda, no son tan evidentes en contraste a como sucede al analizar la ganancia.

Se pueden lograr menores tiempos de recuperación al conectar varias estructuras de *turbo-switch* en cascada [142]. Sin embargo, este enfoque presenta el inconveniente de generar un *overshoot* de mayor amplitud y una figura de ruido más alta, además de que el número de SOAs, filtro y la complejidad del circuito aumenta conforme agregamos una estructura adicional.



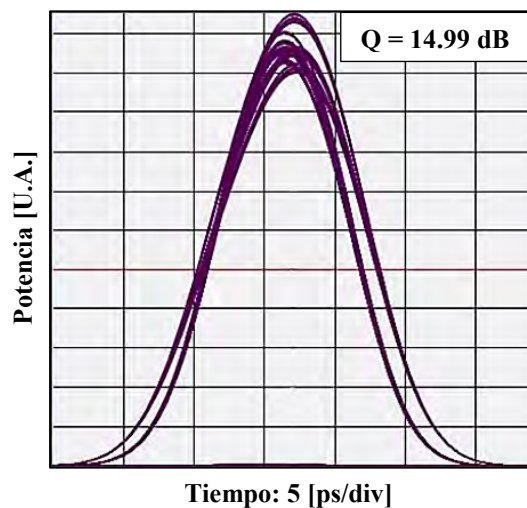


**Figura 5.25.** Dinámica de la fase del: SOA 1 (guiones azules), SOA 2 (línea punteada de color verde) y *turbo-switch* (línea sólida de color rojo).

#### 5.4.2. Detalles de la simulación y resultados

Con el fin de poder realizar una comparación lo más justa posible entre las tres arquitecturas que realizan una operación OR en el dominio fotónico, las características de los filtros ópticos, las secuencias y los MMI mostrados en la figura 5.22, son las mismas que las empleadas en los dos análisis previos. Se suministró una corriente de 450 mA a los SOAs 1 y 2 mientras que los SOAs 3 y 4 operaron con una corriente de 250 mA. El elemento de retardo se ajustó a 1.17 ps. La potencia pico de las señales de control y la de prueba pulsante fue ajustada a 1.804 mW y 3.8  $\mu$ W, respectivamente.

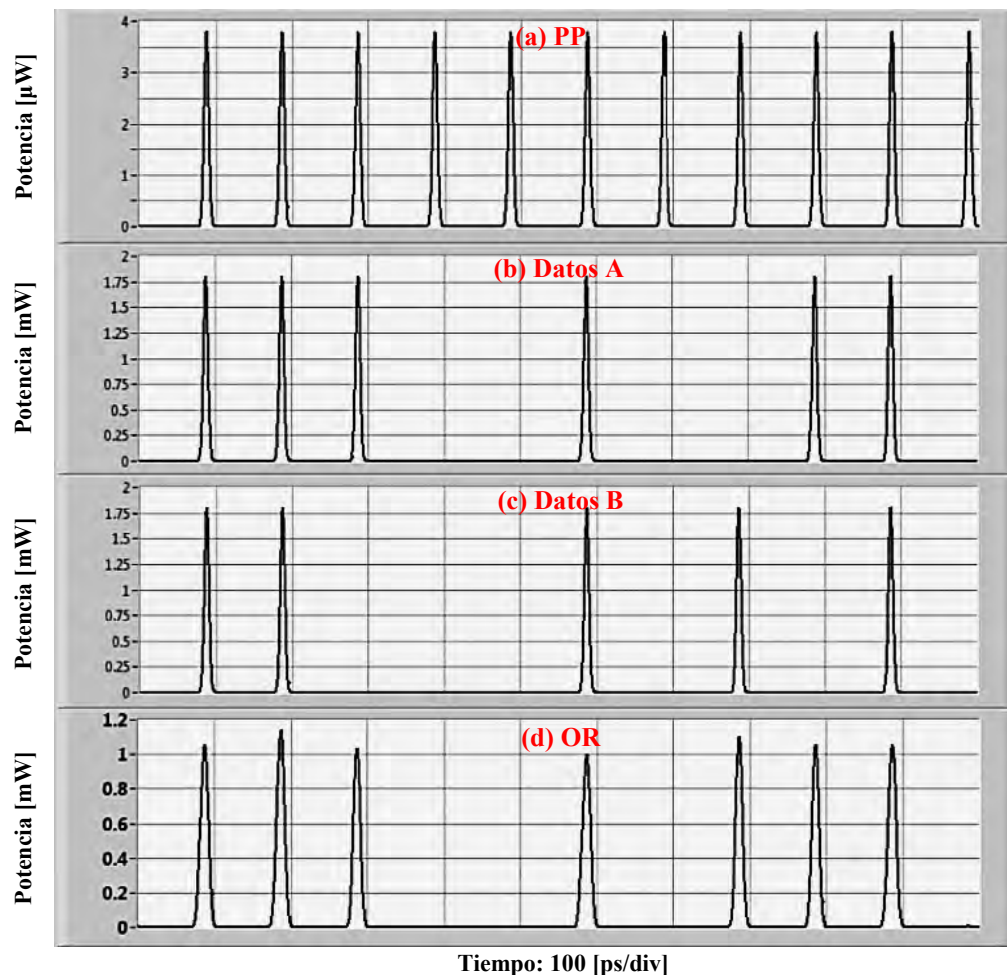
En la figura 5.26 se muestra el PED obtenido a la salida de la compuerta OR con TS-MZI utilizando el esquema diferencial.



**Figura 5.26.** PED de la compuerta OR con *turbo-switch* y esquema diferencial.

Del PED se midió un  $Q = 14.99$  dB, correspondientes a un  $BER \ll 1 \times 10^{-100}$ . En este caso se observa que la fluctuación de amplitud correspondiente a los niveles lógicos altos es mínima en comparación con las estructuras anteriores. Además, prácticamente se ha eliminado la presencia de los pequeños pulsos que aparecían en los niveles lógicos bajos. Se obtuvo una mejora de alrededor de 3.5 dB en comparación con la estructura OR que hace uso del esquema diferencial.

La figura 5.27 muestra las secuencias de datos de entrada A y B, la señal de prueba pulsante y la señal de salida de la compuerta OR con *turbo-switch* y esquema diferencial, en cuyos cambios de amplitud se encuentra impreso el resultado de realizar la operación OR entre ambas señales de entrada. De esta manera se demuestra que la compuerta fotónica propuesta realiza adecuadamente la función OR siguiendo la lógica descrita por su tabla de verdad, es decir, se obtiene un “0” lógico a la salida de la compuerta únicamente cuando ambas entradas A y B poseen un nivel lógico bajo, y para cualquier otra combinación de los estados lógicos de las señales entrada se obtiene un “1” lógico a la salida.



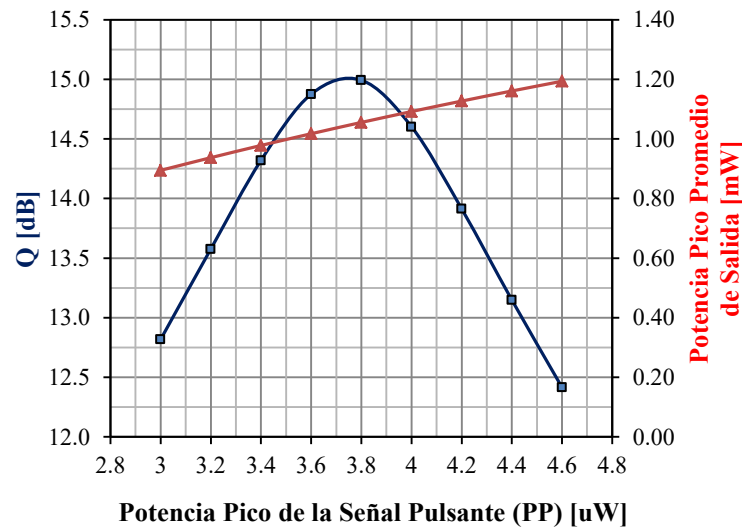
**Figura 5.27.** Secuencias de entrada y salida de la compuerta OR con *turbo-switch* y esquema diferencial.

- (a) Señal de prueba pulsante (PP). (b) Señal de datos de entrada A. (c) Señal de datos de entrada B.  
(d) Resultado de la operación A OR B.

A continuación, se explica el proceso que se siguió para optimizar el desempeño de la compuerta OR con *turbo-switch* y esquema diferencial. Para ello se ajustaron una serie de parámetros con el fin de obtener el factor de calidad más alto posible.

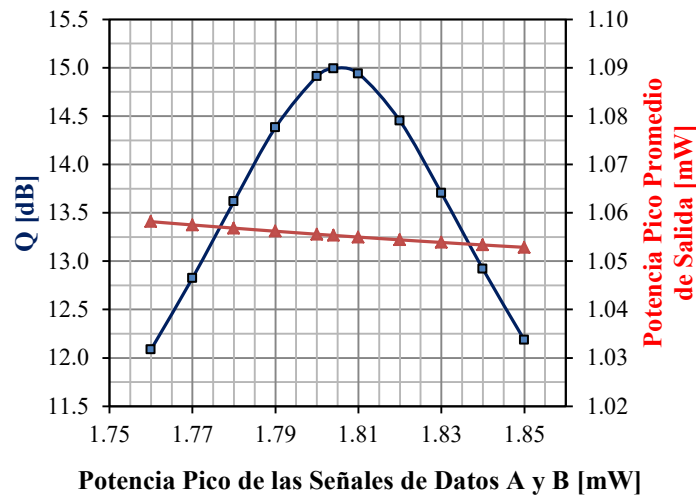
La arquitectura propuesta presentó un factor Q dependiente de la potencia de salida, de tal forma que era posible obtener un valor de Q elevado pero a expensas de una baja potencia de salida. El inconveniente de obtener una baja potencia es la reducción de la capacidad de interconexión en cascada con otras compuertas lógicas. Por lo tanto, impusimos la restricción de llevar a cabo el proceso de optimización manteniendo una potencia pico promedio de 1 mW a la salida de la compuerta.

La figura 5.28 muestra la dependencia del factor de calidad y de la potencia de salida con respecto a la potencia de la señal de entrada. El valor máximo de Q se alcanza cuando la potencia pico de la señal de prueba pulsante es de 3.8  $\mu\text{W}$ . Además, se observa una relación directamente proporcional entre la potencia de salida y la potencia de la señal de prueba pulsante. En principio podemos obtener un nivel de potencia de salida mayor a 1 mW a costa de una reducción en el factor de calidad.



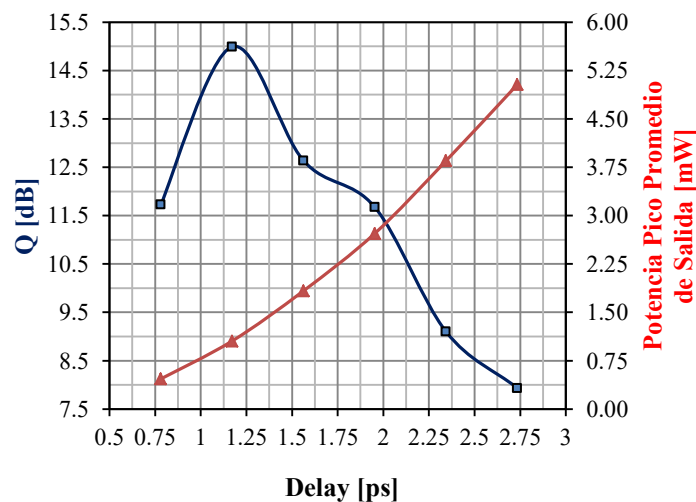
**Figura 5.28.** Dependencia del factor de calidad (línea azul con cuadros) y de la potencia de salida (línea roja con triángulos) de la compuerta OR TS-MZI con esquema diferencial en función de la potencia de la señal de prueba pulsante (PP).

La figura 5.29 muestra un análisis del factor de calidad y de la potencia de salida en función de la potencia de las señales de datos, las cuales actúan como señales de control. Para una potencia pico de la señal de datos de alrededor de los 1.8 mW se obtiene un máximo desempeño medido en términos del factor de calidad. En este caso la potencia de salida es inversamente proporcional a la de datos, ya que el SOA experimenta una mayor compresión de ganancia conforme incrementamos la potencia de la señal de control.



**Figura 5.29.** Dependencia del factor de calidad (línea azul con cuadros) y de la potencia de salida (línea roja con triángulos) de la compuerta OR TS-MZI con esquema diferencial en función de la potencia de las señales de datos A y B.

La figura 5.30 muestra el comportamiento del factor de calidad y de la potencia de salida en función del retardo  $\tau$ , dicho retardo es fundamental en la implementación del esquema diferencial, ya que de este dependen en gran medida la amplitud, la forma y la duración de la ventana de conmutación resultante. Se demostró numéricamente que un tiempo de retardo  $\tau = 1.17$  ps es tal que maximiza el factor de calidad de la estructura propuesta bajo las condiciones de operación previamente mencionadas. Para retardos más grandes, la ventana de conmutación es más amplia por lo que deja pasar una mayor cantidad de energía, en consecuencia, la potencia de la señal de salida aumenta. Sin embargo, el factor de calidad decrece drásticamente. Por el contrario, si disminuimos el retardo  $\tau$ , la ventana de transmisión resultante presenta una baja apertura y una corta duración por lo que solo una pequeña parte de la energía es capaz de transmitirse a través de ella.



**Figura 5.30.** Dependencia del factor de calidad (línea azul con cuadros) y la potencia de salida (línea roja con triángulos) de la compuerta OR TS-MZI con esquema diferencial en función del tiempo de retardo.

## 5.5. Conclusiones

Se analizó numéricamente el funcionamiento de una compuerta fotónica OR empleando una tasa de 10 Gb/s. Para ello se hizo uso de un sofisticado simulador de circuitos fotónicos programado en LabVIEW. Se estudiaron tres distintas arquitecturas interferométricas.

La compuerta OR convencional, o tradicional, que emplea una estructura SOA-MZI presentó notorias distorsiones en el patrón de datos de salida (*data patterning*). Uno de los inconvenientes más preocupantes de esta estructura es la presencia de pequeños pulsos correspondientes a un estado lógico bajo, lo anterior se atribuye a una lenta recuperación de la estructura SOA.

La compuerta OR con esquema diferencial, que utiliza un elemento de retardo en el brazo inferior para crear una ventana de transmisión, representó una mejora respecto a la compuerta anterior, esto se ve reflejado en un factor de calidad más alto. Además, se apreció una disminución en la fluctuación de amplitud de los “1s” lógicos y una reducción de los pulsos correspondientes a un estado lógico bajo.

La compuerta OR con *turbo-switch* y esquema diferencial, propuesta en este trabajo, incorpora una estructura de *turbo-switch* en cada brazo del interferómetro Mach-Zehnder. Esta estructura es capaz de reducir el tiempo de recuperación de la ganancia y de la fase en comparación con el uso de un solo SOA. Al combinarla con el esquema diferencial, fue posible reducir drásticamente el nivel de distorsión producido por la fluctuación en amplitud de los niveles lógicos de la señal de salida y prácticamente se eliminó el pulso que aparecía en las dos estructuras anteriores y que correspondía a un nivel lógico bajo.

La tabla 5.4 muestra una comparativa del desempeño obtenido por cada una de las estructuras anteriormente mencionadas.

**Tabla 5.4.** Comparativa de la compuerta OR entre las arquitecturas interferométricas estudiadas.

Estructura o esquema	Factor de calidad Q [dB]	Efecto <i>patterning</i>
OR convencional	9.59	Alto
OR con esquema diferencial	11.53	Moderado
OR con <i>turbo-switch</i> y esquema diferencial	14.99	Bajo

La compuerta OR con *turbo-switch* y esquema diferencial que proponemos en este trabajo exhibió una clara superioridad en términos del factor de calidad, alcanzando un Q de 14.99 dB. Sin embargo, presenta el inconveniente de poseer un mayor grado de complejidad y de emplear el doble de SOAs. No obstante, exhibe una notoria mejora en el desempeño de la compuerta OR.

Este estudio nos permitió explorar el enorme potencial de la estructura de *turbo-switch*, la cual posteriormente emplearemos para la creación de otras compuertas y circuitos fotónicos con la finalidad de incrementar su tasa de operación, así como mejorar su desempeño.

## Capítulo 6

# Diseño de una Compuerta AND con Turbo-Switch

En este capítulo se presenta una ingeniosa arquitectura capaz de realizar la operación lógica AND a una velocidad de 160 Gb/s. La configuración propuesta está basada en el uso de un interferómetro Mach-Zehnder asistido por la estructura de *turbo-switch* y que incorpora el esquema diferencial, a esta arquitectura la hemos llamado *turbo-switched* AND. Además, se realiza un análisis para determinar los principales parámetros físicos que rigen el desempeño de esta compuerta.

La arquitectura propuesta es comparada con una compuerta AND que opera a 80 Gb/s, la cual está basada en el SOA-MZI que emplea el esquema diferencial y que hasta ahora ha sido reportada como la compuerta AND más rápida de su tipo, es decir, aquella que depende del *bulk* SOA como elemento de procesamiento no lineal.

Adicionalmente, se demuestra la operación libre de errores de un circuito medio sumador (*half-adder*) operando a 160 Gb/s. Para ello se combina la compuerta *turbo-switched* AND aquí propuesta con una compuerta *turbo-switched* XOR [35] previamente estudiada por nuestro grupo de investigación.

### 6.1. Compuerta AND con esquema diferencial (SOA-MZI with DS)

En esta sección se estudia la estructura AND basada en el SOA-MZI que emplea el esquema diferencial, de aquí en adelante la llamaremos *differential* AND. Este análisis se realiza con el fin de establecer una referencia que nos permita comparar adecuadamente nuestra compuerta *turbo-switched* AND con la *differential* AND presentada en [8]. Esta comparación es relevante dado que la compuerta *turbo-switched* AND representa una evolución natural sobre la *differential* AND. La figura 6.1 ilustra el diagrama esquemático de la compuerta *differential* AND, así como su respectiva tabla de verdad [143].

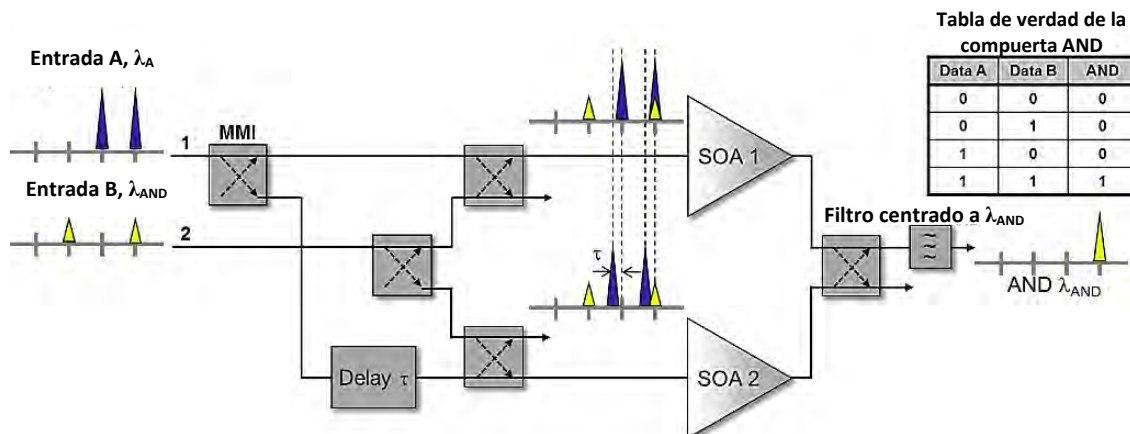


Figura 6.1. Compuerta AND con SOA-MZI y esquema diferencial.

Las señales de datos A y B consisten en dos diferentes secuencias PRBS, la primera está centrada a una longitud de onda  $\lambda_A$  y la segunda a  $\lambda_{AND}$ . La secuencia de datos A actúa como señal de control, por lo que es la responsable de modificar la amplitud y la fase de la señal de prueba (secuencia B) a través de los fenómenos de XGM y XPM cuando ambas se propagan de manera simultánea a través de alguno de los SOAs.

La estructura interferométrica de la figura 6.1 está inicialmente ajustada para producir una interferencia totalmente destructiva en el puerto de salida (después del filtro óptico centrado a  $\lambda_{AND}$ ) cuando la señal de prueba se transmite en solitario. Por lo tanto, cuando A="0" y B="1", no se induce ningún cambio de fase sobre la señal de prueba, por lo que la interferencia inicialmente destructiva no se ve afectada, en consecuencia, se obtiene un "0" lógico a la salida. Asimismo, la estructura presentará un "0" lógico a su salida para los casos en que B="0" independientemente del valor de la señal de datos A. Esto se debe que el filtro óptico ubicado a la salida bloquea el paso de la señal de control (datos A).

El caso más interesante se presenta cuando A="1" y B="1". Bajo esta condición, la versión de la señal de control (datos A) que se transmite a través del brazo superior del interferómetro induce un cambio de fase sobre la señal de prueba vía XPM. Dicho desplazamiento de fase, generado dentro del SOA 1, produce un desbalance entre los brazos del MZI, propiciando de esta forma una interferencia predominantemente constructiva. Se dice que se abre una ventana de transmisión. Un tiempo  $\tau$  después, la versión retrasada de la señal de control se introduce al SOA 2. La señal de prueba que viaja a lo largo del brazo inferior experimenta un desplazamiento de fase similar al del brazo opuesto, reestableciendo de esta manera la interferencia de carácter destructivo. Se dice que la versión retrasada de la señal de control cierra la ventana de transmisión. La ventana permite el paso de la señal de prueba mientras permanece abierta. Para este caso en particular se obtiene un "1" lógico a la salida de la compuerta, ya que la señal de prueba se propaga de manera simultánea junto con la versión sin retraso del pulso de control, por lo que coincide con la apertura de la ventana de transmisión. Mientras que la señal de control retrasada produce una rápida conmutación en la ventana de transmisión para reducir los problemas de distorsión del patrón de datos [143].

## 6.2. Compuerta AND con turbo-switch y esquema diferencial (TS-MZI with DS)

La figura 6.2 ilustra el diagrama esquemático de la compuerta *turbo-switched* AND aquí propuesta. En cada brazo del interferómetro se ha colocado una estructura de *turbo-switch* con la finalidad de acelerar la dinámica de la compuerta AND, en especial, su recuperación de la fase.

Se espera que una conmutación más rápida de la ventana de transmisión produzca una reducción aún mayor en el nivel de distorsión del patrón de datos en comparación con la estructura *differential* AND. Además, se predice un factor de calidad elevado y, en consecuencia, una baja tasa de bits en error.



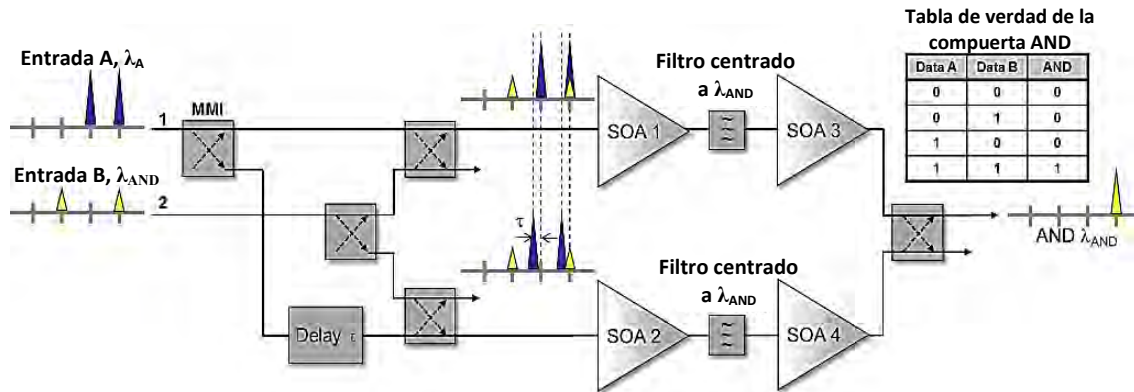


Figura 6.2. Compuerta AND con TS-MZI y esquema diferencial.

El principio de funcionamiento es básicamente el mismo que el de la compuerta *differential* AND, tendremos un “1” lógico a la salida únicamente cuando la señal de control crea la ventana de transmisión y un pulso de la señal de prueba está presente, es decir, cuando A=“1” y B=“1”. La gran diferencia recae en la incorporación de la estructura de *turbo-switch* la cual fue analizada en el capítulo anterior.

### 6.3. Análisis numérico

#### 6.3.1. Análisis de las compuertas *differential* AND y *turbo-switched* AND a 80 Gb/s

El análisis numérico fue llevado a cabo empleando el simulador de circuitos fotónicos programado en LabVIEW. Gracias a su enfoque modular y facilidad de reconfiguración, nos fue posible analizar las compuertas *differential* AND y *turbo-switched* AND operando a una tasa de 80 Gb/s. Se eligió esta tasa en particular debido a que es la velocidad máxima a la cual la compuerta *differential* AND (previamente demostrada numérica y experimentalmente en [8]) exhibe un funcionamiento libre errores (en este caso,  $BER < 1 \times 10^{-13}$ ). Además, de esta forma podemos establecer una comparación justa entre nuestros resultados y los reportados en [8].

En la simulación de la compuerta *differential* AND, mostrada en la figura 6.1, se emplearon dos secuencias PRBS distintas, cada una de 512 bits de longitud y con una anchura a media altura de 2 ps (ciclo de trabajo de 16%). Se tomaron 64 muestras por bit y se empleó una tasa de repetición de 80 Gb/s. Las señales de datos A y B fueron centradas a una longitud de onda  $\lambda_A$  de 1569.6 nm y  $\lambda_{AND}$  de 1550.1 nm, respectivamente. El filtro óptico fue modelado como un filtro paso-banda Gaussiano de primer orden, con un ancho de banda de 600 GHz, 3 dB de pérdidas de inserción y centrado a una longitud de onda  $\lambda_{AND}$ . Las pérdidas de inserción en el MMI se consideraron despreciables. El tiempo de retardo  $\tau$  del esquema diferencial se ajustó a 1.5 ps. Los parámetros del SOA son los mostrados en la tabla 5.1. Al igual que en el resto de las simulaciones, se modela al SOA con un factor de confinamiento de 0.6, 500  $\mu\text{m}$  de longitud, 2.8  $\mu\text{m}$  de ancho y 0.25  $\mu\text{m}$  de alto. Tanto el SOA 1 como el SOA 2 fueron alimentados con una corriente de 250 mA.

Como se mencionó anteriormente, es posible obtener altos factores de calidad de manera arbitraria a expensas de una muy baja potencia a la salida. En esta simulación, al igual que en las subsecuentes, salvo que se indique lo contrario, hemos realizado el proceso de optimización de los principales parámetros de la estructura imponiéndonos como restricción una potencia pico promedio de salida de 0.1 mW. Por lo que la potencias de las secuencias de entrada son ajustadas para cumplir con esta condición.

La figura 6.3(a) muestra el PED que se obtiene a la salida de la compuerta *differential* AND después del proceso de optimización. Se midió un  $Q_{dB}$  de 8.45 dB correspondientes a un BER de  $1.2 \times 10^{-12}$ . Nuestro resultado es muy similar al reportado en [8], donde se mide un  $Q_{dB}$  de 8.57 dB empleando el mismo tipo de pulsos y estructura, pero con un valor de  $\tau$  de 2.25 ps.

A pesar de que la compuerta *differential* AND presenta un funcionamiento adecuado, se pueden observar notorias fluctuaciones en el nivel de amplitud de los “1s” lógicos debido al efecto de distorsión del patrón de datos, el cual degrada el rendimiento de la compuerta lógica y con ello su factor de calidad asociado. Este efecto indeseable puede reducirse mediante el uso de la estructura *turbo-switched* AND mostrada en la figura 6.2.

Para la simulación de la compuerta *turbo-switched* AND se emplearon dos filtros ópticos con un ancho de banda de 800 GHz, el retardo  $\tau$  se ajustó a 1.6 ps y se inyectó una corriente de 249.89 mA a SOA 4 con el fin de proveer un ligero desbalance a la estructura interferométrica. Los demás SOAs fueron alimentados con 250 mA. El resto de los parámetros fueron los mismos que los empleados en la simulación anterior. La figura 6.3(b) muestra el PED que se obtiene a la salida de la compuerta *turbo-switched* AND. Se observa una mayor apertura del diagrama de ojo y una menor fluctuación de amplitud. Se midió un  $Q_{dB}$  de 10.95 dB correspondientes a un BER de  $6.6 \times 10^{-36}$ . La estructura propuesta muestra una clara superioridad en términos del factor de calidad cuando es operada a 80 Gb/s, además, ahora exhibe un funcionamiento prácticamente libre de errores.

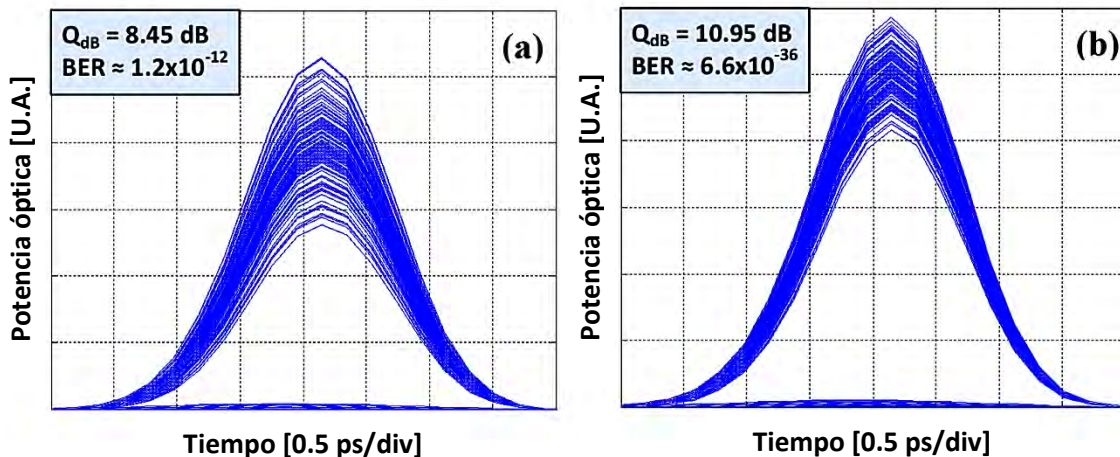


Figura 6.3. Pseudo-diagrama de ojo a 80 Gb/s de las compuertas:

(a) *Differential* AND y (b) *Turbo-switched* AND.

Los resultados de la simulación hacen evidente la ventaja de emplear una arquitectura más elaborada. La estructura basada en el *turbo-switch* no solo mejora el desempeño de la compuerta, sino que además nos abre la posibilidad de operarla a mayores tasas de repetición manteniendo un desempeño apropiado.

### 6.3.2. Análisis de las compuertas differential AND y turbo-switched AND a 160 Gb/s

Basándonos en el excelente desempeño exhibido por la compuerta *turbo-switched* AND a 80 Gb/s, en esta sección comparamos el rendimiento de las compuertas *differential* AND y *turbo-switched* AND a una tasa de 160 Gb/s. Entre los cambios realizados en comparación con las simulaciones anteriores está el aumento en el ciclo de trabajo de las secuencias de entrada a 28% correspondientes a una anchura del pulso de 1.75 ps. Además, considerando el ensanchamiento del espectro de las señales de entrada con respecto al caso estudiado anteriormente, la longitud de onda de las señales de entrada A y B fueron cambiadas a  $\lambda_A = 1580.4$  nm y  $\lambda_{AND} = 1539.8$  nm, respectivamente.

En el caso de la compuerta *differential* AND, se incrementó el ancho de banda del filtro (centrado a una longitud de onda  $\lambda_{AND}$ ) a 1800 GHz, mientras que el retardo  $\tau$  se ajustó a 1.5 ps. Ambos SOAs fueron alimentados con 250 mA de corriente. La figura 6.4(a) muestra el PED de la compuerta *differential* AND simulada a 160 Gb/s. Como era de esperarse, exhibe un bajo desempeño debido a la reducción del periodo de repetición de las secuencias de entrada y a una insuficiente velocidad de recuperación de los SOAs. En consecuencia, se presentan mayores fluctuaciones en la amplitud de los “1s” lógicos, además, se observa la presencia de pequeños pulsos correspondientes a un estado lógico “0”. El factor de calidad  $Q_{dB}$  cae hasta 7.15 dB y se obtiene un BER de  $1.1 \times 10^{-7}$ , el cual se encuentra muy por arriba de un nivel aceptable ( $BER < 1 \times 10^{-13}$ ).

En el caso de la compuerta *turbo-switched* AND se ajustó el valor de  $\tau$  a 1.4 ps. El SOA 4 fue alimentado con 249.84 mA y el resto de los SOAs con 250 mA. Los demás parámetros permanecieron sin modificación alguna.

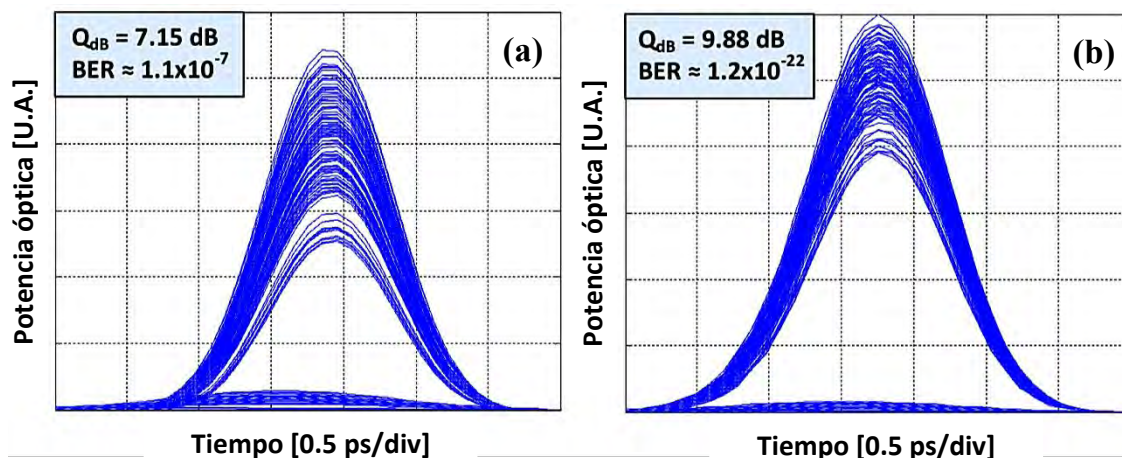
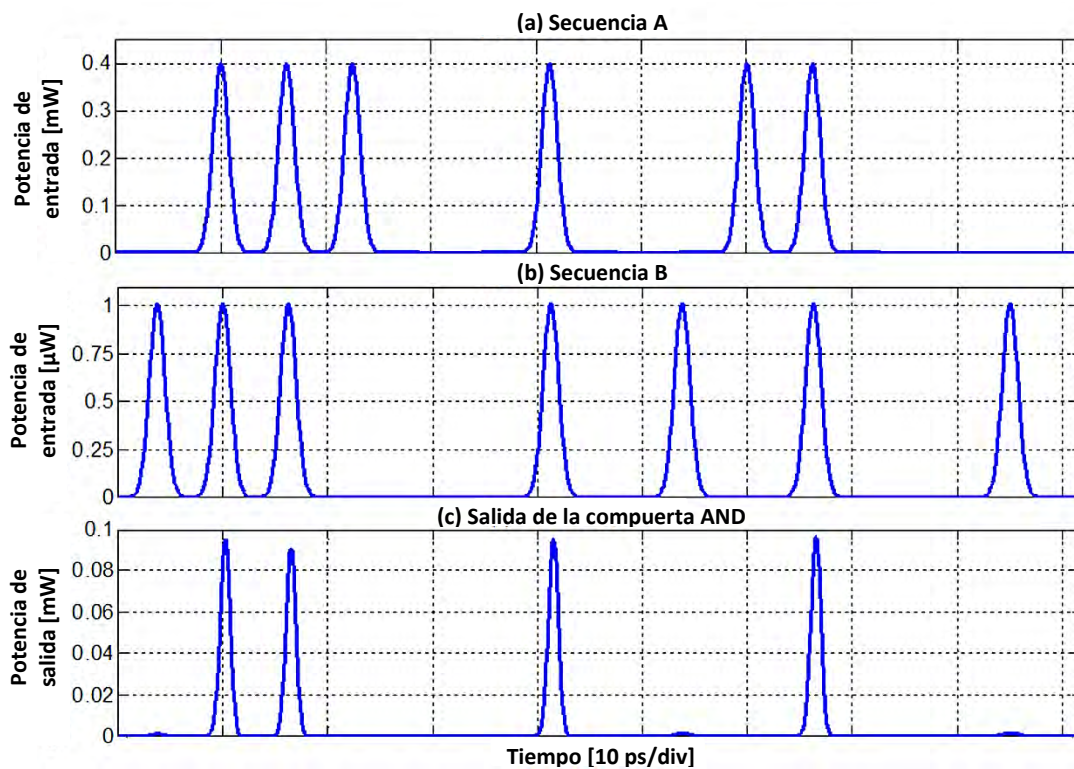


Figura 6.4. Pseudo-diagrama de ojo a 160 Gb/s de las compuertas:  
(a) *Differential* AND y (b) *Turbo-switched* AND.

La figura 6.4(b) muestra el PED de la compuerta *turbo-switched* AND simulada a 160 Gb/s. El factor  $Q_{dB}$  cae de 10.95 dB (*turbo-switched* AND a 80 Gb/s) a 9.88 dB. Sin embargo, el desempeño sigue siendo superior al de la compuerta *differential* AND, incluso exhibe un mejor factor de calidad que cuando esta última opera a 80 Gb/s. De acuerdo a lo mostrado en la misma figura, se obtuvo un BER de  $1.2 \times 10^{-22}$ , por lo que podemos afirmar que exhibe un funcionamiento libre de errores. Más aún, si establecemos como restricción un valor de BER menor a  $1 \times 10^{-13}$ , nuestra compuerta es capaz de operar a una velocidad todavía más alta, de hasta 260 Gb/s, exhibiendo una potencia pico promedio a la salida de 0.1 mW. De hecho, la compuerta *turbo-switched* AND puede ser operada a una tasa de 320 Gb/s, sin embargo, se obtiene un bajo factor de calidad  $Q_{dB} = 7.27$  dB, correspondientes a un BER de  $48.39 \times 10^{-9}$ .

Cuando comparamos los PEDs mostrados en la figura 6.4, se observa un mejor rendimiento de la compuerta *turbo-switched* AND, la apertura de su correspondiente diagrama de ojo es más amplia y es menos afectada por el efecto de distorsión del patrón de datos. Esto se debe a la incorporación de la estructura de *turbo-switch* que acelera la dinámica de la arquitectura interferométrica.

La figura 6.5 consigna un segmento de las señales de entrada y de la salida cuando se emplea la compuerta *turbo-switched* AND. Como era de esperarse, solo se presenta un “1” lógico a la salida de la compuerta cuando A=“1” y B=“1”. Por lo tanto, se demuestra una operación lógicamente correcta de la arquitectura propuesta.



**Figura 6.5.** Secuencias de entrada y salida de la compuerta *turbo-switched* AND.

(a) Señal de datos de entrada A. (b) Señal de datos de entrada B.

(c) Resultado de la operación A AND B.

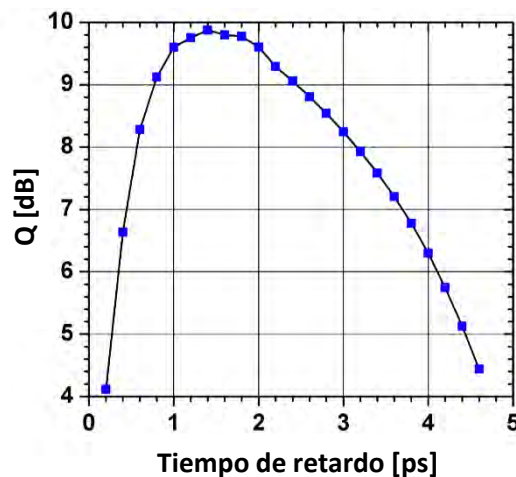


No se aprecian grandes variaciones en el nivel de amplitud de los pulsos de salida. Sin embargo, el ancho de estos pulsos es ligeramente más estrecho que los pulsos de entrada. Esto se debe a las características propias de la ventana de conmutación cuya amplitud, posición y forma, moldean a los pulsos de salida.

### 6.3.3. Estudio de los parámetros físicos clave

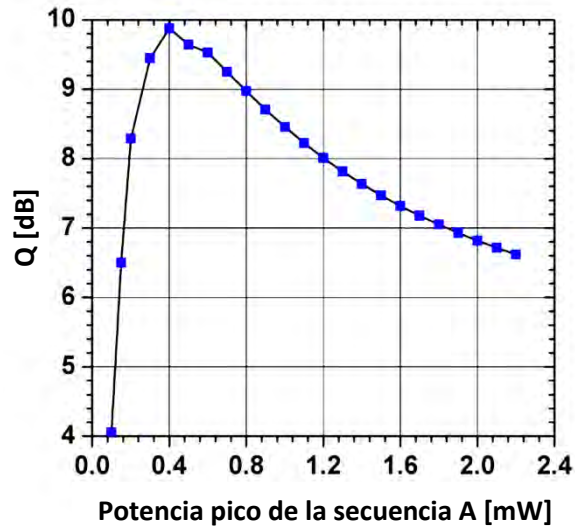
En esta sección se estudian los principales parámetros de ajuste, simulando la compuerta *turbo-switched* AND a una tasa de 160 Gb/s. La corriente de alimentación de los SOAs y el ancho de banda de los filtros ópticos permanecieron sin modificación alguna con respecto a la simulación anterior. En todos los casos se empleó una potencia pico de 1  $\mu$ W para la secuencia B.

La figura 6.6 ilustra la variación del factor de calidad en función del retardo. El factor  $Q_{dB}$  es máximo cuando  $\tau = 1.4$  ps. Si disminuimos el retraso, el factor de calidad cae repentinamente debido a que la ventana de transmisión se hace cada vez más estrecha. Por otro lado, conforme incrementamos  $\tau$  a partir de su punto óptimo,  $Q_{dB}$  decrece debido a la pérdida de sincronía entre la señal de prueba y la ventana de transmisión resultante. Note que si empleamos un retardo igual al ancho del pulso ( $\tau = 1.75$  ps), el factor  $Q_{dB}$  es cercano a su valor máximo, por lo que en principio este podría ser un buen punto de partida en el proceso de optimización. El comportamiento exhibido por estos parámetros coincide con el presentado en [8].



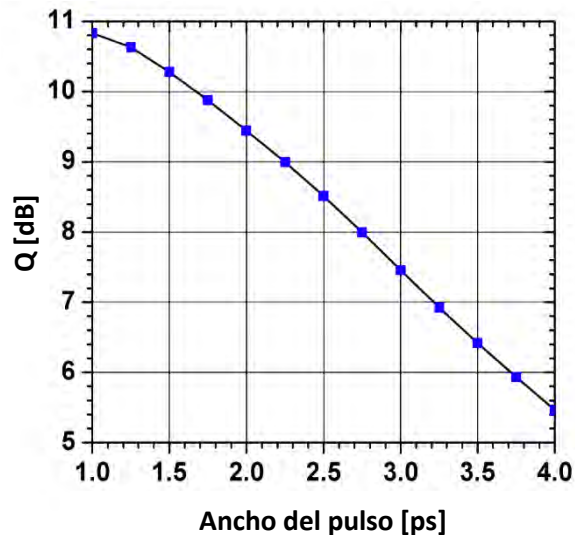
**Figura 6.6.** Dependencia del factor de calidad de la compuerta *turbo-switched* AND (a 160 Gb/s) con respecto al tiempo de retardo.

La figura 6.7 muestra la relevancia de elegir un valor adecuado del nivel de potencia de la secuencia de datos A, la cual actúa como señal de control. Como se observa en la gráfica, la potencia de la secuencia A debe ser lo suficientemente intensa como para saturar el SOA e inducir el fenómeno de XPM, pero al mismo tiempo debe de permitirnos una rápida recuperación de la fase para reducir los efectos de distorsión del patrón de datos. Cuando empleamos una baja potencia, no se inducen los procesos no lineales dentro del SOA y por consecuencia el efecto de conmutación desaparece. Al introducir una alta potencia, el factor  $Q_{dB}$  cae debido a una mayor distorsión en el patrón de datos.



**Figura 6.7.** Dependencia del factor de calidad de la compuerta *turbo-switched* AND (a 160 Gb/s) con respecto a la potencia pico de la secuencia A.

La figura 6.8 muestra que es posible obtener un mejor rendimiento de la compuerta *turbo-switched* AND cuando se emplean pulsos ópticos más estrechos. El comportamiento es similar cuando se utiliza la compuerta *differential* AND [8]. Lo anterior se debe a que los pulsos de entrada poseen una menor energía, ya que se mantuvo la misma potencia pico. Por lo tanto, los pulsos cortos inducirán un débil agotamiento en la densidad de portadores del SOA, en consecuencia, este exhibirá una recuperación más rápida, justo como se analizó en el capítulo anterior. Sin embargo, la generación de pulsos ópticos tan estrechos es una tarea compleja y exige un alto grado de sincronía entre las señales de entrada. Por lo tanto, la duración del pulso se verá limitada por cuestiones prácticas como la facilidad de generación.



**Figura 6.8.** Dependencia del factor de calidad de la compuerta *turbo-switched* AND (a 160 Gb/s) con respecto al ancho del pulso de las señales de entrada.

### 6.4. Consumo de potencia

A pesar de los beneficios que ofrece la estructura *turbo-switched* AND, un análisis del consumo de potencia revela que la compuerta requiere alrededor de 1 W para operar de manera correcta. Esta cantidad se incrementa rápidamente hasta niveles imprácticos ante el hipotético caso de interconectar miles de compuertas basadas en el *turbo-switch*, por lo que representa una limitante en el número de compuertas que pueden ser integradas dentro un mismo circuito fotónico. Siguiendo un análisis similar al presentado en [144], se puede deducir que la potencia consumida por la compuerta AND propuesta se debe principalmente a la corriente suministrada a cada uno de los cuatro SOAs. Si asumimos que cada SOA presenta un voltaje típico de 1 V [145], entonces, cada uno de ellos estaría consumiendo alrededor de 250 mW de potencia. Por tanto, la compuerta *turbo-switched* AND estaría demandando 1 W aproximadamente. Esta cantidad se incrementa si se emplean enfriadores termoeléctricos tipo Peltier para estabilizar la temperatura de los SOAs. No obstante, el consumo de energía eléctrica por bit de la compuerta *turbo-switched* AND operando a 160 Gb/s es de apenas 6 pJ, el cual puede considerarse dentro de la gama de bajo consumo con respecto al estado del arte de las compuertas lógicas totalmente ópticas que basan su funcionamiento en el uso del SOA como elemento de procesamiento no lineal [144,145].

### 6.5. Half-adder

Recientemente se han propuesto varias configuraciones totalmente ópticas que realizan la función de medio-sumador o *half-adder*. Aquellas que se basan en el SOA son las que se investigan de manera más activa. En el 2016 se presentó una estructura fotónica que realiza de forma simultánea las operaciones de *half-adder/subtractor* a una tasa de 160 Gb/s empleando un interferómetro MZI con un *quantum-dot* SOA en cada uno de sus brazos [146]. Además, se han reportado otras estructuras *half-adder* que operan a una tasa de 10 Gb/s y que basan su funcionamiento en el uso de un *bulk* SOA cuando opera de manera autónoma [147,148] o cuando asiste a un MZI [27,28]. Incluso se han alcanzado velocidades de hasta 80 Gb/s cuando se incorpora al *bulk* SOA dentro de un TOAD [149].

Siguiendo un enfoque similar a [28], es posible construir un *half-adder* mediante la operación combinada de las compuertas *turbo-switched* XOR y *turbo-switched* AND, empleando la estructura ilustrada en la figura 6.9.

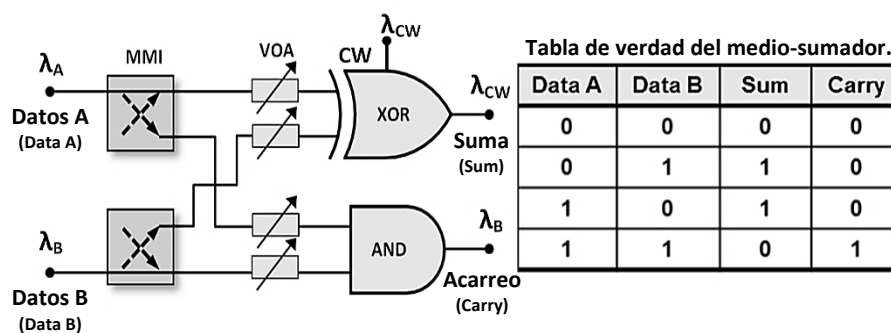
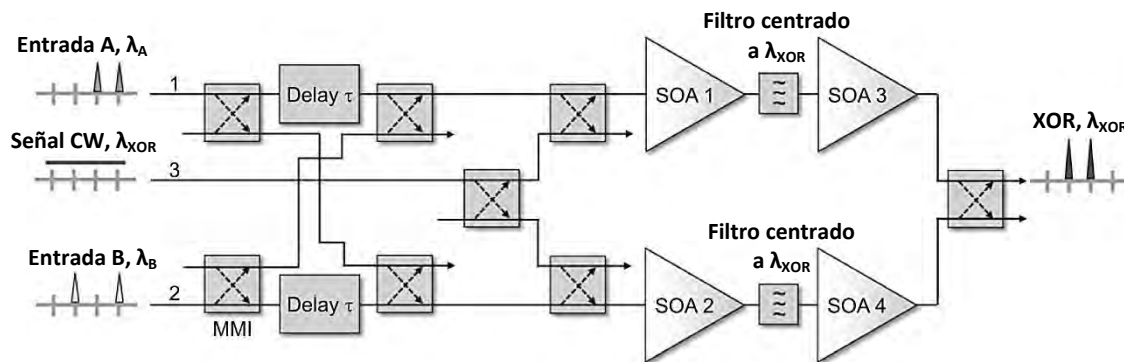


Figura 6.9. Diagrama del circuito *half-adder* y su respectiva tabla de verdad.

La secuencias de entrada A y B se centraron a una longitud de onda  $\lambda_A$  y  $\lambda_B$ , respectivamente. La implementación de la compuerta XOR requirió el uso de una señal de onda continua (CW) centrada a una longitud de onda  $\lambda_{CW}$ . A la salida de la compuerta XOR tendremos la suma a una longitud de onda  $\lambda_{CW}$ , mientras que la compuerta AND nos proporcionará el acarreo a una longitud de onda  $\lambda_B$ . Las secuencias A y B se introducen en ambas compuertas con la ayuda de los MMI que actúan como divisores. Los atenuadores variables se emplean para ajustar la potencia de ambas señales antes de ingresar a las compuertas. En el caso de la compuerta AND, es muy importante ajustar la potencia de la secuencia de datos B, ya que en esta configuración funge como señal de prueba, por lo tanto, se requiere una baja potencia. En el caso de la compuerta XOR, las secuencias A y B actúan como señales de control por lo que ambas poseen un mismo nivel de potencia. La figura 6.10 muestra el diagrama esquemático de la compuerta XOR, su funcionamiento puede ser consultado en [35,139].



**Figura 6.10.** Compuerta XOR con TS-MZI y esquema diferencial (*turbo-switched XOR*).

El circuito fotónico mostrado en la figura 6.9 recibe el nombre de *turbo-switched half-adder*. Este circuito fue simulado a una tasa de 160 Gb/s. Las señales A y B consisten de dos distintas secuencias PRBS centradas a una longitud de onda de  $\lambda_A = 1597.2$  nm y  $\lambda_B = 1524.1$  nm, respectivamente. La señal CW se centró en  $\lambda_{CW} = 1559.8$  nm. En el caso de la compuerta *turbo-switched XOR* se emplearon filtros de 900 GHz de ancho de banda, centrados en  $\lambda_{CW}$ . Su tiempo de retardo se ajustó a 1.76 ps y se suministró una corriente de 250 mA a todos los SOAs. Para la compuerta *turbo-switched AND* se emplearon filtros con un ancho de banda de 1800 GHz y fueron centrados en  $\lambda_{CW}$ . El retardo  $\tau$  se ajustó a 1.4 ps, el SOA 4 se alimentó con 249.84 mA y el resto de los SOAs con 250 mA. Los demás parámetros permanecieron sin cambio con respecto a la simulación anterior.

La figura 6.11 muestra un segmento de las señales de entrada y de salida del *turbo-switched half-adder*. Empleando una tasa de repetición de 160 Gb/s, se demuestra un funcionamiento lógicamente correcto del circuito al operar conforme a su tabla de verdad, ilustrada en la figura 6.9. Además, la figura 6.11 exhibe el PED de la operación suma (salida de la compuerta XOR) y acarreo (salida de la compuerta AND). Puede apreciarse que el pulso correspondiente a la suma es ligeramente más ancho que el del acarreo, esto se debe a que la compuerta XOR emplea un tiempo de retardo  $\tau$  más largo. Asimismo, presenta el problema de lo que en inglés se denomina *after-pulse*, esto es, la indeseable presencia de un pequeño pulso a la salida debido a que la ventana de transmisión se vuelve a abrir después haber dejado pasar el pulso de interés [35].



Aun cuando, estrictamente hablando, la presencia de este pequeño pulso (*after-pulse*) no debe producir errores, ya que se encuentra fuera de la hipotética área de muestreo, este representa una fuga de energía observable en la señal de salida, la cual ocurre al no cerrar correctamente la ventana. Este efecto puede causar subsecuentes distorsiones de la señal en caso de que se contemple la interconexión de una serie de compuertas, y eso por ello que su presencia se señala.

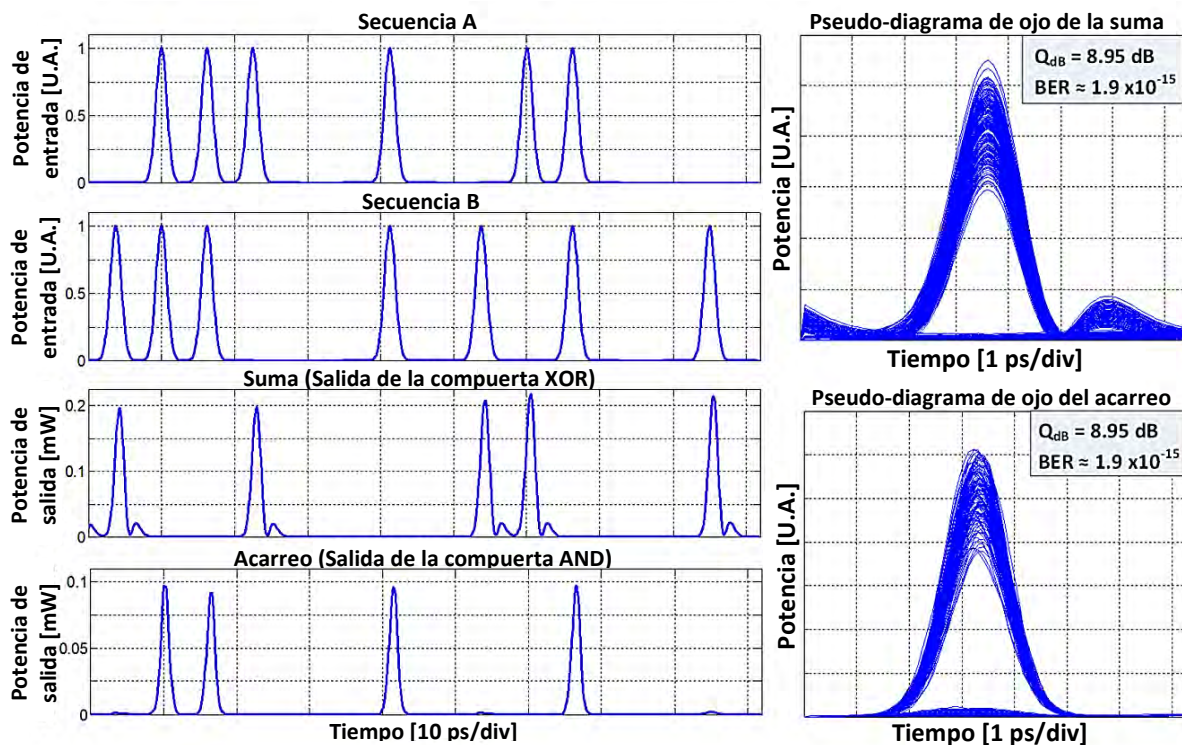


Figura 6.11. Simulación del circuito *turbo-switched half-adder* a una tasa de 160 Gb/s.

A pesar de que ambas operaciones exhiben el mismo valor de  $Q_{dB}$ , (8.95 dB) podemos decir que el desempeño de la compuerta *turbo-switched* AND es superior, ya que esta no sufre problemas de *after-pulse*, el cuál es difícil de eliminar [35]. Además, al operar ambas compuertas como un mismo circuito fotónico, decidimos igualar su rendimiento de manera deliberada. Bajo estas consideraciones, la compuerta AND exhibe una disminución de 1 dB en su factor de calidad con respecto a su operación en solitario (véase la figura 6.2). El desempeño exhibido por cada una de las compuertas, y por extensión, del circuito *turbo-switched half-adder*, se considera libre de errores.

## 6.6. Conclusiones

En este capítulo hemos propuesto y demostrado el correcto funcionamiento de una compuerta fotónica AND basada en el uso de un interferómetro Mach-Zehnder asistido por la estructura de *turbo-switch* y empleando el esquema diferencial (compuerta *turbo-switched* AND).

Gracias a la ayuda de nuestro sofisticado simulador de circuitos fotónicos se demostró un funcionamiento libre de errores ( $BER < 1.0 \times 10^{-13}$ ) de la compuerta *turbo-switched* AND al ser operada a 80 y 160 Gb/s. Nuestra propuesta muestra una clara superioridad en términos del factor de calidad y de velocidad de operación con respecto a la, menos sofisticada, compuerta *differential* AND.

La estructura de *turbo-switch* nos permitió reducir drásticamente la distorsión en el patrón de datos debido a que acelera la dinámica de nuestra arquitectura al producir una veloz recuperación en la densidad de portadores de carga. Como consecuencia de emplear la estructura del *turbo-switch* se produce un incremento en el nivel de complejidad del circuito: se duplica el consumo de potencia, el número de filtros ópticos y SOAs.

A manera de resumen, la tabla 6.1 muestra los resultados que se obtuvieron al simular las arquitecturas *differential* AND y *turbo-switched* AND.

**Tabla 6.1.** Comparativa de las compuertas AND estudiadas.

Compuerta	Tasa [Gb/s]	Factor de calidad ( $Q_{dB}$ ) [dB]	BER	Retardo [ps]	Ancho del pulso [ps]	No. de SOAs	No. de filtros	Consumo de potencia [W]
<i>Differential</i> AND [8]	80	Aprox. 8.5	Aprox. $3 \times 10^{-13}$	2.25	2.00	2	1	---
<i>Differential</i> AND	80	8.45	$1.24 \times 10^{-12}$	1.5	2.00	2	1	0.5
<i>Turbo-switched</i> AND	80	10.95	$6.57 \times 10^{-36}$	1.6	2.00	4	2	1.0
<i>Differential</i> AND	160	7.15	$1.09 \times 10^{-7}$	1.5	1.75	2	1	0.5
<i>Turbo-switched</i> AND	160	9.88	$1.23 \times 10^{-22}$	1.4	1.75	4	2	1.0

Adicionalmente, se demostró el funcionamiento libre de errores de un circuito *half-adder* a una tasa de 160 Gb/s al combinar las estructuras *turbo-switched* XOR y *turbo-switched* AND.

Esta investigación representa un punto de partida en el diseño de circuitos fotónicos de alta velocidad basados en el uso de la estructura *turbo-switch*. Este posee el potencial para impulsar la filosofía de un sistema de comunicaciones totalmente óptico.

## Capítulo 7

# Diseño de una Compuerta AND con Turbo-Switch y Esquema Diferencial Mejorado

Es este capítulo se propone la arquitectura denominada *improved-differential scheme* (iDS), esto es, una versión mejorada del esquema diferencial convencional empleado en capítulos anteriores. De esta forma, podremos desacoplar la velocidad de conmutación del interferómetro Mach-Zehnder de su principal elemento no lineal (un *bulk* SOA). Además, se hace uso de la estructura de *turbo-switch* para proveer una aceleración en la dinámica de la arquitectura y de esta forma mejorar su desempeño.

Se demuestra numéricamente la operación libre de errores de una compuerta AND a una velocidad de procesamiento record de 640 Gb/s, convirtiéndose de esta forma en la compuerta AND más rápida de su tipo [150], es decir, aquella que depende del *bulk* SOA como elemento de procesamiento no lineal. Lo anterior es posible gracias a la incorporación de nuestra novedosa técnica. Por lo tanto, hacemos uso de un interferómetro Mach-Zehnder asistido por la estructura de *turbo-switch* y que incorpora el esquema diferencial mejorado, razón por la cual nos referimos a nuestro circuito fotónico como la compuerta *turbo-switched* AND con *improved differential scheme* (TS-AND con iDS).

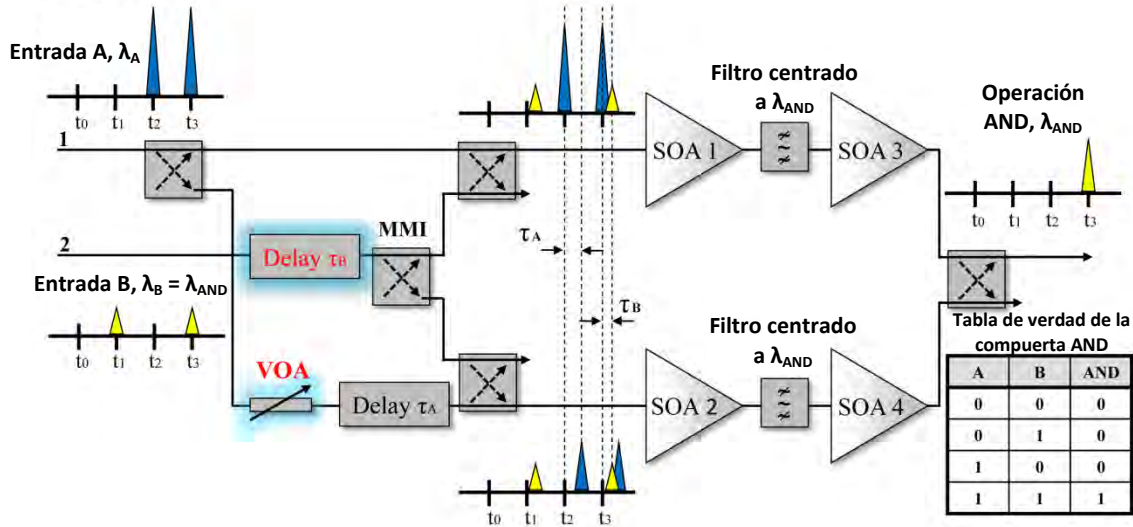
Se analizan numéricamente, los principales parámetros de diseño que influyen en el proceso de formación de la ventana de conmutación, en especial, el rol que asume el elemento extra de retardo y el atenuador óptico variable adicional, los cuales se incorporan para implantar el método diferencial mejorado. Asimismo, como parte de nuestra investigación, se obtiene una ecuación empírica que describe la relación que existe entre el desempeño de la compuerta TS-AND con iDS y su velocidad de operación.

Gracias a la gran versatilidad que nos ofrece esta compuerta, presentamos dos aplicaciones de interés en las telecomunicaciones: un convertidor de longitud de onda y un demultiplexor de una señal óptica multiplexada por división de tiempo (OTDM-DEMUX). Ambos circuitos operan igualmente, libre de errores, a una tasa de 640 Gb/s.

### 7.1. Compuerta AND con turbo-switch y esquema diferencial mejorado (TS-AND con iDS)

La estructura propuesta se basa principalmente en la compuerta *turbo-switched* AND. Dicha compuerta fue presentada en el capítulo anterior, mostrando una velocidad de operación máxima de 260 Gb/s cuando se impone un BER menor a  $1 \times 10^{-13}$ . Nuestra nueva compuerta, la TS-AND con iDS, no solo representa un avance con respecto a las compuertas convencionales, sino que además, introduce una nueva técnica basada en el esquema diferencial, que al combinarse con la estructura de *turbo-switch*, nos permite alcanzar un poco más del doble de velocidad en comparación con la exhibida por la compuerta *turbo-switched* AND.

La figura 7.1 muestra el diagrama de bloques de la compuerta AND basada en el uso de un interferómetro Mach-Zehnder asistido por la estructura de *turbo-switch* y que incorpora el esquema diferencial mejorado (TS-AND con iDS). Las señales ópticas A y B se encuentran centradas a una longitud de onda  $\lambda_A$  y  $\lambda_B = \lambda_{AND}$ , respectivamente. Ambas consisten en dos diferentes secuencias PRBS. La señal de datos A actúa como la señal de control, ya que posee una potencia óptica relativamente alta en comparación con la señal de datos B. La señal A es capaz de inducir un desplazamiento de fase sobre la señal de prueba (señal B) vía XPM cuando ambas se propagan simultáneamente a través del medio activo del SOA.

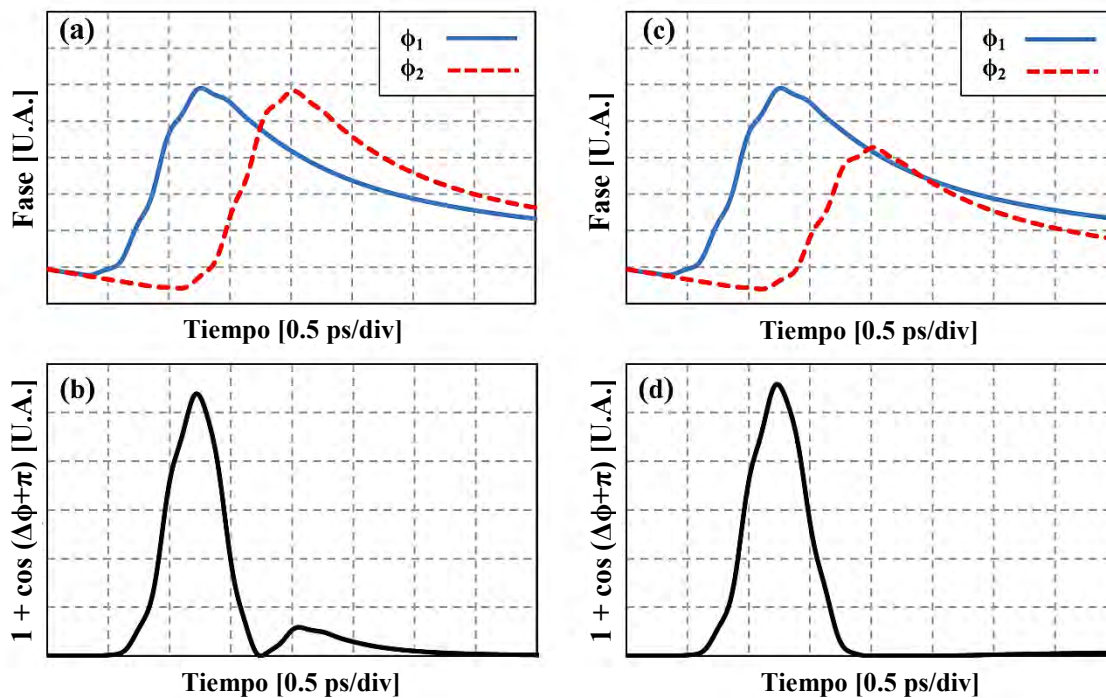


**Figura 7.1.** Diagrama de bloques de la compuerta TS-AND con iDS. Los elementos que se añaden para implementar el esquema diferencial mejorado (iDS) están resaltados con color azul.

De acuerdo a la estructura anterior, la secuencia A se propaga a través de ambos brazos del interferómetro MZI gracias al MMI ubicado en el extremo superior izquierdo. De forma similar, también lo hace la secuencia B; sin embargo, en esta ocasión se retrasa un tiempo  $\tau_B$  con respecto a la secuencia A. El interferómetro está ajustado para producir una interferencia destructiva en el puerto de salida cuando sólo se propaga la señal de prueba. Cuando ambas señales se transmiten de manera simultánea, la señal de control (secuencia A) que se propaga a través del brazo superior produce un desbalanceo de fase sobre la señal de prueba (secuencia B) vía XPM. Este proceso crea una interferencia predominantemente constructiva en el puerto de salida, por lo que se abre una ventana de transmisión. Un tiempo  $\tau_A$  después, la señal de prueba recupera su estado inicial de balance, ya que la versión retrasada y atenuada de la señal de control, que se transmite a través del brazo inferior, genera un desplazamiento de fase sobre la señal de prueba que contrarresta el producido en el brazo opuesto, por lo tanto, la ventana de transmisión se cierra. La secuencia A es bloqueada por el filtro óptico centrado a  $\lambda_{AND}$ , por lo que a la salida solo tendremos la presencia de la señal de prueba después de haber sido modulada por la señal de control. La secuencia B se retrasa un tiempo  $\tau_B$  con el fin de proveer una mayor sincronía entre esta y la ventana de transmisión creada por la secuencia A. Este retardo, junto con la atenuación que sufre la señal de control en el brazo inferior, son fundamentales en la implementación del esquema diferencial mejorado.

Cuando  $A=“0”$ , tal como ocurre en los instantes  $t_0$  y  $t_1$  de la figura 7.1, no se crea ninguna ventana de transmisión. Por lo tanto, permanece inalterada la interferencia destructiva a la cual se ajustó inicialmente el interferómetro, por lo que se impide la propagación de la señal de prueba; en consecuencia, el puerto de salida exhibe un “0” lógico. Cuando  $B=“0”$ , como ocurre en los instantes de tiempo  $t_0$  y  $t_2$ , no se introduce ninguna señal ubicada en  $\lambda_{AND}$ , por lo tanto, el puerto de salida exhibe un “0”, independientemente del estado lógico de la secuencia A. Por último, cuando  $A=“1”$  y  $B=“1”$ , como ocurre en  $t_3$ , la presencia de un pulso de la señal A induce la creación de una ventana de transmisión, permitiendo de esta forma la propagación de la señal B mientras la ventana permanece abierta. Por lo tanto, se obtiene un “1” lógico a la salida.

La principal contribución del esquema diferencial mejorado (iDS) recae en la incorporación de un elemento de retardo (*delay*  $\tau_B$ ) en el camino óptico que sigue la señal de prueba antes de ingresar a la estructura TS-MZI, así como la adición de un atenuador óptico variable (VOA) ubicado a la entrada del brazo inferior del interferómetro. A diferencia de lo que ocurre al emplear el método de corriente de polarización asimétrica [133], el VOA nos permite ajustar precisamente la potencia óptica de la señal de control que se ingresa al brazo inferior del interferómetro sin alterar las características de la señal de prueba. Además, permite que los parámetros operacionales de los SOAs colocados en cada brazo sean prácticamente iguales. La figura 7.2 nos muestra una comparación gráfica entre el esquema diferencial y su versión mejorada, donde se analiza la función que realiza el VOA. En ambos casos se empleó un retardo  $\tau_A$  de 0.7 ps y pulsos Gaussianos con una anchura de 0.438 ps. Por cuestiones de análisis se reemplazó, para la creación de esta figura y la siguiente, la secuencia de prueba por una señal de onda continua.



**Figura 7.2.** Comparación gráfica entre el esquema diferencial (DS) y su versión mejorada (iDS).

Fase inducida en el brazo superior ( $\phi_1$ ) e inferior ( $\phi_2$ ) cuando se usa: (a) DS y (c) iDS.

Ventana de transmisión resultante  $[1 + \cos(\Delta\phi + \pi)]$  cuando se emplea: (b) DS y (d) iDS, donde  $\Delta\phi = \phi_1 - \phi_2$ .

La figura 7.2(a) muestra el desplazamiento de fase que sufre la señal de prueba en ambos brazos del interferómetro después de haber pasado a través del segundo SOA (estructura de *turbo-switch*). Mientras que la figura 7.2(b) ilustra la ventana de conmutación resultante (de acuerdo a [151]). En ambas figuras se emplea el método diferencial convencional.

Como se aprecia en las figuras 7.2(a) y 7.2(b), la versión retrasada de la señal de control (secuencia A) que se transmite a lo largo del brazo inferior, se encarga de cerrar la ventana de transmisión cuando ambas fases son iguales ( $\Delta\phi = 0$ ). Sin embargo, se observa que poco tiempo después la ventana se vuelve a abrir, permitiendo de esta manera la transmisión de la señal B durante un periodo de tiempo más largo. En consecuencia, aparece un indeseable *after-pulse* en el puerto de salida, como también se ha reportado en [35]. Si la señal de prueba se reemplaza por una secuencia de bits, y un pulso se propaga antes de que la fase se recupere por completo, entonces, la señal de salida sufrirá de distorsión del patrón de datos, ocasionando con ello notables fluctuaciones en su nivel de amplitud.

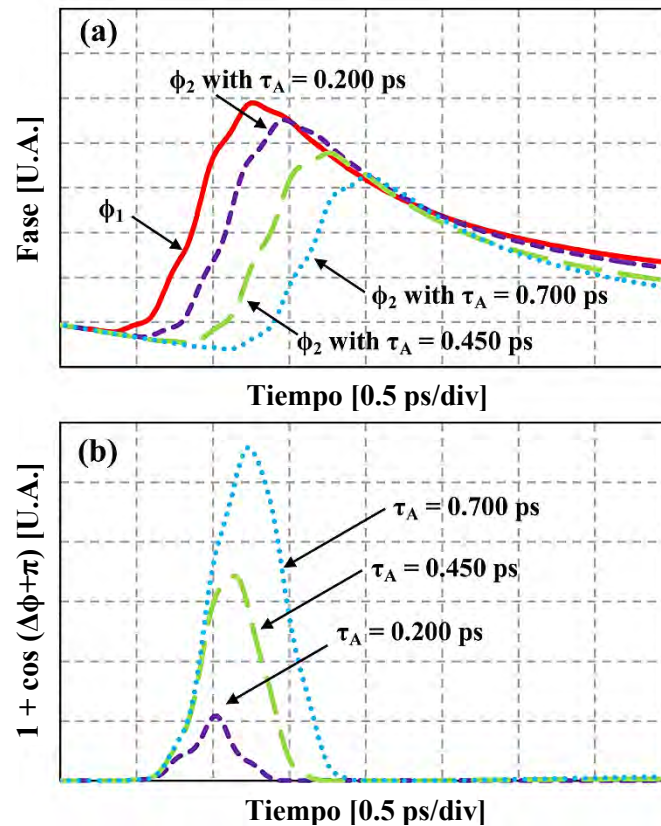
Las figuras 7.2(c) y 7.2(d) muestran respectivamente, el desplazamiento de fase que experimenta la señal de prueba en ambos brazos del MZI y la ventana de transmisión resultante, cuando se emplea el método diferencial mejorado y el VOA es ajustado apropiadamente. Al variar el nivel de atenuación que proporciona el VOA, es posible controlar la magnitud del desplazamiento de fase inducido en el brazo inferior. En este caso se aprecia que gracias a un mayor grado de acoplamiento entre el desplazamiento de fase que se induce en ambos brazos (figura 7.2(c)), es posible producir una ventana de conmutación que permanece prácticamente cerrada después de haber sido cancelada por la versión retrasada de la señal de control (figura 7.2(d)). Por lo tanto, se crea una ventana de transmisión que mitiga el problema del *after-pulse* y con ello reduce significativamente el nivel de distorsión del patrón de datos. Además, ayuda a incrementar ligeramente la amplitud y la duración de la ventana de transmisión, permitiendo así el paso de una mayor cantidad de energía cada vez que la ventana se genera.

La figura 7.3(a) muestra el desplazamiento de fase que experimenta la señal de prueba para diferentes valores de retardo  $\tau_A$ . En cada caso, el VOA es ajustado adecuadamente para producir un cierre efectivo de la ventana de conmutación, esta se muestra en la figura 7.3(b).

De la figura 7.3(a) notamos que, conforme incrementamos  $\tau_A$ , la fase inducida en la señal de prueba que viaja en el brazo inferior ( $\phi_2$ ) sufre un retardo temporal con respecto a la fase inducida en el brazo opuesto ( $\phi_1$ ). Mientras más se incrementa  $\tau_A$ , el nivel de atenuación proveído por el VOA debe de ajustarse a valores más altos para producir un traslape entre las dos curvas ( $\phi_1$  y  $\phi_2$ ) y con ello lograr un cierre efectivo de la ventana.

En la figura 7.3(b) se aprecia que dependiendo del valor de  $\tau_A$  elegido, se obtienen diferentes ventanas de transmisión que varían en forma, amplitud y posición central. Este comportamiento justifica claramente la necesidad de sincronía entre la ventana de conmutación resultante y la señal de prueba (cuando esta está constituida por una secuencia de bits), con el fin de aprovechar al máximo la ventana de transmisión cuando se encuentra completamente abierta.





**Figura 7.3.** Análisis gráfico de la fase inducida en ambos brazos del interferómetro y su ventana de transmisión resultante en función del retardo  $\tau_A$ , cuando del VOA es ajustado correctamente.  
 (a) Fase inducida en el brazo superior ( $\phi_1$ ) e inferior ( $\phi_2$ ). (b) Ventana de transmisión.

Gracias a la incorporación de un elemento extra de retardo (*delay*  $\tau_B$ ), colocado en la trayectoria óptica de la señal de prueba antes de ser dividida (véase figura 7.1), podemos ajustar la posición temporal de la señal de prueba para que coincida con la máxima apertura de la ventana.

Si elegimos un valor pequeño de  $\tau_A$ , la ventana de transmisión resultante experimenta un cierre efectivo; desgraciadamente, su amplitud y duración se ven drásticamente reducidas. En el caso contrario, cuando seleccionamos un valor grande de  $\tau_A$ , la ventana presenta una mayor amplitud y duración, sin embargo, exhibe el problema de *after-pulse*. Por lo tanto, el valor óptimo de  $\tau_A$  es aquél que proporciona un balance adecuado entre el problema del *after-pulse* y las características (duración y amplitud) de la ventana de transmisión resultante.

## 7.2. Análisis numérico

Al igual que en el resto de los análisis numéricos, empleamos el simulador de circuitos fotónicos de LabVIEW abordado en capítulos anteriores. A través de la simulación de la compuerta TS-AND con iDS, se pretende demostrar su superioridad en términos de desempeño y velocidad de operación en comparación con configuraciones convencionales basadas en el *bulk* SOA.

### 7.2.1. Análisis de la compuerta TS-AND con iDS a 640 Gb/s

Las características físicas de los SOAs que forman parte de la compuerta TS-AND con iDS (figura 7.1), son prácticamente las mismas que las empleadas en las simulaciones reportadas en capítulos anteriores, esto es, una longitud de la región activa de 0.5 mm, un área transversal de  $0.7 \mu\text{m}^2$  y un factor de confinamiento de 0.6. El resto de los parámetros se presentan en la Tabla 5.1. En este caso, los cuatro SOAs son alimentados con 250 mA. Como señales de entrada A y B, se emplean dos diferentes secuencias PRBS muestreadas a 64 muestras por bit. Cada secuencia cuenta con una longitud de 512 bits y es introducida a una velocidad de 640 Gb/s. La longitud de las secuencias se eligió siguiendo un proceso similar al presentado en [152], donde se analiza la dependencia que exhibe el nivel de distorsión del patrón de datos (PE) con respecto a la longitud de la secuencia. El resultado que nos arrojó ese análisis es que el PE se mantiene prácticamente constante para una longitud de la secuencia mayor o igual a 512 bits al emplear una tasa menor o igual a 640 Gb/s. Por lo tanto, la longitud elegida es adecuada para nuestro caso de estudio, además, permanece dentro de los límites de memoria y tiempo de simulación que nos ofrece nuestra infraestructura computacional.

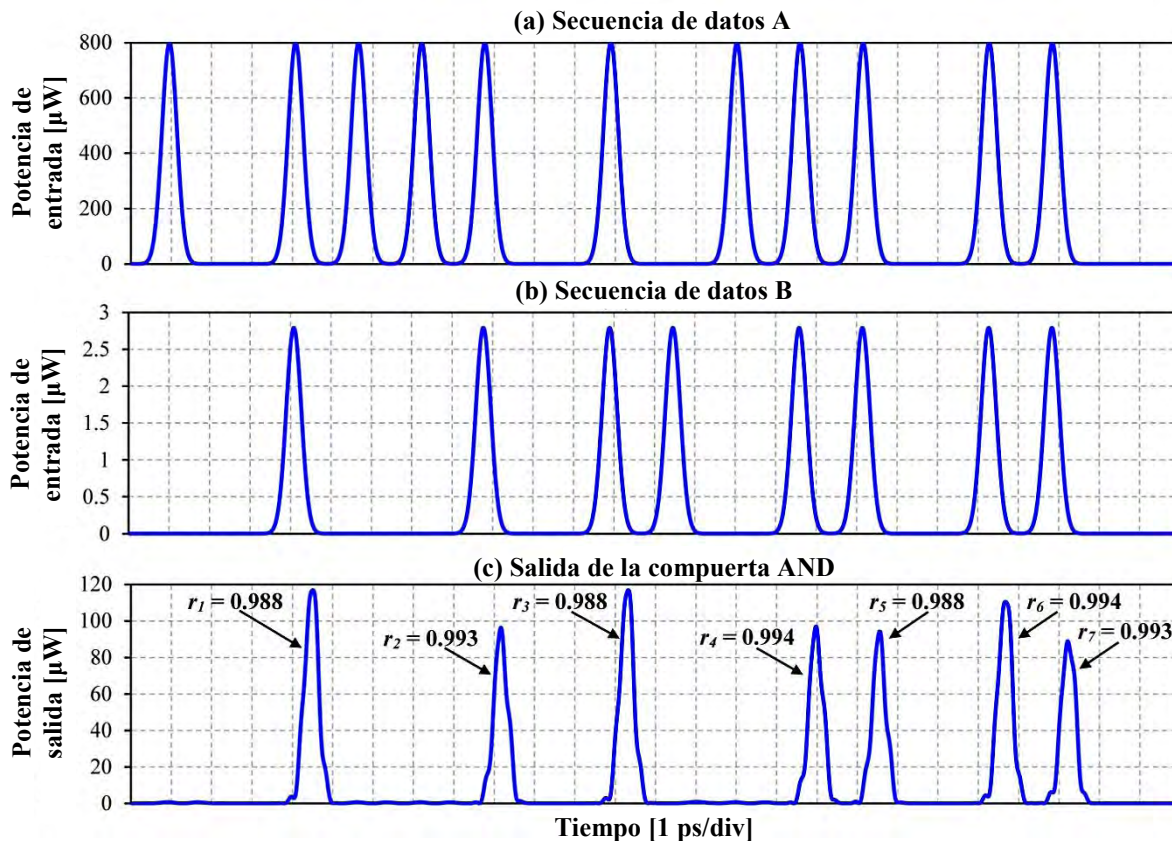
La secuencia A se centró a una longitud de onda  $\lambda_A=1580.4$  nm, mientras que la secuencia B se ubicó en  $\lambda_B=1539.8$  nm. Se empleó una tasa de repetición de 640 Gb/s y pulsos Gaussianos con una duración (FWHM) de 0.438 ps, correspondientes a un ciclo de trabajo del 28% y una anchura espectral (FWHM) de alrededor de 8 nm (1 THz). Note que las señales de entrada A y B se encuentran lo suficientemente separadas (alrededor de 40 nm) como para evitar cualquier traslape espectral. A pesar del intervalo frecuencial que las separa, ambas señales de entrada se encuentran ubicadas dentro del ancho de banda de ganancia (aquel intervalo de frecuencias o longitudes de onda que se encuentra delimitado por dos puntos donde la ganancia del amplificador decae 3 dB con respecto a su valor máximo) que exhibe un *bulk* SOA típico orientado a aplicaciones de telecomunicaciones.

Al igual que en las simulaciones anteriores, durante el proceso de optimización nos impusimos la restricción de obtener una potencia pico de 0.1 mW (en promedio) a la salida de nuestra compuerta. La optimización consistió en un preciso ajuste de la ventana de transmisión resultante y de las potencias de las señales de entrada para diferentes valores de  $\tau_A$ . Como se apreció en la figura 7.3, el VOA debe ser ajustado para cada valor de  $\tau_A$  con la finalidad de producir un cierre efectivo de la ventana. Después, se ajusta el retardo  $\tau_B$  para proveer sincronía entre la ventana de transmisión y los pulsos de la señal de prueba. Posteriormente, se varía la potencia de las señales de entrada para cumplir con la restricción de potencia de salida. Debido a que la magnitud del desplazamiento de fase (vía XPM) depende de la potencia óptica de las secuencias de entrada, el proceso de optimización se vuelve iterativo hasta que  $Q_{dB}$  alcanza un valor máximo o lo suficientemente alto.

El desempeño óptimo se obtuvo cuando se empleó:  $P_A=800 \mu\text{W}$  (potencia pico de la secuencia A) y  $P_B=2.79 \mu\text{W}$  (potencia pico de la secuencia B),  $\tau_A=0.7$  ps,  $\tau_B=0.5$  ps y el VOA fue ajustado para producir 0.12 dB de atenuación. En este caso, los filtros Gaussianos paso-banda se centran a  $\lambda_B=\lambda_{AND}$ , con un ancho de banda de 1800 GHz y 3 dB de pérdidas de inserción, mientras que en los MMI dichas pérdidas se desprecian, tal y como lo hemos hecho a lo largo de esta tesis.



La figura 7.4 ilustra un funcionamiento lógicamente correcto de la estructura propuesta (compuerta TS-AND con iDS) cuando se opera a una tasa de 640 Gb/s. La secuencia de salida (figura 7.4(c)), presenta un pulso Gaussiano exclusivamente cuando ambas señales exhiben un “1” lógico. Para el resto de las combinaciones, la potencia a la salida de la compuerta es prácticamente nula. De esta forma, se comprueba la tabla de verdad de la compuerta AND mostrada en la figura 7.1.



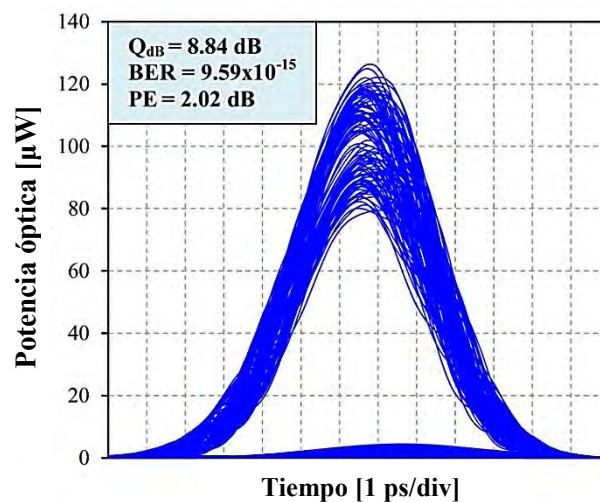
**Figura 7.4.** Segmento representativo de los resultados de la simulación que demuestran la correcta operación de la compuerta TS-AND con iDS a una tasa de 640 Gb/s.

(a) Secuencia de entrada A. (b) Secuencia de entrada B. (c) Resultado de la operación A AND B, además, se muestra el coeficiente de correlación de Pearson asociado a cada pulso.

Los pulsos de salida de la compuerta TS-AND con iDS (figura 7.4(c)) presentan fluctuaciones en su nivel de amplitud, estas son consecuencia de la alta velocidad a la que opera la compuerta, así como de una relativamente lenta recuperación de fase del SOA. Por lo tanto, se espera obtener un valor de PE (nivel de distorsión del patrón de datos) elevado. Además, se aprecia una deformación en los pulsos de salida debido a que la ventana de transmisión resultante actúa como un molde que modifica la forma de los pulsos que se transmiten a través de ella. Las características de la ventana dependerán principalmente del elemento de retardo  $\tau_A$  y del nivel de atenuación proveído por el VOA. Una manera de cuantificar el nivel de similitud entre los pulsos de entrada y los de salida, es a través del coeficiente de correlación de Pearson ( $r$ ), el cual se define en el Apéndice. En este caso, un coeficiente  $r=1$  nos indicará que las señales en cuestión son idénticas, mientras que un  $r=0$  nos señala que no existe relación lineal entre ellas.

La figura 7.4(c) consigna el coeficiente de correlación de Pearson asociado a cada pulso de salida, en todos los casos se aprecia un  $r \geq 0.988$ . Esto sugiere que a pesar de que la distorsión puede distinguirse a simple vista, no representa un problema crítico en el desempeño de nuestra compuerta totalmente óptica. Se obtienen resultados similares al emplear el coeficiente de correlación cruzada [153,154]. Otra característica de los pulsos de salida es que se encuentran ligeramente retrasados con respecto a las secuencias de entrada, esto es causado directamente por el *delay*  $\tau_B$ , elemento esencial en la implementación del esquema diferencial mejorado.

La figura 7.5 muestra el PED tomado a la salida de la compuerta TS-AND con iDS. A partir del mismo se mide un  $Q_{dB}$  de 8.84 dB, correspondientes a un BER de  $9.59 \times 10^{-15}$ . Por lo tanto, nuestra compuerta exhibe una operación libre de errores ( $BER < 1 \times 10^{-13}$ ). No obstante, como se anticipó al analizar la figura 7.4(c), la salida de la compuerta presenta distorsión del patrón de datos. Se midió un PE = 2.02 dB, el cual está por encima del valor comúnmente aceptado (que es de 1 dB) [155]. Esto podría limitar la capacidad de interconexión en cascada de la compuerta propuesta. Sin embargo, recordamos al lector que el proceso de optimización aquí presentado se hizo en función del factor de calidad, por lo que, de ser requerido, podrían obtenerse valores de PE más bajos al cambiar el parámetro de desempeño a optimizar.



**Figura 7.5.** Pseudo-diagrama de ojo de la compuerta TS-AND con iDS operando a 640 Gb/s.

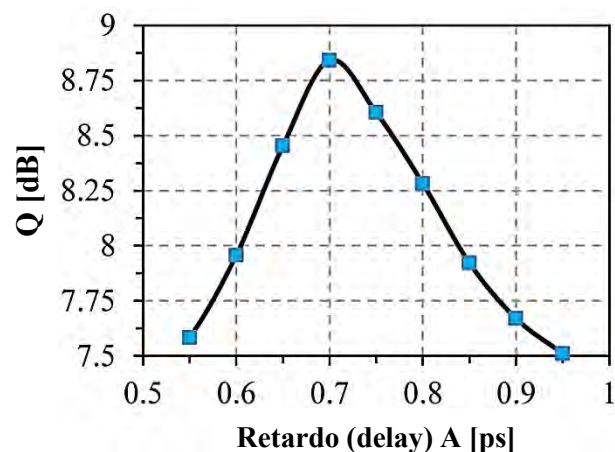
A diferencia del esquema diferencial convencional que produce una notoria reducción en la anchura del pulso de salida, el esquema diferencial mejorado puede ser ajustado para preservar la duración de los pulsos.

Cuando comparamos nuestros resultados con los presentados en el capítulo anterior [143], donde se demuestra la operación libre de errores de la compuerta *turbo-switched* AND a una tasa de hasta 260 Gb/s, resulta evidente la superioridad de la compuerta *turbo-switched* AND con *improved differential scheme*, ya que no solo obtuvimos un mejor desempeño, sino que además se alcanzó una velocidad de operación de 640 Gb/s. Lo anterior fue posible gracias al esquema diferencial mejorado que se implantó al añadir un *delay*  $\tau_B$  y un VOA.

### 7.2.2. Estudio de los parámetros físicos clave

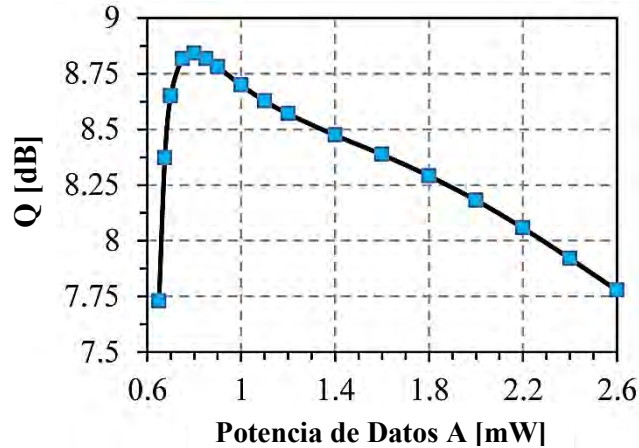
En esta sección se muestra un estudio de los parámetros más importantes en el proceso de optimización de la compuerta TS-AND con iDS simulada a 640 Gb/s. En todos los resultados que se reportan, la potencia pico de la secuencia B fue ajustada para cumplir con la restricción de obtener una potencia pico promedio de 0.1 mW en el puerto de salida. El resto de los parámetros, es decir, el ancho de banda de los filtros, las características de las secuencias, las propiedades del SOA, etc., permanecieron sin modificación alguna.

La figura 7.6 ilustra la dependencia del factor de calidad con respecto al retardo  $\tau_A$ . El valor óptimo fue de  $\tau_A=0.7$  ps dando por resultado un  $Q_{dB}=8.84$  dB. Si se emplea un valor de  $\tau_A$  más pequeño, la ventana de transmisión se reduce en amplitud y duración (figura 7.3(b)), en consecuencia, el rendimiento de la compuerta decae. Si se emplea un valor de  $\tau_A$  por encima del valor óptimo, la ventana resultante crece en amplitud y duración, pero se reduce el grado de acoplamiento entre las fases inducidas en los brazos del interferómetro (figura 7.3(a)), por lo tanto, la ventana de transmisión se vuelve a abrir después de haber dejado pasar el pulso de interés (figura 7.3(b)) por lo que se presenta el problema del *after-pulse* que degrada el rendimiento de la compuerta.



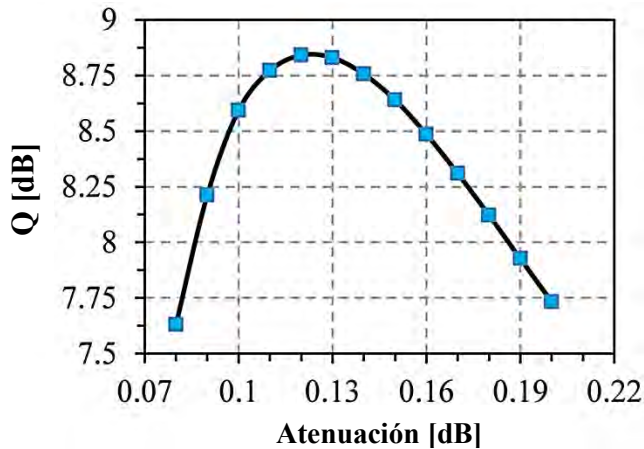
**Figura 7.6.** Dependencia del factor de calidad de la compuerta TS-AND con iDS (a 640 Gb/s) con respecto al tiempo de retardo  $\tau_A$ .

La figura 7.7 muestra al factor de calidad de la compuerta TS-AND con iDS en función de la potencia pico de la secuencia de datos A que funge como señal de control. La gráfica presenta un comportamiento similar al exhibido por la compuerta *turbo-switched* AND. Es decir, bajos niveles de potencia de la señal de control no son capaces de inducir la respuesta ultra-rápida del SOA, mientras que si empleamos potencias muy altas, el nivel de distorsión del patrón de datos se incrementa debido a que el pulso reduce drásticamente el nivel de densidad de portadores en el SOA y por consiguiente, su tiempo de recuperación crece de manera significativa. Por lo tanto, la potencia de la secuencia A debe de ajustarse a un valor que sea tal que proporcione un balance entre ambos fenómenos. El máximo desempeño se presentó para una potencia  $P_A=800$   $\mu$ W (potencia pico de la secuencia A).



**Figura 7.7.** Dependencia del factor de calidad de la compuerta TS-AND con iDS (a 640 Gb/s) con respecto a la potencia pico de la señal de datos A.

La figura 7.8 muestra la relevancia de incorporar al VOA dentro de nuestra estructura. De acuerdo al comportamiento mostrado en la gráfica, se espera que el desempeño de la compuerta TS-AND con iDS se encuentre muy por debajo de los valores comúnmente aceptables ( $Q_{dB} \geq 8.66$  dB) cuando no se incluye al atenuador en la arquitectura (es decir, cuando  $VOA_{Att} = 0$  dB).

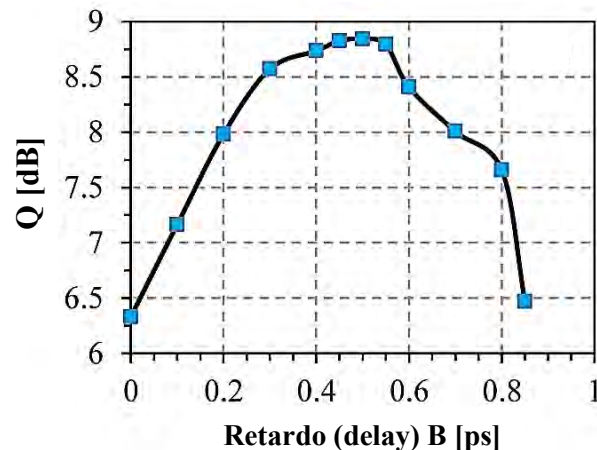


**Figura 7.8.** Dependencia del factor de calidad de la compuerta TS-AND con iDS (a 640 Gb/s) con respecto a la atenuación proveída por el VOA.

Como se mencionó anteriormente en relación a la figura 7.2, el valor de atenuación óptimo es aquél que proporciona un adecuado traslape entre los desplazamientos de fase inducidos en los brazos inferior y superior del interferómetro, creando de esta forma un cierre efectivo de la ventana de conmutación y evitando el problema del *after-pulse*. Después de varias iteraciones del proceso de optimización, se encontró un valor óptimo de atenuación de  $VOA_{Att} = 0.12$  dB, este produce una reducción de menos del 3% en el nivel de potencia de la señal de control que se propaga a través del brazo inferior. A pesar de que el desbalanceo proveído por el VOA es aparentemente minúsculo, genera un gran impacto positivo sobre el desempeño de la compuerta, tal y como se demuestra en la figura 7.8. A pesar de ello, nunca antes había sido notado, y de ahí la originalidad de esta propuesta.



La figura 7.9 exhibe la relación que existe entre el factor de calidad y el retardo que sufre la señal de prueba previa a entrar al interferómetro. Cuando no se toma en cuenta la sincronía, es decir, cuando  $\tau_B=0$  ps, la estructura muestra un desempeño inaceptable con  $Q_{dB}=6.33$  dB, correspondientes a un  $BER \approx 1 \times 10^{-7}$ . Sin embargo, cuando  $\tau_B$  varía dentro del intervalo comprendido entre 0.40 ps y 0.55 ps, la compuerta exhibe un comportamiento libre de errores. La necesidad de sincronía surge del hecho de que el centro de la ventana de transmisión se desplaza dependiendo del valor de  $\tau_A$  (figura 7.3(b)), por lo que pierde sincronía con la señal de prueba. Esta discrepancia temporal puede corregirse mediante la adición de un pequeño retardo a través del delay  $\tau_B$ .



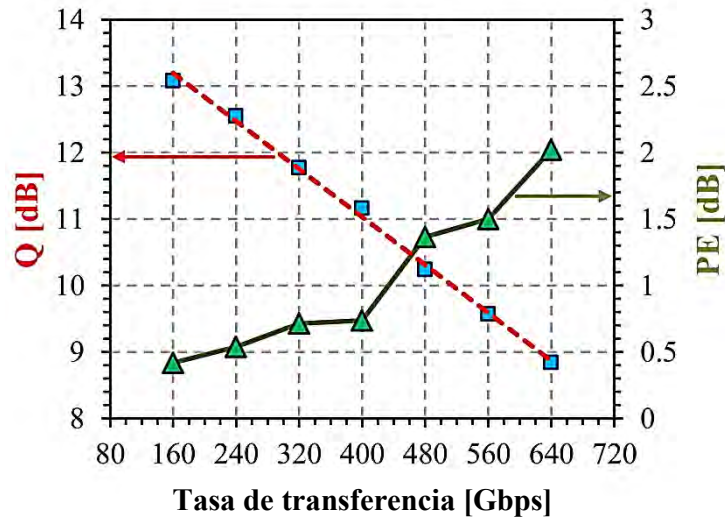
**Figura 7.9.** Dependencia del factor de calidad de la compuerta TS-AND con iDS (a 640 Gb/s) con respecto al tiempo de retardo  $\tau_B$ .

La figura 7.10 ilustra la evolución del factor de calidad conforme se incrementa la tasa de transferencia desde 160 Gb/s hasta 640 Gb/s. Cada medición se reportó después de haber seguido el proceso de optimización anteriormente mencionado. La compuerta TS-AND con iDS exhibió un  $Q_{dB}$  de 13.08 dB al emplear una tasa de 160 Gb/s. Esto representa una mejora de 3.2 dB en comparación con el desempeño, medido en términos del factor de calidad, que presenta la compuerta *turbo-switched* AND, la cual hace uso del método diferencial convencional [143]. De esta manera, se demuestra la superioridad de la arquitectura propuesta en este capítulo. La gráfica también confirma como la arquitectura en estudio opera libre de errores a tasas de hasta 640 Gb/s.

La recta de mejor ajuste (línea con guiones de color rojo) mostrada en la figura 7.10, nos indica la existencia de una relación prácticamente lineal entre el factor de calidad (medido en dB) y la tasa de transferencia (R) cuando empleamos la compuerta TS-AND con iDS. La ecuación asociada a la recta de mejor ajuste está dada por:

$$Q_{dB} = 14.639 - 0.009 * R_{Gb/s} \tag{7-1}$$

Donde  $R_{Gb/s}$  es la velocidad de operación medida en Gb/s. Suponiendo que esta relación se mantiene a tasas más altas, podemos predecir un  $Q_{dB}$  de aproximadamente 8.16 dB, correspondientes a un  $BER < 1 \times 10^{-9}$ , cuando la compuerta se opera a 720 Gb/s.



**Figura 7.10.** Dependencia del factor de calidad ( $Q_{dB}$ ) y del nivel de distorsión del patrón de datos (PE) de la compuerta TS-AND con iDS con respecto a la tasa de transferencia ( $R$ ). La línea con guiones de color rojo representa la recta que mejor se ajusta al comportamiento exhibido por  $Q_{dB}$  en función de  $R$ .

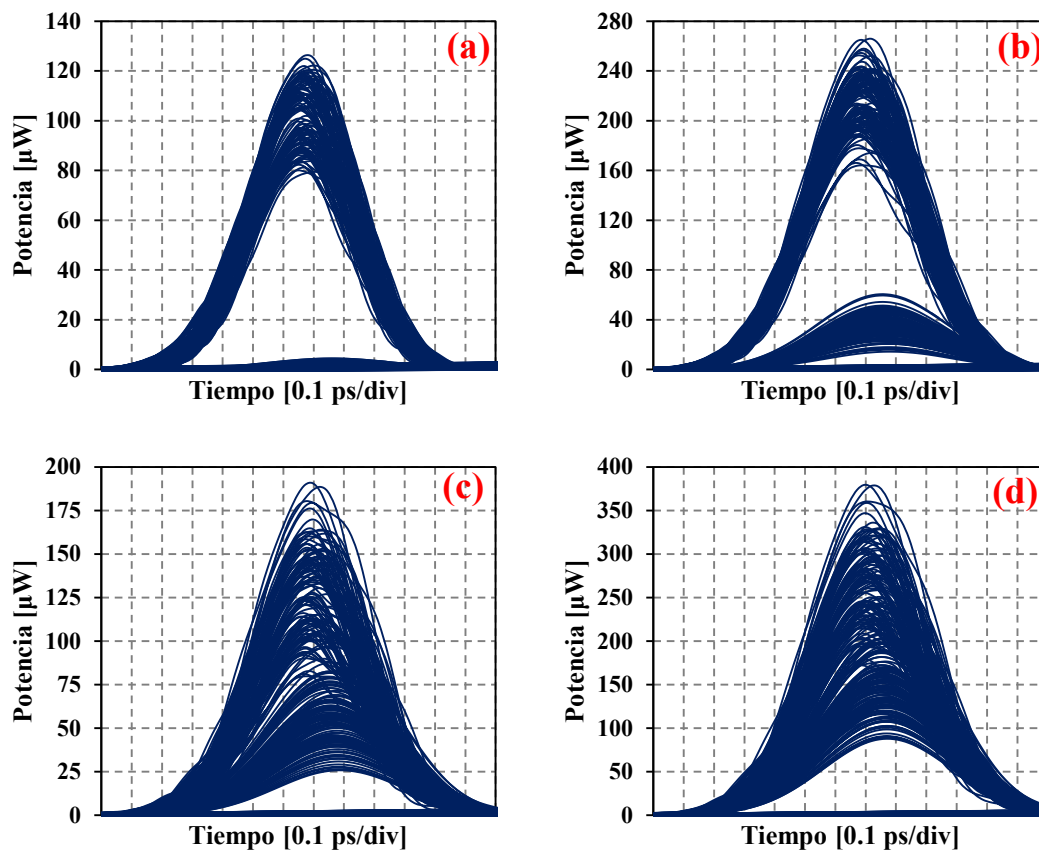
La figura 7.10 también muestra el comportamiento del nivel de distorsión del patrón de datos en función de la tasa de transferencia. Como era de esperarse, PE crece cuando la compuerta es operada a tasas elevadas. El PE alcanza valores por encima de 1 dB cuando se utilizan tasas mayores a 400 Gb/s. Lo anterior podría deberse a que cuando  $R > 400$  Gb/s, el tiempo de recuperación de la fase de los SOAs, no es lo suficientemente rápido. Sin embargo, gracias al esquema diferencial mejorado, se obtiene un muy buen factor  $Q_{dB}$ , el cual impulsa el uso de la compuerta propuesta en aplicaciones donde el factor  $Q_{dB}$ , en lugar del PE, sea de mayor relevancia.

### 7.2.3. Estudio de los procesos físicos clave

Como se analizó anteriormente en el Capítulo 3, el tiempo de respuesta del SOA dependerá de que tan rápido se recupere de la compresión de ganancia producida por un pulso corto gracias a los fenómenos interbanda e intrabanda. A bajas tasas de repetición dominan los fenómenos interbanda, los cuales presentan una duración de hasta 250 ps cuando se emplean *bulk* SOAs [13]. Cuando se utilizan tasas mayores a 160 Gb/s, o se propagan pulsos ópticos con una duración de apenas unos cuantos pico-segundos, son los fenómenos intrabanda los que rigen la dinámica del SOA. En particular, el fenómeno de quemado de hueco espectral (SHB) exhibe un tiempo de relajación de entre 50 fs y 80 fs, mientras que la recuperación del proceso de calentamiento de portadores (CH) se presenta en un tiempo que va desde 200 fs a 700 fs [13].

Dada la alta tasa de repetición que se emplea (640 Gb/s) y por consiguiente la estrechez de los pulsos ópticos utilizados, resulta de gran interés el investigar cuál de los fenómenos intrabanda que tienen lugar dentro del SOA es el principal responsable de la recuperación ultra-rápida exhibida por la estructura bajo estudio.

Una de las ventajas del análisis numérico que realizamos es que podemos modificar las características del SOA para llevar a cabo estudios que serían altamente complejos de realizar a través de mediciones experimentales. A continuación, se plantean una serie de pruebas donde artificialmente eliminamos los fenómenos intrabanda (SHB y CH) con el fin de determinar cuál de ellos es el que genera un mayor impacto en el desempeño de la compuerta TS-AND con iDS simulada a 640 Gb/s. La figura 7.11 muestra el PED que se obtiene a la salida de la compuerta propuesta, para cada una de las pruebas realizadas. Cabe destacar que en todos los casos reportados se mantuvieron los mismos parámetros de simulación. Los fenómenos de CH y SHB son eliminados al hacer igual a cero su respectivo factor de compresión de la ganancia ( $\epsilon_{CH}$  y  $\epsilon_{SHB}$ ).



**Figura 7.11.** Pseudo-diagramas de ojo de la compuerta TS-AND con iDS (640 Gb/s) donde se analiza el impacto que producen los fenómenos interbanda sobre el desempeño de la compuerta.

(a) CH=ON, SHB=ON. (b) CH=ON, SHB=OFF. (c) CH=OFF, SHB=ON. (d) CH=OFF, SHB=OFF.

La figura 7.11(a) corresponde al PED presentado con anterioridad, en el que la compuerta TS-AND con iDS fue optimizada contemplando los fenómenos de CH y SHB, sin embargo, se consigna de nueva cuenta con el fin de facilitar la comparación con las demás pruebas realizadas.

La figura 7.11(b) muestra al PED para el caso en el que el fenómeno de SHB es eliminado artificialmente, por lo que el proceso de recuperación del SOA se rige principalmente por el tiempo de relajación de CH. A pesar de que el resultado de la operación AND es lógicamente correcto, se obtiene

un factor  $Q_{dB}=7.41$  dB. Este resultado era de esperarse, ya que el periodo de repetición de los pulsos (1.563 ps) es del orden del tiempo de relajación de CH. La potencia de la señal de salida es mayor en comparación al caso anterior, ya que se está omitiendo la compresión de ganancia debida al fenómeno de SHB, y por consecuencia, el SOA mantiene un nivel de ganancia más elevado.

En la figura 7.11(c) se ilustra el PED cuando se elimina CH y se mantiene activo del fenómeno de SHB. En este caso, la compuerta no realiza de manera adecuada la operación AND, incluso no es posible distinguir los estados lógicos. Si bien el proceso de SHB presenta el tiempo de relajación más corto de entre los fenómenos modelados en el SOA, la reducción (agotamiento) de portadores, inducida por la presencia de un pulso de control, es más grande que la recuperación de portadores generada tras la aparición de SHB. Por lo tanto, el nivel de ganancia del SOA se comprime a niveles cada vez más bajos cuando se propaga una larga secuencia de “1s” lógicos, generando de esta forma altos niveles de distorsión del patrón de datos.

La figura 7.11(d) muestra el PED a la salida de la compuerta TS-AND con iDS cuando los fenómenos intrabanda son eliminados artificialmente. Al igual que en el caso anterior, la operación AND no se lleva a cabo de manera correcta. Esto se debe a que el tiempo de relajación de los procesos interbanda es mucho más grande que el periodo de los pulsos de entrada. Por tanto, no es posible restablecer la dinámica del SOA a altas tasas de repetición cuando únicamente se toman en cuenta los fenómenos interbanda.

#### 7.2.4. Convertidor de longitud de onda

En esta sección se propone un convertidor de longitud de onda totalmente óptico (AOWC, *All-Optical Wavelength Converter*) gracias a la flexibilidad que nos brinda la compuerta lógica AND para realizar distintas operaciones de procesamiento de información que son de interés en el área de las telecomunicaciones.

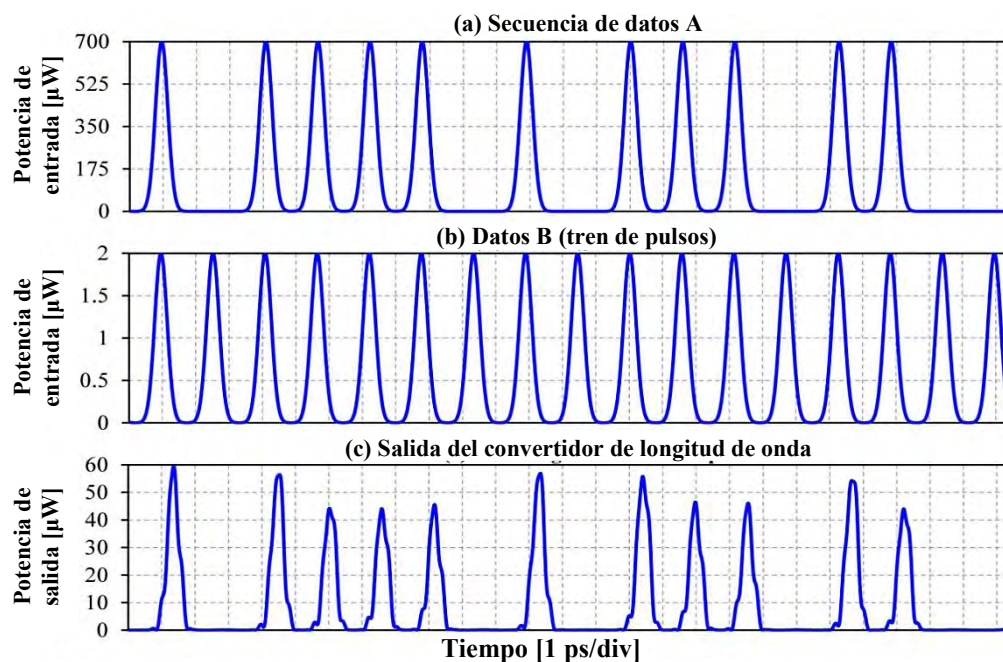
Dentro de un sistema de comunicaciones óptico basado en el multiplexaje por división de longitud de onda (WDM, *Wavelength-Division Multiplexing*), un AOWC se encarga de trasladar la información contenida en una cierta longitud de onda a un canal WDM diferente (otra longitud de onda) sin la necesidad de realizar una conversión del dominio óptico al eléctrico y viceversa. Estas es una operación muy conveniente para darle mayor agilidad a la red, previniendo pérdidas innecesarias de paquetes de datos cuando el canal en el que viaja la información no está disponible después de llegar a un nodo dentro de la red. Al transferir la información hacia otro canal (otra longitud de onda) disponible, se resuelve el problema de bloqueo que surge en el nodo.

El convertidor de longitud de onda aquí propuesto se basa en el uso de un interferómetro Mach-Zehnder asistido por la estructura de *turbo-switch* y que incorpora el esquema diferencial mejorado; su diagrama de bloques se muestra en la figura 7.1. El proceso de conversión se lleva a cabo a través del fenómeno de XPM cuando la señal de control (A) y la de prueba (B), cada una centrada a una distinta longitud de onda, se propagan simultáneamente a través del AOWC.



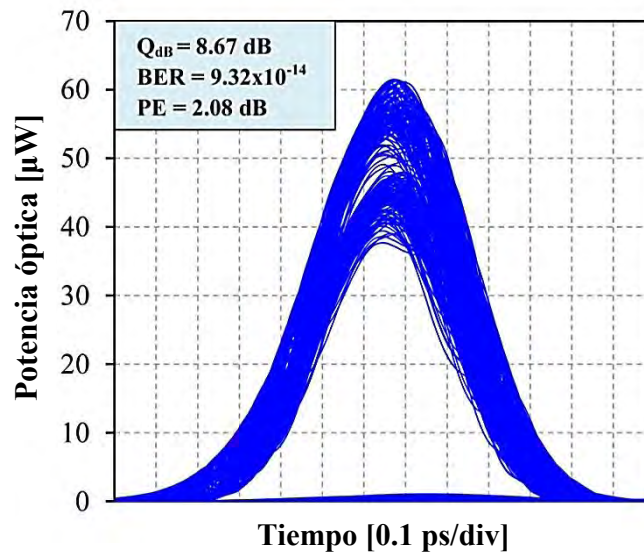
La señal de control, la cual transporta la señal de datos original, es la responsable de inducir un agotamiento de portadores dentro de los SOAs, por lo que se encarga de modular el índice de refracción de la región activa. Este proceso no lineal ocasiona la modulación de fase de la señal de prueba, la cual se encuentra ubicada a otra longitud de onda. Finalmente, la arquitectura interferométrica se encarga de convertir la modulación de fase en modulación de amplitud. En consecuencia, la señal de prueba que emerge en el puerto de salida del AOWC, contiene impresa (en sus cambios de amplitud) la información de la señal de control, es decir, la secuencia de datos se traslada a una longitud de onda diferente manteniendo la misma representación lógica [32]. De acuerdo a la tabla de verdad de la compuerta AND (figura 7.1), la única combinación que produce un “1” lógico a la salida es cuando  $A=“1”$  y  $B=“1”$ . Si la señal de datos es reemplazada por una señal pulsada (PW, *Pulsed Wave*), es decir, un tren de pulsos Gaussianos, entonces el puerto de salida presentará los mismos estados lógicos que la secuencia A, pero a una longitud de onda  $\lambda_B$ . Por lo tanto, se lleva a cabo una conversión de longitud de onda [32,156]. Haciendo referencia a la arquitectura presentada en la figura 7.1, la señal de datos A consiste en una secuencia PRBS de 512 bits de longitud, centrada a  $\lambda_A=1580.4$  nm, mientras que la señal B se reemplazó por una señal PW centrada a  $\lambda_B=1539.8$  nm. La potencia pico de la señal de datos A ( $P_A$ ) y del tren de pulsos B ( $P_B$ ) fue ajustada a  $700 \mu\text{W}$  y  $2 \mu\text{W}$ , respectivamente. El resto de los parámetros se mantuvo sin cambios con respecto a la sección 7.2.1.

La figura 7.12 demuestra que el convertidor de longitud de onda propuesto opera de manera adecuada a una tasa de 640 Gb/s. Como se aprecia, la amplitud de los pulsos de salida varía cuando se introducen dos o más pulsos Gaussianos de forma consecutiva. Esto propicia la presencia de distorsión en el patrón de datos. Además, se aprecia una deformación del pulso de salida, la cual es generada por la ventana de transmisión resultante.



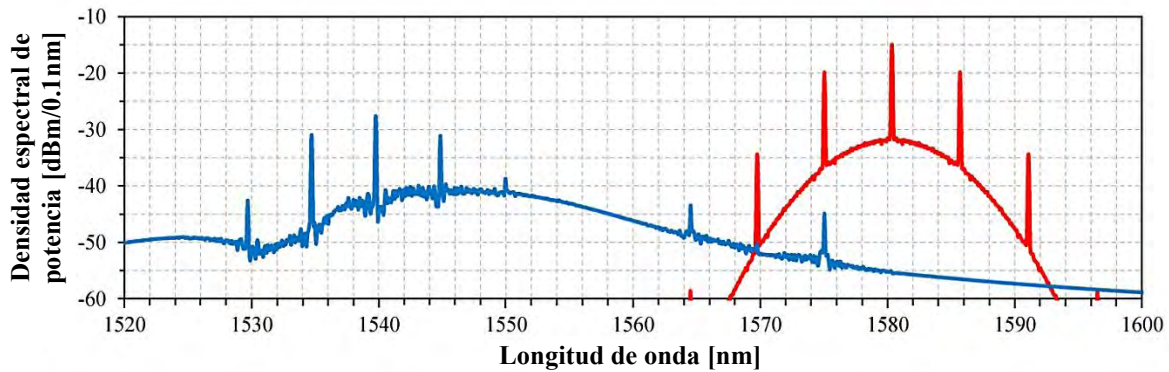
**Figura 7.12.** Secuencias de entrada y salida del convertidor de longitud de onda (640 Gb/s) basado en la arquitectura TS-MZI con iDS. (a) Señal de datos A. (b) Señal de prueba pulsante B. (c) Conversión de  $\lambda_A$  a  $\lambda_B$ .

La figura 7.13 muestra el PED que se obtiene a la salida del convertidor de longitud de onda al simular a una tasa de repetición de 640 Gb/s. La potencia pico de salida (en promedio) es de 50  $\mu\text{W}$ , lo cual representa una penalidad de potencia de 3 dB en relación a la potencia que entrega la compuerta TS-AND con iDS. Se midió un  $Q_{\text{dB}}$  de 8.67 dB, correspondiente a un BER de  $9.32 \times 10^{-14}$ . A pesar de que el factor de calidad se redujo en 0.17 dB en comparación con la compuerta AND, su funcionamiento puede considerarse como libre de errores. El nivel de distorsión PE=2.08 dB, resultó ser similar al de la compuerta AND. Haciendo a un lado lo relativo a la potencia de salida del AOWC, los beneficios que brinda la arquitectura TS-MZI con iDS (alta velocidad de operación, reducción de la distorsión del patrón de datos, conservación del ancho del pulso, etc.), prevalecen al realizar labores de conversión de longitud de onda, lo que incrementa la ventaja competitiva del esquema en estudio con respecto a otros enfoques normalmente utilizados para llevar a cabo esta operación fundamental.



**Figura 7.13.** Pseudo-diagrama de ojo del AOWC basado en la arquitectura TS-MZI con iDS (640 Gb/s).

La figura 7.14 muestra el espectro de la potencia óptica de la secuencia de datos A y de la señal convertida (salida del AOWC). Se aprecia el desplazamiento de la información desde una longitud de onda  $\lambda_A$  (color rojo) hasta  $\lambda_B$  (color azul). Sin embargo, el espectro de la señal convertida exhibe un ensanchamiento hacia longitudes de onda más largas, esto se debe a la dinámica no lineal del SOA y al accionar del filtro óptico, ambos necesarios para implementar la estructura de *turbo-switch*. Además, pueden observarse que algunas componentes espectrales de la señal original (secuencia A) no fueron eliminadas por completo por el filtro paso-banda, por lo que están presentes a la salida del AOWC. Desafortunadamente, estas componentes indeseables son amplificadas por el segundo SOA que forma parte del *turbo-switch*. Teniendo esto en cuenta, podemos predecir que una mayor separación espectral entre la señal de control y la de prueba, podría mejorar significativamente el desempeño de nuestro convertidor de longitud de onda, y por ende, de la compuerta TS-AND con iDS. Sin embargo, esta labor resulta complicada, ya que debemos sujetarnos (como lo hemos hecho a lo largo de este aporte) a las características reales que presenta el SOA, esto es, una dispersión de ganancia con un ancho de banda finito, que varía desde varias decenas hasta unas cuantas centenas de nanómetros [12].



**Figura 7.14.** Densidad espectral de potencia óptica de la señal de entrada (rojo) y de salida (azul) del convertidor de longitud de onda basado en la arquitectura TS-MZI con iDS (640 Gb/s).

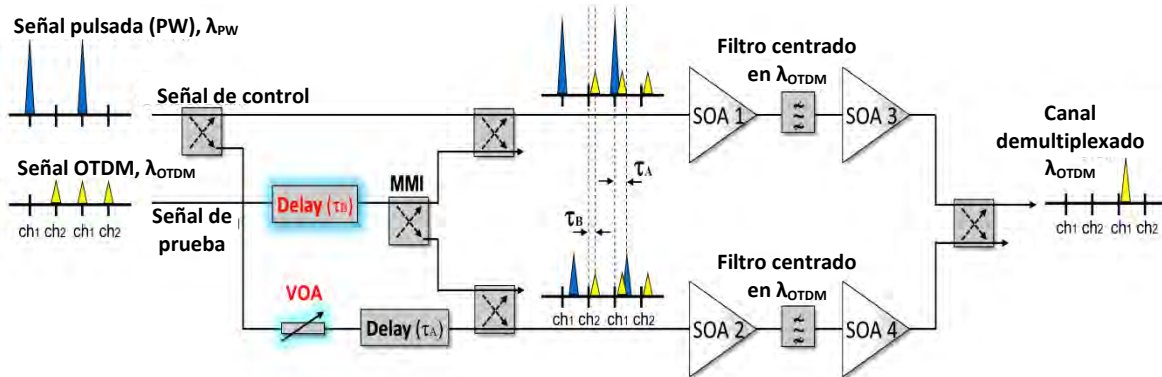
### 7.2.5. Demultiplexor OTDM

La multiplexación por división de tiempo (TDM, *Time Division Multiplexing*) es una técnica ampliamente utilizada en las telecomunicaciones para transmitir varios canales de información a través de un mismo medio. Esta técnica consiste en asignar un intervalo o ranura de tiempo a cada canal, dentro del cual tiene permitido realizar la transmisión de datos. Por tanto, gracias al proceso de multiplexación, la tasa de la señal multiplexada será mucho mayor a la que transmite un solo canal.

En el caso de las comunicaciones ópticas, el rendimiento de TDM se encuentra limitado por la relativa lenta operación de sus elementos de conmutación (procesamiento), especialmente, aquellos que realizan la operación de demultiplexaje (extraer cuando menos un canal de la señal multiplexada). Ya que la tecnología electrónica está limitada a velocidades de procesamiento de unas cuantas decenas de Gb/s [157], han surgido nuevas tecnologías, entre ellas, el procesamiento totalmente óptico que basa su funcionamiento en explotar las no linealidades presentes en la fibras ópticas o en el SOA [143]. Se han demostrado varios sistemas de demultiplexaje (DEMUX) basados en fibra óptica [158]. Sin embargo, la longitud requerida, variando entre unas cuantas decenas hasta cientos de metros de fibra, ha reducido su potencial de integración [47]. Esta limitante puede ser superada con el uso de SOAs, los cuales presentan dimensiones milimétricas y exhiben un intenso comportamiento no lineal. Se han demostrado varias arquitecturas demultiplexoras basadas en este elemento, entre ellas están: el Demultiplexor Asimétrico Óptico Terahertz (TOAD) [159], el amplificador laser de semiconductor dentro de un bucle reflectante (SLALOM, *Semiconductor Laser Amplifier in a Loop Mirror*) [160], el interferómetro no lineal ultra-rápido (UNI) [160], el interferómetro de retardo (DI) [151], el SOA con filtro desintonizado [161] y el interferómetro Mach-Zehnder asistido con SOA (SOA-MZI) [35,47]. Este último es preferido debido a que presenta una alta estabilidad, es compacto y relativamente sencillo.

En esta sección se propone un innovador circuito demultiplexor totalmente óptico basado en un interferómetro Mach-Zehnder asistido por la estructura de *turbo-switch* y que incorpora el esquema diferencial mejorado (TS-MZI DEMUX con iDS) [162].

La figura 7.15 muestra el diagrama de bloques del demultiplexor totalmente óptico. Como puede apreciarse, ambos brazos del interferómetro incorporan la estructura de *turbo-switch* para acelerar la dinámica del sistema, además, se coloca un elemento de retardo y un VOA para implementar el esquema diferencial mejorado anteriormente analizado.



**Figura 7.15.** Diagrama de bloques del demultiplexor totalmente óptico propuesto (TS-MZI DEMUX con iDS). Los elementos que se añaden para implementar el esquema diferencial mejorado (iDS) se resaltan con color azul.

La señal OTDM ilustrada en la figura 7.15 consiste en dos señales (canal 1 y 2) multiplexadas en el tiempo. La señal pulsada (PW), se ajusta de acuerdo a las características de la señal OTDM. En este caso, la tasa de repetición de la señal PW es la mitad de la tasa de datos de la señal multiplexada y está en sincronía con el canal 1 para poder efectuar su extracción.

Las señales OTDM y PW, están centradas a diferentes longitudes de onda,  $\lambda_{OTDM}$  y  $\lambda_{PW}$ , respectivamente. La señal PW posee una potencia óptica relativamente alta que es capaz de inducir una intensa saturación cuando se propaga a lo largo del medio activo del SOA. Cuando ambas señales viajan de manera simultánea a través del SOA, la señal de prueba (OTDM) experimenta un desplazamiento de fase vía XPM debido a la presencia de la señal de control (PW).

La señal PW se propaga a través de ambos brazos del interferómetro con la ayuda de un MMI. Después de un tiempo  $\tau_B$ , la señal OTDM se introduce de manera similar. La señal de control (PW), que viaja a lo largo del brazo superior, induce un desplazamiento de fase sobre la señal de prueba (OTDM) que se propaga a través del mismo brazo. En consecuencia, la señal de prueba experimenta un desbalanceo de fase con respecto a su copia que viaja por el brazo opuesto. Por lo tanto, la interferencia inicialmente destructiva que se presenta en el puerto de salida es alterada, formando de esta manera una ventana de transmisión. Subsecuentemente, el brazo inferior por el que se transporta una versión atenuada y retrasada de la señal de control se encarga de restaurar la interferencia destructiva después de un tiempo  $\tau_A$ . Por lo tanto, se cierra la ventana. La ventana de transmisión creada por un pulso de la señal PW, permite que el canal 1 se transmita hasta el puerto de salida. Mientras tanto, el filtro óptico centrado a  $\lambda_{OTDM}$ , bloquea a la señal de control. En el resto del tiempo, cuando la señal de control no emite ningún pulso, la ventana de transmisión permanece cerrada bloqueando la presencia del canal 2 a la salida del demultiplexor. De esta manera, la señal de salida contendrá exclusivamente los valores lógicos correspondientes al canal 1.



Como se analizó anteriormente, el retardo  $\tau_B$  se encarga de proporcionar sincronía entre la señal de prueba y la ventana de transmisión resultante, mientras que un correcto ajuste del VOA produce un cierre efectivo de la ventana.

La simulación se llevó a cabo alimentando a los SOAs con 250 mA de corriente, el resto de los parámetros son los mismos que los presentados con anterioridad. Todas las simulaciones realizadas en esta sección fueron efectuadas contemplando una tasa de datos multiplexada de 640 Gb/s. Se emplearon pulsos Gaussianos con una anchura de 0.4375 ps. Cada canal multiplexado consistió en una secuencia PRBS de 512 bits de longitud, tomando 64 muestras por bit. El proceso de optimización se realizó en términos del factor de calidad y se impuso una restricción de 0.1 mW de potencia pico (en promedio) a la salida. Tomando en cuenta dicha limitación, la potencia pico de las señales, para el caso óptimo, fue de  $P_{PW}=0.8$  mW y  $P_{OTDM}=2.5$   $\mu$ W, centradas a una longitud de onda  $\lambda_{PW}=1580.4$  nm y  $\lambda_{OTDM}=1539.8$  nm, respectivamente. Se despreciaron las pérdidas de inserción del MMI. Los filtros ópticos fueron centrados a  $\lambda_{OTDM}$ , exhibiendo un ancho de banda de 1800 GHz y 3 dB de pérdidas de inserción. La atenuación proveída por el VOA fue de 0.12 dB, mientras que los retardos se ajustaron a los siguientes valores:  $\tau_A=0.7$  ps y  $\tau_B=0.5$  ps.

La figura 7.16 muestra el correcto funcionamiento del multiplexor propuesto. La señal OTDM, con una tasa de repetición de 640 Gb/s, consiste en cuatro canales multiplexados. La señal PW está sincronizada con el canal 1, cuya tasa de repetición es de 160 Gb/s. Como puede apreciarse, el puerto de salida contiene los valores lógicos del canal 1 mientras que el resto son bloqueados. Esto es posible gracias a que el pulso de la señal PW crea una ventana de transmisión que de forma selectiva permite el paso del canal 1. Además, el canal seleccionado es amplificado a la salida del demultiplexor gracias a la acción amplificadora de los SOAs.

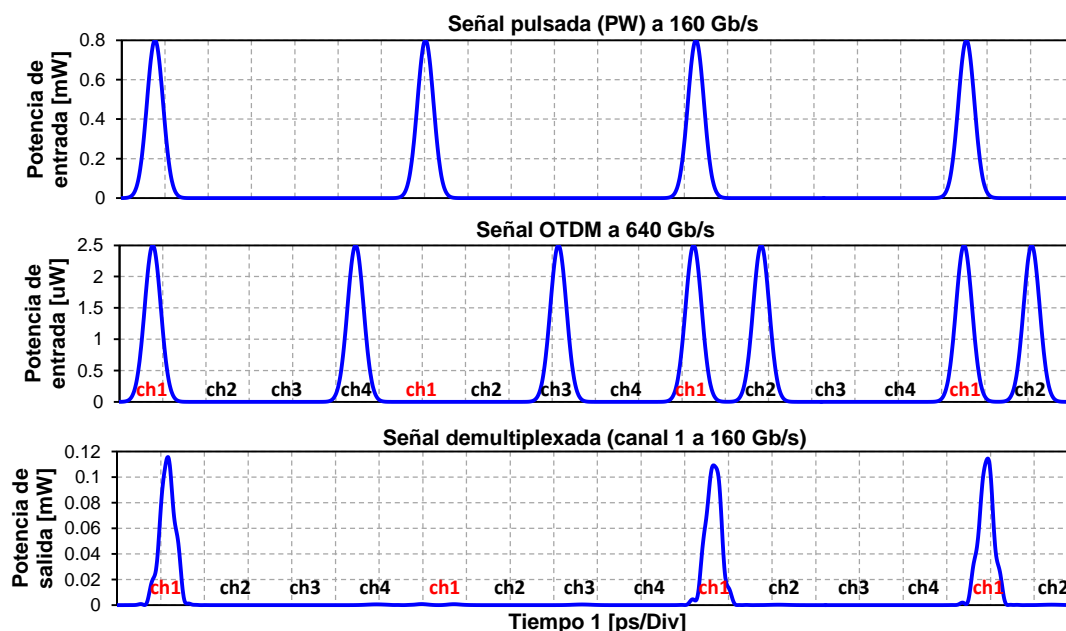


Figura 7.16. Simulación para demostrar la correcta operación de demultiplexaje de 640 Gb/s a 160 Gb/s.

La señal demultiplexada presenta fluctuaciones en el nivel de amplitud de los “1s”. Estas se deben a que el tiempo que transcurre entre dos pulsos consecutivos de la señal PW no es suficientemente largo como para permitir una recuperación completa de la ganancia ni de la fase del SOA. Sin embargo, es suficientemente largo como para permitir un adecuado demultiplexaje. La deformación de los pulsos de salida se debe a la acción moldeadora de la ventana de transmisión resultante, mientras que la desincronización entre la señal multiplexada y su respectivo canal demultiplexado se atribuye al retardo  $\tau_B$ . En caso de ser necesario, los 4 canales pueden ser demultiplexados simultáneamente por medio del procesamiento en paralelo.

La figura 7.17 presenta el PED a la salida del TS-MZI DEMUX con iDS. Se obtuvo un factor  $Q_{dB}$  de 14.73 dB, correspondientes a un BER de  $1 \times 10^{-194}$ , esto es, un desempeño prácticamente libre de errores. A diferencia de como su sucede al implementar el esquema diferencial convencional, nuestra estructura basada en una versión mejorada no exhibe una reducción apreciable del ancho del pulso de salida.

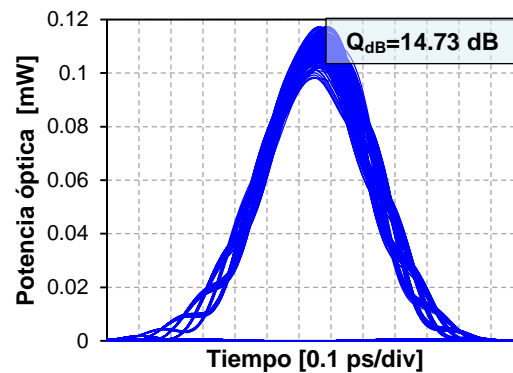
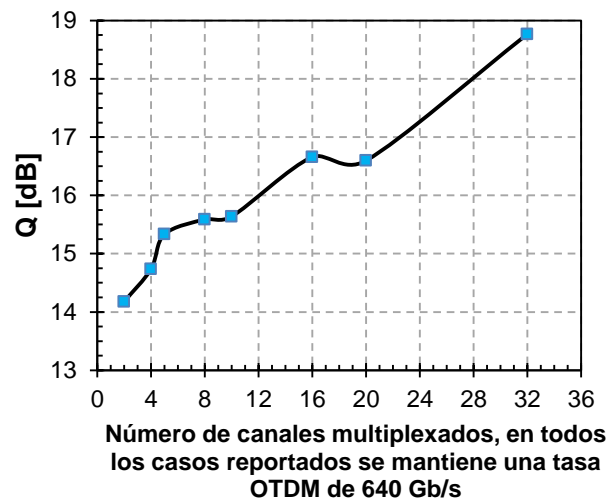


Figura 7.17. PED a la salida del demultiplexor.

La figura 7.18 ilustra el rendimiento del TS-MZI DEMUX con iDS en función del número de canales multiplexados mientras se mantiene una tasa de 640 Gb/s para la señal OTDM. Cada canal consiste de una secuencia PRBS de 512 bits de largo. Por lo tanto, la longitud de las señales OTDM y PW varía acorde al número de canales multiplexados, mientras que la longitud de la señal demultiplexada permanece constante (512 bits). Conforme decrece el número de canales, el periodo de la señal PW se vuelve más corto, por lo que el SOA dispone de menor tiempo para recuperar su nivel inicial de fase y ganancia. En consecuencia, las fluctuaciones de amplitud de los “1s” lógicos crecen y el factor de calidad del demultiplexor decae. Sin embargo, el TS-MZI DEMUX con iDS exhibe una operación libre de errores independientemente del número de canales multiplexados. Este mismo fenómeno explica por qué el desempeño del demultiplexor OTDM es superior al de, por ejemplo, el convertidor de longitud de onda, aun cuando ambos subsistemas están basados en la misma estructura. Mientras que en el caso del convertidor de longitud de onda la tasa de repetición de la señal de control es netamente  $R \text{ Gb/s}$ , en el caso del demultiplexor esta se transforma en  $R/N$ , donde  $N$  es el número de canales multiplexados en tiempo. En consecuencia, la tasa de operación efectiva decrece, dándole así más tiempo al amplificador de recuperarse de la súbita compresión de ganancia producida por el pulso de control.



**Figura 7.18.** Dependencia del factor Q de la configuración propuesta con respecto al número de canales multiplexados, manteniendo una tasa de 640 Gb/s para la señal OTDM.

Finalmente, cabe aclarar con respecto a la figura 7.18 que en todos los casos analizados se emplearon los mismos parámetros operacionales del demultiplexor y se cumplió la restricción de obtener una potencia pico (en promedio) a la salida de 0.1 mW.

### 7.3. Conclusiones

En este capítulo se presentó y se analizó numéricamente el esquema diferencial mejorado (basado en el esquema diferencial tradicional) cuando se implementa dentro de una estructura interferométrica de tipo Mach Zehnder. Esta innovadora técnica consiste en la adición de un atenuador óptico variable y de un elemento de retardo, esto es, dos simples elementos ópticos pasivos que nos permiten ajustar la forma (amplitud y duración) de la ventana resultante, así como proveer sincronía entre dicha ventana y la señal de prueba.

A través de las simulaciones presentadas, se demostró que el esquema diferencial mejorado nos permite alcanzar una velocidad aproximadamente dos veces y media más alta que la que nos ofrece el esquema diferencial tradicional cuando se incorpora dentro de la estructura *turbo-switched* Mach-Zehnder para realizar la operación lógica AND.

Después de llevar a cabo el proceso de optimización, la compuerta propuesta (TS-AND con iDS) exhibió un comportamiento libre de errores con un  $Q_{dB}=8.84$  dB a una tasa de 640 Gb/s, convirtiéndola de esta manera, en la compuerta AND más rápida de su tipo, es decir, aquella que emplea al *bulk* SOA como principal elemento de procesamiento no lineal. Se observó que gracias al esquema diferencial mejorado es posible conservar el ancho de los pulsos a la salida de la compuerta, en contraste con la compresión que ocurre al emplear el esquema diferencial tradicional.

Sacando provecho de la gran flexibilidad de la compuerta AND, se realizaron las modificaciones necesarias para demostrar la operación libre de errores de un convertidor de longitud de onda, exhibiendo un factor  $Q_{dB}$  de 8.67 dB a una tasa de 640 Gb/s.

Se demostró la operación libre de errores con  $Q_{dB}=14.73$  dB, de un demultiplexor totalmente óptico que se encarga de extraer un canal de una señal OTDM de 640 Gb/s conformada por 4 canales. La arquitectura usada se basó en un interferómetro MZI que emplea la estructura de *turbo-switch* e implementa el esquema diferencial mejorado (TS-MZI DEMUX con iDS). La arquitectura propuesta exhibió un funcionamiento libre de errores independientemente del número de canales manteniendo una tasa multiplexada de 640 Gb/s.



## Capítulo 8

# Conclusiones Generales

Los sistemas de comunicaciones orientados a la creación de una red de interconexión global han cambiado la forma en que interactúa la sociedad actual. No por nada se dice que estamos viviendo en la era de la información. Los medios masivos como el internet han facilitado esta revolución. Sin embargo, la evolución de los medios de comunicación no hubiese sido posible sin el perfeccionamiento y desarrollo de nuevas tecnologías.

En la actualidad, gran parte de la red de internet se sustenta a través de enlaces de fibra óptica, su gran ancho de banda ha permitido incrementar paulatinamente las tasas de transferencia de datos. Sin embargo, una de las mayores preocupaciones que surgen es la insuficiente velocidad con que la tecnología electrónica procesa este flujo de datos, por lo que en ocasiones la velocidad con que llegan los bits de información supera la capacidad de procesamiento, creando de esta forma un cuello de botella electrónico. Es por ello que surge el procesamiento totalmente óptico, con el fin de contrarrestar el relativamente lento accionar de la tecnología electrónica y fungir como su complemento, y en ocasiones, como su sustituto en selectas aplicaciones donde la velocidad de procesamiento es un factor crítico.

De entre las tecnologías de procesamiento totalmente ópticas destaca el amplificador óptico de semiconductor (SOA) debido a que presenta una alta no linealidad, es compacto, exhibe un gran potencial de integración y su tecnología de fabricación es compatible con la que se emplea en la construcción de circuitos integrados. Hoy en día, el SOA como elemento de procesamiento óptico, es un tema de investigación muy atractivo, ya que su área de aplicación es de suma importancia en el desarrollo de los sistemas de comunicaciones del futuro. Además, en caso de convertirse en la tecnología predilecta, representaría una industria multimillonaria.

Uno de los primeros retos que enfrenta el SOA es la construcción de unidades de procesamiento totalmente óptico, es decir, compuertas lógicas fotónicas. Para ello se han estudiado y propuesto diversas arquitecturas que incorporan al SOA como dispositivo de procesamiento, entre ellas, las basadas en estructuras interferométricas Mach-Zehnder (MZI) son preferidas debido a que son estables, presentan un buen desempeño y poseen gran potencial de integración.

La necesidad de crear compuertas y circuitos fotónicos (basados en SOA) cada vez más veloces, han generado dos vertientes: la primera de ellas se basa en la investigación de nuevos materiales que permitan reducir el tiempo de recuperación del SOA, mientras que el segundo enfoque consiste en desarrollar nuevas técnicas e ingeniosas arquitecturas que permitan la operación de los circuitos fotónicos a tasas más elevadas, empleando para ello, SOAs con características típicas. Desde luego que ambas vertientes no son excluyentes una de la otra. En nuestra investigación nos decantamos por el segundo enfoque.

Gracias a la investigación del estado del arte fue posible identificar las arquitecturas y las técnicas aceleradoras de mayor relevancia. Mientras que el estudio de la física del SOA permitió una mayor comprensión de los fenómenos físicos que rigen su dinámica y facilitó el conocer las características, bondades y limitaciones del modelo empleado.

De entre las estructuras y técnicas aceleradoras más importantes se identificó al *turbo-switch* y al esquema diferencial. El primero de ellos se basa en la conexión en cascada de dos SOAs separados por un filtro paso-banda centrado a la longitud de onda de la señal de prueba. En el primer SOA ocurre el proceso de modulación cruzada de fase y de ganancia (XPM y XGM), mientras que el filtro y el segundo SOA generan un filtrado no lineal que acelera la dinámica de la estructura permitiendo operar a tasas más elevadas y con menor distorsión del patrón de datos. En cuanto al método diferencial, su funcionamiento se basa en la creación de una ventana de transmisión. Así pues, una señal de control se envía a través de uno de los brazos del MZI produciendo un desbalance (apertura de la ventana de transmisión), mientras que un tiempo después se propaga una señal de control con retraso a través del brazo opuesto, por lo que restablece el balance del interferómetro (cierre de la ventana). De esta forma se reduce la dependencia que exhibe la estructura interferométrica con respecto al tiempo de recuperación del SOA.

En el Capítulo 5 se analizaron tres diferentes arquitecturas interferométricas basadas en el SOA que realizaban la operación OR. Todas ellas exhibieron una operación prácticamente libre de errores al procesar un flujo de datos de 10 Gb/s. Sin embargo, el desempeño medido en términos del factor de calidad ( $Q_{dB}$ ) nos indicó que la compuerta OR convencional (basada en la estructura SOA-MZI) presentaba el desempeño más bajo ( $Q_{dB}=9.59$  dB) debido a que su funcionamiento depende totalmente del tiempo de recuperación del SOA. La compuerta OR con esquema diferencial (basada en la estructura SOA-MZI con DS) representó una mejora ( $Q_{dB}=11.53$  dB) con respecto a la arquitectura anterior, reduciendo la distorsión del patrón de datos que se produce cuando dos o más pulsos consecutivos ingresan al medio activo del SOA produciendo así un agotamiento cada vez más severo de la densidad de portadores de carga. La compuerta propuesta en este aporte, es decir, la compuerta OR con *turbo-switch* y esquema diferencial (basada en la arquitectura TS-MZI con DS) mostró ser superior en términos del factor de calidad ( $Q_{dB}=14.99$  dB), esto fue posible gracias a la dinámica “acelerada” que presenta la estructura de *turbo-switch* con respecto al comportamiento exhibido al emplear un solo SOA. La distorsión del patrón de datos se redujo drásticamente, sin embargo, no fue posible operar la compuerta a velocidades mayores debido a que el funcionamiento de esta compuerta en particular se basa en inducir a los SOAs a un estado de muy alta saturación, en consecuencia, el tiempo de recuperación se incrementa, lo que restringe su uso a mayores tasas.

En el Capítulo 6 se estudiaron dos arquitecturas para llevar a cabo la operación AND. A diferencia de la compuerta OR, no es necesario que opere a niveles tan elevados de saturación, por lo que pudo ser simulada a mayores tasas de procesamiento. Primero se analizó la compuerta *differential* AND (basada en la estructura SOA-MZI con DS) a una tasa de 80 Gb/s con el fin de establecer un punto de comparación justa con los resultados presentados por otros grupos de investigación. El desempeño exhibido por nuestra compuerta ( $Q_{dB} = 8.45$  dB) fue similar al presentado por Dong [8] ( $Q_{dB} \approx 8.5$  dB).

Al operar la compuerta *differential* AND a una tasa de 160 Gb/s, su factor  $Q_{dB}$  se redujo a 7.15 dB, es decir, muy por debajo de los estándares de desempeño comúnmente aceptables. En cambio, la compuerta *turbo-switched* AND (basada en la arquitectura TS-MZI con DS) propuesta en este trabajo de investigación, presentó un desempeño de  $Q_{dB}=10.95$  dB a una tasa de 80 Gb/s y  $Q_{dB}=9.88$  dB cuando se opera a 160 Gb/s. En ambos casos exhibió un comportamiento libre de errores ( $Q_{dB}>8.66$  equivalente a un  $BER<1\times 10^{-13}$ ). Cabe destacar que la compuerta *turbo-switched* AND operada a 160 Gb/s presenta un mejor desempeño que la compuerta *differential* AND operada a 80 Gb/s, por lo que podemos afirmar que la estructura de *turbo-switch* no solo mejoró el desempeño de la compuerta, sino que además nos permitió alcanzar mayores tasas de procesamiento. Con el fin de demostrar el potencial de las compuertas lógicas basadas en *turbo-switch*, se propuso un circuito *half-adder* que hace uso de una compuerta *turbo-switched* XOR (investigada con anterioridad por nuestro grupo de investigación) y de la compuerta *turbo-switched* AND aquí propuesta. Realizando las modificaciones pertinentes, fue posible operar el circuito *half-adder* a una velocidad de 160 Gb/s con un factor  $Q_{dB}$  de 8.95 dB.

En el Capítulo 7 se propuso una novedosa técnica que llamamos esquema diferencial mejorado (iDS), ya que se basa en el esquema diferencia convencional. Esta técnica es relativamente simple de implementar, pues solo requiere la incorporación de dos elementos pasivos (un atenuador óptico variable (VOA) y un elemento de retardo (*delay*)) a la estructura del esquema diferencial convencional. Se demostró que tras un apropiado ajuste del VOA, es posible generar un cierre efectivo de la ventana y que la inclusión de un *delay* en la trayectoria de la señal de prueba nos permite sacar el mayor provecho a la ventana de transmisión resultante. La compuerta AND que incorporaba esta técnica recibió el nombre de *turbo-switched* AND con esquema diferencial mejorado (TS-AND con iDS). Gracias al método iDS, fue posible obtener un factor de calidad de  $Q_{dB}=8.84$  dB al simular la compuerta TS-AND con iDS a una tasa de repetición de 640 Gb/s. Dicho desempeño corresponde a una operación libre de errores, por lo que podemos afirmar que se trata de la compuerta AND más rápida de su tipo, es decir, entre aquellas que basan su funcionamiento en el *bulk* SOA. Además de mejorar el desempeño y de permitirnos una mayor tasa de operación, el esquema diferencial mejorado conserva la anchura de los pulsos después de haber sido procesados, a diferencia de lo que ocurre con el esquema convencional en el que los pulsos de salida son más angostos en comparación con la señal de entrada. La arquitectura propuesta fue explotada para así crear dos aplicaciones fundamentales en las telecomunicaciones: un convertidor de longitud de onda y un demultiplexor de señal OTDM. A través del análisis numérico se demostró una operación libre de errores del convertidor de longitud de onda utilizando una tasa de repetición de 640 Gb/s. Se midió un  $Q_{dB}$  de 8.67 dB. Mientras que el demultiplexor exhibió un funcionamiento libre de errores independientemente del número de canales, al demultiplexar una señal OTDM de 640 Gb/s.

La propuesta y análisis del esquema diferencial mejorado representan una de las más valiosas propuestas de este trabajo de investigación, pues abre nuevas perspectivas al procesamiento totalmente óptico, ya que sus beneficios son evidentes y su campo de aplicación no se restringe al uso de *bulk* SOAs como elementos de procesamiento no lineal.

Por último, el presente trabajo representa una contribución al estado del arte del procesamiento fotónico, pues se presentan innovadoras estructuras y técnicas que aceleran la velocidad de operación de las compuertas y circuitos fotónicos, además de mejorar su desempeño. En particular, nuestra investigación impulsa el desarrollo e investigación de las estructuras interferométricas basadas en el SOA para su uso en las futuras tecnologías de procesamiento totalmente óptico.

# Apéndice A

## A.1. Parámetros de desempeño

Como su nombre lo sugiere, los parámetros de desempeño son un valioso indicador para conocer el rendimiento de un dispositivo o sistema. En nuestro caso, al tratarse de una investigación basada en un análisis numérico, los parámetros de desempeño cobran una mayor importancia, ya que nos permiten establecer una comparación justa con los resultados numéricos y experimentales que han sido reportados por otros grupos de investigación.

A continuación se analizarán los parámetros de desempeño que se emplean con mayor frecuencia en la evaluación de las compuertas lógicas fotónicas.

### A.1.1. Diagrama de ojo

El diagrama de ojo es el resultado de la superposición temporal de todas las diferentes combinaciones de “1s” y “0s” que presenta una secuencia. En nuestro caso se toma el diagrama de ojo a la salida de las compuertas lógicas fotónicas.

La figura A.1 ilustra el diagrama de ojo que se esperaría obtener a la salida de una compuerta lógica fotónica basada en el SOA.

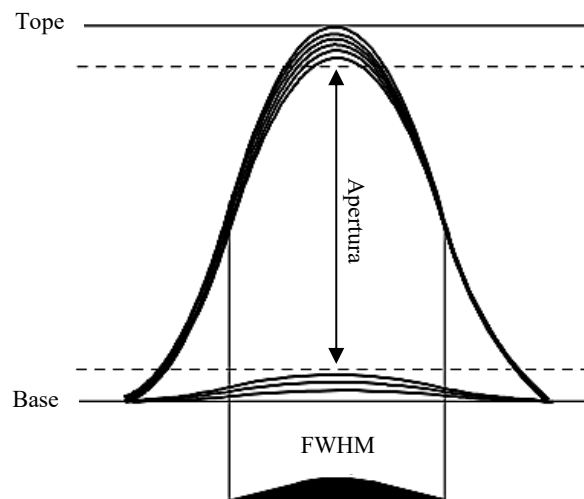


Figura A.1. Diagrama de ojo.

Como se abordó anteriormente, los pulsos ópticos a la salida del SOA presentan el problema de distorsión en el patrón de datos cuando se introducen intensos pulsos ópticos ultra cortos de manera consecutiva y a una gran velocidad. Lo anterior puede observarse con gran claridad en el diagrama de ojo de la figura A.1, en él se aprecia que la amplitud pico de los “1s” presenta fluctuaciones. Sucede lo mismo con los “0s”, los cuales idealmente deberían tener una amplitud nula.

El diagrama de ojo también nos indica el ancho del pulso a la salida, el nivel del jitter (adelanto o retraso temporal de carácter aleatorio que sufre el pulso), el tiempo de muestreo y el umbral óptimo, entre otras características.

### A.1.2. Factor de calidad (Q)

El factor de calidad (Q, *Quality Factor*) es una medida estadística que en términos generales nos indica que tan grande es la apertura del diagrama de ojo en relación a las fluctuaciones de amplitud que experimentan los pulsos “1s” y “0s”. Así pues, es de esperar que un diagrama de ojo que presenta una gran apertura y bajas fluctuaciones de amplitud posea un alto factor de calidad. Este parámetro de desempeño resulta relativamente sencillo de medir dado que se obtiene directamente del diagrama de ojo. Cabe destacar que el factor Q que reportamos a lo largo de nuestro trabajo en realidad se mide a partir de un pseudo-diagrama de ojo, se le llama así debido a que se emplean secuencias binarias pseudo-aleatorias (PRBS), además de que omite fuentes de ruido externas, como el ruido de ASE (*Amplified Spontaneous Emission*), que entorpecerían la labor de estudiar la dinámica no lineal del sistema propuesto. Dichas secuencias PRBS son una muy buena aproximación de las secuencias que esperaríamos encontrar en la vida real, razón por la cual son ampliamente utilizadas tanto en estudios experimentales como en análisis numéricos para evaluar el desempeño de las compuertas lógicas fotónicas [143]. El factor de calidad se define matemáticamente como [97]:

$$Q_{[U.A.]} = \frac{P_1 - P_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (\text{A-1})$$

$P_1$  y  $P_0$  son las potencias promedio de los pulsos “1” y “0” lógicos, respectivamente, estas se miden a la salida de la compuerta fotónica. Mientras que  $\sigma_1$  y  $\sigma_0$  son sus respectivas desviaciones estándar. Note que el factor de calidad carece de unidades.

En nuestro trabajo, como en muchos otros publicados por otros grupos de investigación, preferimos expresar al factor Q en decibeles como se indica en la siguiente ecuación.

$$Q_{[dB]} = 10 \log_{10}(Q_{[U.A.]}) \quad (\text{A-2})$$

El valor de un  $Q_{dB}$  aceptable dependerá de la aplicación y de la tasa de transmisión. En general, cuando se emplean tasas de transmisión relativamente bajas se establece un  $Q_{dB}$  mínimo de alrededor de 7.78 dB, mientras que a mayores velocidades se establece un  $Q_{dB}$  de 8.66 dB.

### A.1.3. Tasa de bits en error (BER)

La tasa de bits en error (BER, *Bit Error Rate*) es un parámetro más sencillo de comprender, este se cuantifica como el número de bits recibidos o procesados de manera errónea entre el total de bits transmitidos u operaciones realizadas durante un determinado tiempo. Es decir:

$$BER = \frac{\text{Número de Bits Erróneos}}{\text{Total de bits}} \quad (\text{A-3})$$

Un valor típico en los sistemas de comunicaciones ópticos es un BER de  $1 \times 10^{-9}$  [97], esto quiere decir que el sistema presenta un bit en error por cada mil millones de bits transmitidos. En nuestro caso, no resulta factible realizar simulaciones numéricas empleando secuencias de bits tan largas, esto implicaría tiempos de simulación excesivamente largos y el uso de recursos computacionales que están más allá de nuestro alcance. Por lo tanto, hemos optado por emplear secuencias PRBS con una longitud de 512 bits, esto es, una longitud adecuada para las condiciones de simulación tratadas en este aporte. Asumiendo una distribución Gaussiana, podemos aproximar el BER de la siguiente manera [97]:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{Q_{[U.A.]}}{\sqrt{2}} \right) \quad (\text{A-4})$$

Donde  $\operatorname{erfc}$  es la función error complementaria y el factor  $Q$  se expresa en unidades adimensionales. Gracias a esta relación existente entre  $Q$  y BER, es posible obtener tasas de bits en error del orden de  $1 \times 10^{-19}$  o incluso más pequeñas. Estas son útiles para propósitos de comparación entre resultados numéricos, sin embargo, carecen de sentido a nivel práctico ya que su medición tardaría demasiado tiempo al realizarse experimentalmente [150]. La tabla A.1 muestra las relaciones entre  $Q$  y BER que se emplean con mayor frecuencia.

**Tabla A.1.** Relaciones útiles entre  $Q$  y BER.

$Q_{[U.A.]}$	$Q_{[dB]}$	BER
6.00	7.78	$1 \times 10^{-9}$
7.05	8.48	$1 \times 10^{-12}$
7.35	8.66	$1 \times 10^{-13}$

#### A.1.4. Nivel de distorsión del patrón de datos (PE)

El parámetro PE (*Patterning Effect*) nos ayuda a estimar que tan severo es el efecto de distorsión en el patrón de datos a la salida de nuestra compuerta o circuito lógico. Se calcula de la siguiente manera [152]:

$$PE = 10 \log_{10} \left( \frac{P_{max}}{P_{min}} \right) \quad (\text{A-5})$$

Donde  $P_{max}$  y  $P_{min}$  son las potencias pico máxima y mínima, respectivamente, que presentan los "1s" lógicos. En general se desea un valor de PE menor a 1 dB debido a que estas indeseables fluctuaciones limitan la interconexión en cascada al incrementar el número de compuertas o circuitos fotónicos.

### A.1.5. Coeficiente de correlación (r)

El coeficiente de correlación nos indica el grado de similitud que existe entre dos señales cualesquiera. En algunas ocasiones, el pulso óptico procesado por las compuertas o circuitos fotónicos es sometido a una severa compresión o distorsión en la forma de su perfil; en este caso, el coeficiente de correlación puede usarse para medir el nivel de deformación experimentado por el pulso. El coeficiente de correlación ( $\rho$ ) entre dos señales continuas “x” y “y” se expresa como [163]:

$$\rho_{x,y} = \frac{\sigma_{x,y}}{\sigma_x \sigma_y} \quad (\text{A-6})$$

Donde  $\sigma_{x,y}$  representa la covarianza entre “x” y “y”, mientras que  $\sigma_x$  y  $\sigma_y$  son las desviaciones estándar de sus respectivas señales. Como en nuestro caso hacemos uso de señales discretas, podemos calcular el coeficiente de correlación (r) entre dos señales empleando el estimador de Pearson que se muestra en la siguiente ecuación [164].

$$r = \frac{n \sum_{j=1}^n P_{Gauss\ j} \cdot P_{out\ j} - \sum_{j=1}^n P_{Gauss\ j} \cdot \sum_{j=1}^n P_{out\ j}}{\sqrt{n \sum_{j=1}^n P_{Gauss\ j}^2 - \left( \sum_{j=1}^n P_{Gauss\ j} \right)^2} \cdot \sqrt{n \sum_{j=1}^n P_{out\ j}^2 - \left( \sum_{j=1}^n P_{out\ j} \right)^2}} \quad (\text{A-7})$$

$P_{Gauss}$  es la potencia óptica del pulso de entrada, es decir, un pulso Gaussiano ideal, mientras que  $P_{out}$  es la potencia óptica de alguno de los pulsos ópticos a la salida de una compuerta o circuito fotónico (después de haber sido procesado). Existen otras métricas para determinar la similitud entre estas dos señales, una de ellas es el coeficiente de correlación cruzada (XC, *Cross-Correlation Coefficient*) [153] el cual puede calcularse al eliminar los términos de sustrayendo de la ecuación A-7.



## Referencias

- [1] Michael Tomasello, *Los orígenes de la comunicación humana*. España: Katz Editores, 2013.
- [2] Antonio Castillo Gómez, *Historia de la cultura escrita: del próximo Oriente Antiguo a la sociedad informatizada*, Trea, Ed. Estados Unidos de América, 2002.
- [3] Antonio Ricardo Castro Lechtaler and Rubén Jorge Fusario, *Teleinformática para ingenieros en sistemas de información*. Argentina: Reverte, 1999.
- [4] Antonio Checa Godoy, *Historia de la comunicación: de la crónica a la disciplina científica*. España: Netbiblo, 2008.
- [5] TeleGeography. (2015) [Online].  
<https://www.telegeography.com/products/commsupdate/articles/2015/08/26/african-internet-capacity-growth-continues-to-lead-world/>
- [6] Andreas Holmqvist and Alexander Kronstrand, *Overlay Network*. Suecia: Tesis, 2015.
- [7] P. Singh, D.K. Tripathi, S. Jaiswal, and H.K. Dixit, "Designs of all-optical buffer and OR gate using SOA-MZI," *Opt. Quantum Electron.*, vol. 46, no. 11, pp. 1435–1444, 2014.
- [8] H. Dong, H. Sun, Q. Wang, N.K. Dutta, and J. Jaques, "80 Gb/s all-optical logic AND operation using Mach-Zehnder interferometer with differential scheme," *Opt. Commun.*, vol. 265, no. 1, pp. 79–83, 2006.
- [9] Antonella Bogoni and Alan Willner, "Photonic signal processing for logic and computation," in *All-optical signal processing*. United States of America: Springer Series in Optical Sciences, 2015, ch. 6.
- [10] M. Zhang, L. Wang, and P. Ye, "All-optical XOR logic gates: technologies and experiment demonstrations," *IEEE Comm. Mag.*, vol. 43, no. 5, pp. S19–S24, 2005.
- [11] M. Coupland, K. H. Hambleton, and C. Hilsum, "Measurement of amplification in GaAs injection laser," *Phys. Lett.*, vol. 7, no. 4, pp. 231–232, 1963.
- [12] Ken Morito, "Semiconductor Optical Amplifier," in *Encyclopedic Handbook Of Integrated Optics*. United States of America: Taylor & Francis Group, 2006.
- [13] Lorenzo Occhi, *Semiconductor optical amplifiers made of ridge waveguide bulk InGaAsP/InP: Experimental characterisation and numerical modelling of gain, phase, and noise*. Zürich, Suiza: Eidgenössische Technische Hochschule Zürich, 2002.
- [14] J. C. Simon, "Polarization characteristics of a travelling-wave-type semiconductor laser amplifier," *Electron. Lett.*, vol. 18, no. 11, pp. 438–439, 1982.
- [15] C. Holtmann, P.A. Besse, T. Brenner, and H. Melchior, "Polarization Independent Bulk Active Region Semiconductor Optical Amplifiers for 1.3  $\mu\text{m}$  Wavelengths," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 8, no. 3, pp. 343–345, 1996.

- [16] L. F. Tiemeijer, P. J. A. Thijs, T. van Dongen, J. J. M. Binsma, and E. J. Jansen, "Polarization resolved, complete characterization of 1310 nm fiber pigtailed multiple-quantum-well optical amplifiers," *J. Lightwave Technol.*, vol. 14, no. 6, pp. 1524–1533, 1996.
- [17] J. Y. Emery et al., "High performance 1.55  $\mu\text{m}$  polarization insensitive semiconductor optical amplifier based on low-tensile-strained bulk GaInAsP," *Electron. Lett.*, vol. 33, no. 12, pp. 1083–1084.
- [18] A. Rostami and R. Maram, *Nanostructure Semiconductor Optical Amplifiers*. Germany: Springer, 2011.
- [19] Kamelian. [Online]. <http://www.kamelian.com>
- [20] InPhenix. [Online]. <http://www.inphenix.com>
- [21] QPhotonics. [Online]. <http://www.qphotonics.com>
- [22] SuperLum. [Online]. <https://www.superlumdiodes.com/>
- [23] M. Connelly, "Semiconductor optical amplifiers and their applications," in *Spanish Meeting of Optoelectronics (OPTOEL)*, Madrid, Spain, 2003.
- [24] E. Ramírez-Cruz, R. Gutiérrez-Castrejón, P. Torres-Ferrera, and D.E. Ceballos-Herrera, "An alternative for the implementation of 40-km reach Ethernet at 400 Gb/s using an 8 $\times$ 50 Gb/s PHY at 1310 nm with SOA pre-amplification," *Optical Switching and Networking*, vol. 22, pp. 86-94, 2016.
- [25] E. Ramírez-Cruz, I. Rendón-Salgado, D.E. Ceballos-Herrera, and R. Gutiérrez-Castrejón, "Cross-Gain Modulation mitigation in semiconductor optical pre-amplifiers using a new synthetic filter for NRZ-based WDM transmission systems," in *20th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, Bucharest, Romania, 2018, pp. 1-4.
- [26] E. Ramírez-Cruz, R. Gutiérrez-Castrejón, and I. Rendón-Salgado, "Procesamiento digital de señales para la reducción de efectos no lineales en sistemas DWDM con pre-amplificación óptica de semiconductor," in *ROC&C'2016*, Acapulco, 2017, T-03.
- [27] S. Singh, R. Kaur, and R.S. Kaler, "Photonic processing for all-optical logic gates based on semiconductor optical amplifier," *Opt. Eng.*, vol. 53, no. 11, 2014.
- [28] P. Singh, A.K. Singh, V. Arun, and H.K. Dixit, "Design and analysis of all-optical halfadder, half-subtractor and 4-bit decoder based on SOA-MZI configuration," *Opt. Quantum Electron.*, vol. 48, no. 2, pp. 1-14, 2016.
- [29] G.K. Maity et al., "All-optical binary flip-flop with the help of terahertz optical asymmetric demultiplexer," *Natural Comput.*, vol. 9, no. 4, pp. 903-916, 2010.
- [30] D. Fitsios et al., "All-optical 3-bit counter using two cascaded stages of SOA-MZI-based T-flip-flops," in *Proceedings of the IEEE Photonic Society 24th Annual Meeting (PHO 2011)*, Arlington, United States of America, 2011, pp. 607–608.
- [31] Y.J. Jung et al., "Demonstration of 10 Gbps, all-optical encryption and decryption system utilizing SOA XOR logic gates," *Opt. Quantum Electron.*, vol. 40, no. 5-6, pp. 425–430, 2008.

- [32] T. Durhuus, B. Mikkelsen, C. Joergensen, S. L. Danielsen, and K. E. Stubkjaer, "All-optical wavelength conversion by semiconductor optical amplifiers," *J. of Lightwave Technol.*, vol. 14, no. 6, pp. 942-954, 1996.
- [33] X. Yang, A.K. Mishra, R.J. Manning, and R. Giller, "All-optical 40 Gbit/s NRZ to RZ format conversion by nonlinear polarisation rotation in SOAs," *Electron. Lett.*, vol. 43, no. 8, pp. 469-470, 2007.
- [34] A. Bogoni, F. Ponzini, M. Scaffardi, P. Ghelfi, and L. Poti, "New optical sampler based on TOAD and data postprocessing for subpicosecond pulse resolution," *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 10, no. 1, pp. 186-191, 2004.
- [35] R. Gutiérrez-Castrejón, "Turbo-switched Mach-Zehnder interferometer performance as all-optical signal processing element at 160 Gb/s," *Opt. Commun.*, vol. 282, no. 22, pp. 4345-4352, 2009.
- [36] E. Dimitriadou, K.E. Zoiros, T. Chattopadhyay, and J.N. Roy, "Design of ultrafast alloptical 4-bit parity generator and checker using quantum-dot semiconductor optical amplifier-based Mach-Zehnder interferometer," *J. Comput. Electron.*, vol. 12, no. 3, pp. 481-489, 2013.
- [37] Y.M. Jhon, H.J. Ki, and S.H. Kim, "Clock recovery from 40 Gbps optical signal with optical phase-locked loop based on a terahertz optical asymmetric demultiplexer," *Opt. Commun.*, vol. 220, no. 4-6, pp. 315-319, 2003.
- [38] G. Gavioli and P. Bayvel, "Novel 3R regenerator based on polarization switching in a semiconductor optical amplifier-assisted fiber Sagnac interferometer," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 15, no. 9, pp. 1261-1263, 2003.
- [39] G. Papadimitriou, C. Papazoglou, and A. Pomportsis, *Optical Switching*. United States of America: Wiley-Interscience, 2007.
- [40] J. Livas, "Optical Transmission Evolution: From Digital to Analog to? Network Tradeoffs Between Optical Transparency and Reduced Regeneration Cost," *J. Lightwave Technol.*, vol. 23, no. 1, pp. 219-224, 2005.
- [41] S. Hardy. (2018, January) Lightwave. [Online].  
<https://www.lightwaveonline.com/articles/2018/01/ethernet-alliance-salutes-approval-of-ieee-802-3bs-200-gigabit-ethernet-400-gigabit-ethernet-standard.html>
- [42] L.E. Nelson, "Advances in 400 Gigabit Ethernet Field Trials," in *Optical Fiber Communications Conference and Exposition (OFC)*, San Diego, 2018, pp. 1-3.
- [43] Enrique Gómez Pablo, *Diseño de una compuerta lógica fotónica XOR que opera a 160 Gb/s utilizando un interferómetro tipo Mach-Zehnder*. Ciudad de México, México: Tesis, Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM), 2009.
- [44] J. Pozo, P. Harmsma, and D.M.R. Lo Cascio, "Application specific photonic integrated circuits and the sensing industry," in *International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, Cartagena, Spain, 2013.
- [45] A.P. Godse and D.A. Godse, *Digital logic circuits*, 4th ed. Pune, India: Technical Publications, 2009.

- [46] C.S. Sobrinho et al., "A performance study of a logical gate using PPM optical pulse modulation for TDM systems," *Opt. Commun.*, vol. 275, no. 2, pp. 476-485, 2007.
- [47] T. Hirooka et al., "All-optical demultiplexing of 640-Gb/s OTDM-DPSK signal using a semiconductor SMZ switch," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 21, no. 20, pp. 1574-1576, 2009.
- [48] A. Bogoni, X. Wu, Z. Bakhtiari, S. Nuccio, and A.E. Willner, "640 Gbits/s photonic logic gates," *Opt. Lett.*, vol. 35, no. 23, pp. 3955-3957, 2010.
- [49] M. Galili et al., "Breakthrough switching speed with an all-optical chalcogenide glass chip: 640 Gbit/s demultiplexing," *Opt. Express*, vol. 17, no. 4, pp. 2182-2187, 2009.
- [50] V. Ta'eed et al., "Ultrafast all-optical chalcogenide glass photonic circuits," *Opt. Express*, vol. 15, no. 15, pp. 9205-9221, 2007.
- [51] J. Mørk and T.W. Berg, "The dynamics of semiconductor optical amplifiers: Modeling and applications," *Opt. Photonics News*, vol. 14, no. 7, pp. 42-48, 2003.
- [52] I. White et al., "Wavelength switching components for future photonic networks," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 40, no. 9, pp. 74-81, 2002.
- [53] H. Soto, J. Topomonzon, D. Erasme, G. Guekos, and M. Castro, "Experimental demonstration of all-optical logic gates using cross-polarization modulation in a semiconductor optical amplifier," *Proc. SPIE*, vol. 4935, pp. 495-502, 2002.
- [54] S. Singh, D.K. Tripathi, S. Jaiswal, and H.K. Dixit, "All-optical logic gates: Designs, classification, and comparison," *Advances in Optical Technologies*, vol. 2014, 2014.
- [55] T. Schneider, *Nonlinear optics in telecommunications*. United States of America: Springer Science & Business Media, 2004.
- [56] N.K. Dutta and Q. Wang, *Semiconductor Optical Amplifiers*. Singapore: World Scientific, 2006.
- [57] C. Bintjas, K. Vlachos, N. Pleros, and H. Avramopoulos, "Ultrafast nonlinear interferometer (UNI)-based digital optical circuits and their use in packet switching," *J. Lightwave Technol.*, vol. 21, no. 11, pp. 2629-2637, 2003.
- [58] K. P. Zetie, S. F. Adams, and R. M. Tocknell, "How does a Mach-Zehnder interferometer work?," *Phys. Educ.*, vol. 35, no. 1, pp. 46-48, 2000.
- [59] V. M. Menon, W. Tong, F. Xia, C. Li, and S. R. Forrest, "Nonreciprocity of counterpropagating signals in a monolithically integrated Sagnac interferometer," *Opt. Lett.*, vol. 29, no. 5, pp. 513-515, 2004.
- [60] M. I. Shehata and N. A. Mohammed, "Design and optimization of novel two inputs optical logic gates (NOT, AND, OR and NOR) based on single commercial TW-SOA operating at 40 Gbit/s," *Opt. Quantum Electron.*, vol. 48, no. 6, pp. 1-16, 2016.
- [61] B. Wu et al., "Simultaneous implementation of all-optical OR and AND logic gates for NRZ/RZ/CSRZ ON-OFF-keying signals," *Opt. Commun.*, vol. 283, no. 3, pp. 349-354, 2010.

- [62] J. Yang, L. Han, and Y. Guo, "Function-lock strategy in OR/NOR optical logic gates based on cross-polarization modulation effect in semiconductor optical amplifier," *Chin. Opt. Lett.*, vol. 5, no. 10, pp. 566-568, 2017.
- [63] T. Chattopadhyay and J. N. Roy, "Semiconductor optical amplifier (SOA)-assisted Sagnac switch for designing of all-optical tri-state logic gates," *Optik*, vol. 122, no. 12, pp. 1073-1078, 2011.
- [64] D. Tsiokos et al., "10-Gb/s All-Optical half-adder with interferometric SOA gates," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 16, no. 1, pp. 284-286, 2004.
- [65] X. Zhao, C. Lou, and Y. Feng, "Optical signal processing based on semiconductor optical amplifier and tunable delay interferometer," *Front. Optoelectron. China*, vol. 4, no. 3, pp. 308-314, 2011.
- [66] P. Singh, D.K. Tripathi, S. Jaiswal, and H.K. Dixit, "Design and analysis of all-optical AND, XOR and OR gates based on SOA-MZI configuration," *Opt. Laser Technol.*, vol. 66, pp. 35-44, 2015.
- [67] V. Arun, A.K. Singh, N.K. Shukla, and D.K. Tripathi, "Design and performance analysis of SOA-MZI based reversible toffoli and irreversible AND logic gates in a single photonic circuit," *Opt. Quantum Electron.*, vol. 48, no. 9, 2016.
- [68] X. Chen, L. Huo, Z. Zhao, L. Zhuang, and C. Lou, "Study on 100-Gb/s reconfigurable all-optical logic gates using a single semiconductor optical amplifier," *Opt. Express.*, vol. 24, no. 26, pp. 30245-30253, 2016.
- [69] C. Feng, J. Wu, K. Xu, and J. Lin, "Simple ultrafast all-optical AND logic gate," *Opt. Eng.*, vol. 46, no. 12, 2007.
- [70] K. L. Hall and K. A. Rauschenbach, "100-Gbit/s bitwise logic," *Opt. Lett.*, vol. 23, no. 16, pp. 1271-1273, 1998.
- [71] S. Kumar, A. E. Willner, D. Gurkan, K. R. Parameswaran, and M. M. Fejer, "All-optical half adder using an SOA and a PPLN waveguide for signal processing in optical networks," *Opt. Express*, vol. 14, no. 22, pp. 10255-10260, 2006.
- [72] K. Chan, C. K. Chan, L. K. Chen, and F. Tong, "Demonstration of 20-Gb/s all-optical XOR gate by four-wave mixing in semiconductor optical amplifier with RZ-DPSK modulated inputs," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 16, no. 3, pp. 897-899, 2004.
- [73] H. Soto, D. Erasme, and G. Guekos, "5-Gb/s XOR optical gate based on cross-polarization modulation in semiconductor optical amplifiers," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 13, no. 4, pp. 335-337, 2001.
- [74] T. Houbavlis et al., "10 Gbit/s all-optical Boolean XOR with SOA fibre Sagnac gate," *Electron. Lett.*, vol. 35, no. 19, pp. 1650-1652, 1999.
- [75] G. Theophilopoulos et al., "40 GHz All-Optical XOR with UNI Gate," *OFC 2001*, vol. 1, pp. MB2-1-MB2-3, 2001.
- [76] J. H. Kim et al., "All-optical XOR gate using semiconductor optical amplifiers without additional input beam," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 14, no. 10, pp. 1436-1438, 2002.

- [77] K. Tajima, "All-optical switch with switch-off time unrestricted by carrier lifetime," *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 32, pp. 1746–1749, 1993.
- [78] R.J. Manning et al., "The 'turbo-switch' – a novel technique to increase the high-speed response of SOAs for wavelength conversion," *Proceedings of the Optical Fiber Communication Conference 2006*, no. 1636676, 2006.
- [79] María Carmen España Boquera, *Comunicaciones ópticas: conceptos esenciales y resolución de ejercicios*. Madrid, España: Ediciones Díaz de Santos, 2005.
- [80] Anton A. Huurdeman, *The Worldwide History of Telecommunications*. New Jersey, United States of America: John Wiley & Sons, 2003.
- [81] Robert L. Boylestad and Louis Nashelsky, *Electrónica: Teoría de circuitos y dispositivos electrónicos*, Décima ed. México: Pearson Educación, 2009.
- [82] Omar Contreras. (2003) Semiconductores. [Online].  
<http://www.ing.uc.edu.ve/ocontrer/semiconductores.htm>
- [83] Thomas L. Floyd, *Dispositivos electrónicos*, Octava ed. México: Pearson Educación, 2008.
- [84] Santiago Burbano de Ercilla and Carlos Gracia Muñoz, *Física general*. Madrid, España: Editorial Tébar, 2003.
- [85] Paul Allen Tipler and Gene Mosca, *Física para la ciencia y la tecnología: [Física moderna: Mecánica cuántica, relatividad y estructura de la materia]*, Quinta ed. Barcelona, España: Reverté, 2005, vol. IIC.
- [86] S. L. Kakani, *Electronics Theory and Applications.*: New Age International, 2005.
- [87] Mitsuo Fukuda, *Optical Semiconductor Devices.*: John Wiley & Sons, 1999.
- [88] Luis Prat Viñas and Josep Calderer Cardona, *Dispositivos electrónicos y fotónicos: fundamentos*. España: Universidad Politécnica de Cataluña, 2010.
- [89] Rakshit P. C. and Chattopadhyaya D., *Electronics (fundamentals and applications)*, Séptima ed. New Delhi, India: New Age International, 2006.
- [90] Paul Hlawiczka, *Introducción a la electrónica cuántica*. Barcelona, España: Reverté, 1977.
- [91] Kwok K. Ng Simon M. Sze, *Physics of Semiconductor Devices*, Tercera ed. Universidad de Michigan, Estados Unidos de América: John Wiley & Sons, 2006.
- [92] Angus Rockett, *The Materials Science of Semiconductors*. Estados Unidos de América: Springer Science & Business Media, 2007.
- [93] Ramón Gerardo Maldonado Basilio, "Dispositivos semiconductores: amplificadores de luz y sus aplicaciones," *Temas de ciencia y tecnología*, vol. 5, no. 15, pp. 21-28, 2001.
- [94] Jesús Alba Sánchez, *Propuesta de un módulo de amplificación óptica basada en un haz de contención*

- modulado utilizando dispositivos de semiconductor*. Ciudad de México, México: Tesis, Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM), 2014.
- [95] José María Albella Martín, José M. Martínez-Duart, and Juan José Jiménez Lidón, *Optoelectrónica y comunicación óptica*. Madrid, España: Consejo Superior de Investigaciones Científicas, 1988.
- [96] Ramón Gerardo Maldonado Basilio, *Modelado de la modulación cruzada de la polarización en amplificadores ópticos de semiconductor: aplicaciones a los sistemas de comunicaciones ópticas*. Ensenada, México: Tesis, Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada (CICESE), 2009.
- [97] Govind P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*, Tercera ed. Rochester, Estados Unidos de América: John Wiley & Sons, 2002.
- [98] R. Gutiérrez-Castrejón and Marcus Duell, "Modeling and simulation of semiconductor optical amplifier dynamics for telecommunication applications," in *Computer physics research trends*, Silvan J. Bianco, Ed. New York, Estados Unidos de América: Nova Science Publishers, 2007, ch. 2.
- [99] J. M. Wiesenfeld, "Gain dynamics and associated nonlinearities in semiconductor optical amplifiers," *International Journal of High Speed Electronics and Systems*, vol. 7, no. 1, pp. 179-222, 1996.
- [100] Christiana Honsberg and Stuart Bowden. Photovoltaic Education Network. [Online]. <http://www.pveducation.org/pvcdrom/types-of-recombination>
- [101] S. Bischoff, M. L. Nielsen, and Jesper Mørk, "Improving the all-optical response of SOAs using a modulated holding signal," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 22, no. 5, pp. 1303-1308, 2004.
- [102] Y. Kim, H. Lee, S. Kim, J. Ko, and J. Jeong, "Analysis of frequency chirping and extinction ratio of optical phase conjugate signals by four-wave mixing in SOAs," *IEEE Journal on Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 5, no. 3, pp. 873-879, 1999.
- [103] L. Occhi, L. Schares, and G. Guekos, "Phase modeling based on the  $\alpha$  factor in bulk semiconductor optical amplifiers," *IEEE Journal on Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 9, no. 3, pp. 788-797, 2003.
- [104] M. J. Adams, D. A. O. Davies, M. C. Tatham, and M. A. Fisher, "Nonlinearities in semiconductor laser amplifiers," *Optical and Quantum Electronics*, vol. 27, no. 1, pp. 1-13, 1995.
- [105] R. Gutiérrez-Castrejón, "Nonlinear dynamics of semiconductor optical amplifiers," in *Optical amplifiers*. New York, Estados Unidos de América: Nova Science Publishers, 2012, ch. 3, pp. 41-69.
- [106] Anthony E. Siegman, *Lasers*. Estados Unidos de América: University Science Books, 1986.
- [107] Herbert Venghaus and Norbert Grote, *Fibre Optic Communication: Key Devices*. Berlín, Alemania: Springer Science & Business Media, 2012.
- [108] R. Gutiérrez-Castrejón, L. Occhi, L. Schares, and G. Guekos, "Recovery dynamics of cross-modulated beam phase in semiconductor amplifiers and applications to all-optical signal processing," *Opt. Commun.*, no. 195, pp. 167-177, 2001.

- [109] R. J. Manning, D. A. O. Davies, and J. K. Lucek, "Recovery rates in semiconductor laser amplifiers: optical and electrical bias dependencies," *Electronics Letters*, vol. 30, no. 15, pp. 1233-1235, 1994.
- [110] R. Gutiérrez-Castrejón, "Active interferometers for all-optical information processing," in *Handbook of interferometers. Research, technology and applications*, D. Halsey and W. Raynor, Eds.: Nova Science Publishers, 2009, pp. 793-831.
- [111] F.D. Mahad, A.S.M. Supa'at, S.M. Idrus, and D. Forsyth, "Analyses of semiconductor optical amplifier (SOA) four-wave mixing (FWM) for future all-optical wavelength conversion," *Optik*, vol. 124, no. 1, pp. 1-3, 2013.
- [112] H. Schmeckeber, *Quantum-Dot-Based Semiconductor Optical Amplifiers for O-Band Optical Communication*. Berlin, Germany: Springer, 2016.
- [113] L.Q. Guo and M.J. Connelly, "Signal-induced birefringence and dichroism in a tensile-strained bulk semiconductor optical amplifier and its application to wavelength conversion," *J. Lightwave Technol.*, vol. 23, no. 12, pp. 4037-4045, 2005.
- [114] H. Teimoori, J.D. Topomondzo, C. Ware, R. Gabet, and D. Erasme, "All-optical packet-switching decoder design and demonstration at 10 Gb/s," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 19, no. 10, pp. 738-740, 2007.
- [115] R. Gutiérrez-Castrejón and M. Duelk, "Uni-directional time-domain bulk SOA simulator considering carrier depletion by amplified spontaneous emission," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 42, no. 6, pp. 581-588, 2006.
- [116] R. Gutiérrez-Castrejón and M. Duelk, "Using LabVIEW for advanced nonlinear optoelectronic device simulations in high-speed optical communications," *Computer Physics Communications*, vol. 174, no. 6, pp. 431-440, 2006.
- [117] Dietrich Marcuse, *Principles of Quantum Electronics*. Estados Unidos de América: Elsevier Science, 2012.
- [118] A. Isevgi and W.E. Lamb, "Propagation of light pulses in a laser amplifier," *Physical Review*, vol. 185, no. 2, pp. 517-545, 1969.
- [119] Iván Alexis Sánchez Salazar Chavarría, *Estudio teórico de un amplificador óptico de semiconductor como elemento de una compuerta lógica fotónica utilizando modulación cruzada de la fase*. Ciudad de México, México: Tesis, Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM), 2013.
- [120] A. Uskov, J. Mørk, and J. Mark, "Wave mixing in semiconductor laser amplifiers due to carrier heating and spectral-hole burning," *IEEE J. of Quantum Electron.*, vol. 30, no. 8, pp. 1769-1781, 1994.
- [121] N. Ogasawara and R. Ito, "Longitudinal mode competition and asymmetric gain saturation in semiconductor injection lasers. II. Theory," *Japanese Journal of Applied Physics*, vol. 27, no. 4, pp. 615-626, 1988.
- [122] Emmanuel Rosencher and Borge Vinter, *Optoelectronics*. Estados Unidos de América: Cambridge University Press, 2002.



- [123] A. Mecozzi and J. Mørk, "Saturation effects in nondegenerate four-wave mixing between short optical pulses in semiconductor laser amplifiers," *IEEE Journal on Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 3, no. 5, pp. 1190-1207, 1997.
- [124] G. Talli and M. J. Adams, "Amplified spontaneous emission in semiconductor optical amplifiers: modelling and experiments," *Opt. Commun.*, vol. 218, no. 1-3, pp. 161-166, 2003.
- [125] M. Y. Hong, Y. H. Chang, A. Dienes, J. P. Heritage, and P. J. Delfyett, "Subpicosecond pulse amplification in semiconductor laser amplifiers: theory and experiment," *IEEE J. of Quantum Electron.*, vol. 30, no. 4, pp. 1122-1131, 1994.
- [126] N. K. Das, Y. Yamayoshi, and H. Kawaguchi, "Analysis of basic four-wave mixing characteristics in a semiconductor optical amplifier by the finite-difference beam propagation method," *IEEE J. of Quantum Electron.*, vol. 36, no. 10, pp. 1184-1192, 2000.
- [127] S. Bischoff, A. Buxens, H. N. Poulsen, A. T. Clausen, and J. Mørk, "Bidirectional four-wave mixing in semiconductor optical amplifiers: theory and experiment," *J. of Lightwave Technol.*, vol. 17, no. 9, pp. 1617-1625, 1999.
- [128] S. Bischoff et al., "Comparison of all-optical co- and counter-propagating high-speed signal processing in SOA-based Mach-Zehnder interferometers," *Opt. Quantum Electron.*, vol. 33, pp. 907-926, 2001.
- [129] W. R. Derrick and S. I. Grossman, *Elementary Differential Equations with Applications*, 2nd ed.: Addison-Wesley, 1981.
- [130] S. Selleri, L. Vincetti, and A. Cucinotta, *Optical and Photonic Components*. Italy: Società Editrice Esculapio, 2015.
- [131] K. Obermann, T. Liu, K. Petermann, F. Girardin, and G. Guekos, "Saturation of semiconductor optical amplifiers due to amplified spontaneous emission," in *Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO 1998)*, San Francisco, 1998, p. 379.
- [132] R. Gutiérrez-Castrejón, L. Schares, L. Occhi, and G. Guekos, "Modeling and measurement of longitudinal gain dynamics in saturated semiconductor optical amplifiers of different length," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 36, no. 12, pp. 1476-1484, 2000.
- [133] R. Gutiérrez-Castrejón, M. Duelk, and P. Bernasconi, "A versatile modular computational tool for complex optoelectronic integrated circuits simulation," *Opt. Quantum Electron.*, vol. 38, no. 12-14, pp. 1125-1134, 2006.
- [134] FS. (2018) Basics of Fiber Optic Attenuator || FS.COM. [Online]. <https://www.fs.com/basics-of-fiber-optic-attenuator-aid-344.html>
- [135] I. Rendón-Salgado and R. Gutiérrez-Castrejón, "Diseño de una compuerta lógica fotónica OR empleando un interferómetro Mach-Zehnder asistido con SOAs," in *ROC&C'2016*, Acapulco, 2016, CM-09.
- [136] X. Yang, A. K. Mishra, R. J. Manning, R. P. Webb, and R. Giller, "Error-free all-optical 40Gb/s wavelength conversion by nonlinear polarisation rotation using SOA-based turbo-switch," in *ECOC 2006*, Cannes, 2006.

- [137] X. Yang et al., "High-speed all-optical signal processing using semiconductor optical amplifiers," in *ICTON 2006*, Nottingham, 2006, pp. 161-164.
- [138] X. Yang, R.J. Manning, and R.P. Webb, "All-optical 85 Gb/s XOR using dual ultrafast nonlinear Interferometers and turbo-switch configuration," *Proceedings of the 2006 European Conference on Optical Communications Proceedings, ECOC 2006*, no. 4800937, 2006.
- [139] R. Gutiérrez-Castrejón, "160 Gb/s XOR gate using bulk SOA turbo-switched Mach-Zehnder interferometer," *Proceedings of the 4th International Conference on Electrical and Electron. Eng., ICEEE 2007*, no. 4344991, pp. 134-137, 2007.
- [140] X. Yang et al., "Turbo-switches: Modelling and demonstrations," *Proceedings of the Internat. Conference on Transparent Optical Networks*, no. 6602734, 2013.
- [141] T. Cassese, N. Andriolli, C. Porzi, X. Yang, and G. Contestabile, "Experimental characterization of the first photonic integrated turbo-switch circuit," in *ACP 2017*, Guangdong, 2017, art. S4J.42017.
- [142] Q. Weng, X. Yang, and W. Hu, "Theoretical analysis of high-speed all-optical turbo-switches," *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 18, no. 2, pp. 662-669, 2012.
- [143] I. Rendón-Salgado and R. Gutiérrez-Castrejón, "160 Gb/s all-optical AND gate using bulk SOA turbo-switched Mach-Zehnder interferometer," *Opt. Commun.*, vol. 399, pp. 77-86, 2017.
- [144] E. Dimitriadou and K.E. Zoiros, "On the feasibility of ultrafast all-optical NAND gate using single quantum-dot semiconductor optical amplifier-based Mach-Zehnder interferometer," *Optics and Laser Technol.*, vol. 44, no. 6, pp. 1971-1981, 2012.
- [145] Y. Ueno, J. Sakaguchi, R. Nakamoto, and T. Nishida, "Ultrafast, low-energy consumption, semiconductor-based, all-optical devices," in *Proceedings of the 4th Asia-Pacific Microwave Photonics Conference, APMP 2009*, 2009.
- [146] D.K. Gayen and T. Chattopadhyay, "Simultaneous all-optical basic arithmetic operations using QD-SOA-assisted Mach-Zehnder interferometer," *J. of Computational Electron.*, vol. 15, no. 3, pp. 982-992, 2016.
- [147] S.H. Kim et al., "All-optical half adder using cross gain modulation in semiconductor optical amplifiers," *Optics Express*, vol. 14, no. 22, pp. 10693-10698, 2006.
- [148] B. Dai, S. Shimizu, X. Wang, and N. Wada, "Simultaneous all-optical half-adder and half-subtractor based on two semiconductor optical amplifiers," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 25, no. 1, pp. 91-93, 2013.
- [149] Z. Chen, "Simple novel all-optical half-adder," *Optical Eng.*, vol. 49, no. 4, 2010, Art. 043201.
- [150] I. Rendón-Salgado, E. Ramírez-Cruz, and R. Gutiérrez-Castrejón, "640 Gb/s All-optical AND gate and wavelength converter using bulk SOA turbo-switched Mach-Zehnder interferometer with improved differential scheme," *Opt. Laser Technol.*, vol. 109, pp. 671-681, 2019.
- [151] R. Gutiérrez-Castrejón, M. Dülk, St. Fischer, and G. Guekos, "Novel scheme for optical time-division demultiplexing using a delayed interferometer," *Opt. Commun.*, vol. 192, pp. 245-254, 2001.

- [152] J. Xu, X. Zhang, and J. Mørk, "Investigation of patterning effects in ultrafast SOA-based optical switches," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 46, no. 1, pp. 87-94, 2010.
- [153] Z.V. Rizou, K.E. Zoiros, and A. Hatziefremidis, "Comparison of basic notch filters for semiconductor optical amplifier pattern effect mitigation," *Appl. Sci.*, vol. 7, no. 8, 2017.
- [154] S. Yan et al., "Operation bandwidth optimization of photonic differentiators," *Opt. Express*, vol. 23, no. 15, pp. 18925-18936, 2015.
- [155] J.S. Vardakas and K.E. Zoiros, "Performance investigation of all-optical clock recovery circuit based on Fabry-Pérot filter and semiconductor optical amplifier assisted Sagnac switch," *Opt. Eng.*, vol. 46, no. 8, 2007.
- [156] Y. Liu et al., "Error-free 320-Gb/s all-optical wavelength conversion using a single semiconductor optical amplifier," *J. of Lightwave Technol.*, vol. 25, no. 1, pp. 103-108, 2007.
- [157] K.E. Zoiros, T. Houbavlis, and M. Kalyvas, "Ultra-high speed all-optical shift registers and their applications in OTDM networks," *Opt. Quantum Electron.*, vol. 36, pp. 1005-1053, 2004.
- [158] A. Bogoni, P. Ghelfi, M. Scaffardi, and L. Poti, "All-optical regeneration and demultiplexing for 160-Gb/s transmission systems using a NOLM-based three-stage scheme," *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 10, no. 1, pp. 192-196, 2004.
- [159] J.P. Sokoloff, P.R. Prucnal, I. Glesk, and M. Kane, "A terahertz optical asymmetric demultiplexer (TOAD)," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 5, no. 7, pp. 787-790, 1993.
- [160] C. Schubert et al., "Comparison of interferometric all-optical switches for demultiplexing applications in high-speed OTDM systems," *J. Lightwave Technol.*, vol. 20, no. 4, pp. 618-624, 2002.
- [161] E. Tangdiongga et al., "All-optical demultiplexing of 640 to 40 Gbits/s using filtered chirp of a semiconductor optical amplifier," *Opt. Lett.*, vol. 32, no. 7, pp. 835-837, 2007.
- [162] I. Rendón-Salgado, E. Ramírez-Cruz, and R. Gutiérrez-Castrejón, "All-optical demultiplexing of a 640 Gbit/s OTDM signal using bulk SOA turbo-switched Mach-Zehnder interferometer with improved differential scheme," in *20th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, Bucharest, Romania, 2018, pp. 1-4.
- [163] A. Papoulis, *Probability, random variables, and stochastic processes*, 3rd ed. United States of America: McGraw-Hill, 1991.
- [164] S.L. Jackson, *Research methods and statistics: A critical thinking approach*, 5th ed. United States of America: Cengage Learning, 2015.

# Anexo: Productos de la Investigación

Optics Communications 399 (2017) 77–86



Contents lists available at ScienceDirect

Optics Communications

journal homepage: [www.elsevier.com/locate/optcom](http://www.elsevier.com/locate/optcom)

## 160 Gb/s all-optical AND gate using bulk SOA turbo-switched Mach-Zehnder interferometer



I. Rendón-Salgado, R. Gutiérrez-Castrejón\*

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

### ARTICLE INFO

#### Keywords:

Cross phase modulation (XPM)  
AND logic gate  
Mach-Zehnder interferometer  
Photonic circuit  
Semiconductor optical amplifier (SOA)  
Simulation

### ABSTRACT

A novel architecture to implement an all-optical AND gate that relies on the use of a bulk semiconductor optical amplifier-based active Mach-Zehnder interferometer and the turbo-switch effect is presented. Its performance is analyzed in terms of relevant physical parameters and its power consumption calculated. Error-free operation at 160 Gb/s is numerically demonstrated, thus becoming the fastest AND gate of its kind. Accurate simulations using a well-tested design suite predict a 2.7 dB improvement in terms of quality factor when compared to a conventional scheme. The performance advantages of the proposed architecture remain when combined with a turbo-switched XOR gate: the resulting all-optical half-adder also operates error-free at 160 Gb/s. Our research work boosts the potential of interferometric turbo-switched photonic structures as ultra-fast all-optical processing elements.

### 1. Introduction

The continuous growing demand of bandwidth in current high-capacity optical telecommunication networks is driving the development of faster electronic and opto-electronic components, but it is also propelling the introduction of all-optical elements where it is technically and economically feasible. The latter approach is expected to help reducing the number of time- and power-consuming opto-electronic conversions at the physical layer [1] and to allow the performance of stable logic and switching operations at data rates beyond ~40 Gb/s [2]. This turns out to be particularly relevant now that the role of signal processing for the equalization of linear and nonlinear transmission impairments and the compensation of imperfections of the transmitter and receiver front-ends in optical communication systems, has become essential [3]. All-optical signal processing is based on the same logic principles that electronic technology is. Logic gates (e.g., NOT, AND, OR, XOR) thus represent fundamental building blocks for the realization of more complex functional subsystems: wavelength converters [4], bit counters [5], half adder/subtractor [6], full adder/subtractor [7], parity checkers/generators [8], encryption/decryption modules [9] and even more complex circuits. The implementation of all-optical logic gates relies on nonlinear processes that can be induced in semiconductor materials [10], in highly nonlinear optical fibers [11] and other materials [12]. In particular, the semiconductor optical amplifier (SOA) is attractive due to its high nonlinearity, ultra-fast nonlinear response driven by intra-band light-matter interactions,

wide gain dispersion, stability, low power consumption, short latency, relatively simple implementation and compactness/integration [1,13]. SOA-based all-optical gates have been developed taking advantage from four-wave mixing (FWM) [10,14], two-photon absorption (TPA) [15], cross polarization modulation (XPoM) [16], cross-gain modulation (XGM) [17,18] and cross-phase modulation (XPM) [2,19–21]. The latter has been preferred, particularly, those employing an integrated Mach-Zehnder Interferometer (MZI) because of its high stability, compactness and simplicity [13,22]. Different schemes have been proposed to overcome the relatively slow phase recovery of the SOA, which leads to data-pattern dependent wandering of the output signal amplitude [23]. Worth mentioning architectures are the differential scheme [24,25] and the turbo-switch (TS) [26–28]. The former is based on the concept of setting up a fast switching window. This is achieved by injecting a delayed version of the input sequence into the opposite interferometer arm. The first input sequence induces a phase shift in one arm such that constructive interference is produced at the output port. When, a few ps later, the delayed version is injected into the second arm, the induced phase shift cancels out that produced at the first arm. This in turn restores destructive interference at the output port, thus achieving a fast switch-off [29]. The TS, instead, relies on nonlinear optical filtering to boost the high-speed response of the SOA, leading to up to four times enhancement in switching speed as compared to the use of a single SOA [30]. The TS is implemented by incorporating two cascaded SOAs with a broad band-pass filter in between. Because of the TS potential, various investigations have

\* Corresponding author.

E-mail addresses: [IRendonS@iingen.unam.mx](mailto:IRendonS@iingen.unam.mx) (I. Rendón-Salgado), [RGutierrezC@iingen.unam.mx](mailto:RGutierrezC@iingen.unam.mx) (R. Gutiérrez-Castrejón).<http://dx.doi.org/10.1016/j.optcom.2017.04.054>Received 7 January 2017; Received in revised form 20 April 2017; Accepted 23 April 2017  
0030-4018/© 2017 Elsevier B.V. All rights reserved.



recently been carried out to determine its bandwidth when combined with a delay interferometer (DI) [31–33]. Furthermore, different approaches relying on the TS have been adopted to perform all-optical data processing. For instance, XOR operation was successfully demonstrated at 85 Gb/s by cascading two ultrafast nonlinear interferometers enhanced by the TS effect [34,35]. Besides, NRZ to RZ format conversion was attained at 42.6 Gb/s using nonlinear polarization rotation in the TS structure [36]. Moreover, two wavelength converters working at 42.4 and 84.8 Gb/s were respectively presented in [31] and [37], where the optical band-pass filter is replaced in the TS structure by an SOA-based active MZI, the so-called integrated turbo-switch. However, the most promising results have been predicted when the original TS structure is integrated into both arms of an MZI, leading to the turbo-switched MZI (TS-MZI) [38], which is an architecture different from the turbo-switched structures mentioned above. Using this novel architecture, error-free operation of an XOR Boolean gate running at 160 Gb/s has been numerically demonstrated [39]. Based on the fact that, among all logic gates, the AND Boolean gate is the most employed in any processing unit [40], in this article we put forward, for the first time to our knowledge, an AND logic gate built using the TS-MZI. Moreover, using a well-tested SOA simulator, error-free operation is demonstrated at 160 Gb/s when optimum parameters are selected.

Table 1 shows a list of the most recent technological approaches to implement ultra-fast all-optical AND gates. The corresponding maximum speed and performance level that can be achieved are also presented. It can be observed that the fastest schemes are based on the use of active MZIs with quantum dot (QD) semiconductor amplifiers as nonlinear elements. This is a consequence of the exceptionally ultra-fast response exhibited by these nanometric structures, especially when compared to bulk SOAs [41]. Nevertheless, the table also makes it clear that not only a fast nonlinear element is useful to speed up the data processing characteristics of a Boolean gate, but also the design and implementation of advanced structures and ingenious techniques, such as the ones presented in this contribution. Note that according to the table, there is currently no bulk SOA-based structure that can perform error-free AND logic at 160 Gb/s. That is why it is worth to analyze the proposed technological approach.

The article is organized as follows. In Section 2 the turbo-switched AND gate is introduced. In Section 3 the correct functionality of the proposed AND logic gate is numerically demonstrated at 80 (for comparison purposes) and 160 Gb/s. Our research work is extended in Section 4, combining XOR and AND gates, to prove the technical feasibility of a Half-Adder circuit operating at 160 Gb/s. Finally, our conclusions are presented in Section 5.

## 2. Turbo-switched AND gate

In order to validate our simulation approach and set a reference to compare the performance of the proposed structure, we first analyze the behavior of the conventional AND all-optical logic gate when implemented using an active MZI that relies on the differential scheme (MZI-DS) [2]. The choice comes from the following two observations: the proposed structure represents a natural evolution from the MZI-DS; and the MZI-DS exhibits the fastest operation of all MZI-based AND gates when bulk (i.e., non-nanometric structures like QD or quantum-wells) SOAs are employed. Note, however, that the good performance exhibited by the MZI-DS implementation also comes with some disadvantages, as discussed in [43]. The implementation of an all-optical AND gate following a differential scheme is depicted in Fig. 1. The input optical signals A and B consist of two different arbitrary pseudo random bit sequences (PRBS). Here, the presence of a Gaussian pulse represents a logic “1” and the absence of light a logic “0”. The logic levels of the output signal are represented in the same manner and contain the result of the AND operation between both inputs. Aided by a 3 dB multi-mode interference coupler (MMI), input signal A (centered at  $\lambda_A$ ) is injected into the upper arm of the interferometer, while a delayed copy is injected into the lower arm after a time  $\tau$ . Similarly, input signal B (centered at  $\lambda_{AND}$ ) is injected into both arms of the interferometer, where  $\lambda_{AND}$  is the output signal wavelength. The signals prior to entering the SOAs are also depicted in Fig. 1. Data A plays the role of (a powerful) “control” beam because it modifies the phase of the “probe” beam (signal B) via XPM at the SOAs. Due to the delay between the waveforms that travel along both arms, a phase switching window is formed at the rightmost MMI. The duration of the switching window is not determined by the recovery time of the SOAs, but by delay  $\tau$  [29]. Thanks to the presence of the optical bandpass filter and the PM-AM conversion characteristic of the MZI, a short pulse at  $\lambda_{AND}$  is released at the output port when the appropriate conditions are met. Indeed, when B=“0”, no pulse at  $\lambda_{AND}$  is formed, and the output is null. In case A=“0” and B=“1”, no switching window is induced. However, since in this case the interferometer is tuned to achieve destructive interference at the output port, no pulse is delivered. Finally, when a logic “1” is present in both inputs, the windowing action induced by signal A allows transmittance and regeneration of the (B) pulse at  $\lambda_{AND}$ , resetting the MZI to its initial phase condition after a lapse  $\tau$ . These conditions are summarized in the AND truth table presented in the same figure. The details of the phase dynamics of the SOAs and corresponding MZI operation can be found elsewhere [22,25].

The schematic diagram of the proposed TS-MZI AND gate is shown in Fig. 2. It is formed from the conventional structure presented in Fig. 1 by cascading an SOA, an optical filter centered at  $\lambda_{AND}$  and

**Table 1**  
Comparison of different technological approaches to achieve all-optical AND functionality.

Technological approach	Physical effect	Max. data rate [Gb/s]	Performance	Ref. and year
Periodically poled lithium niobate waveguide	Sum and difference frequency generation	160	Experimental BER > $10^{-10}$	[12], 2009
Basic MZI with silicon waveguides	Kerr-induced XPM plus two-photon absorption	200	Simulated extinction ratio = 12.8 dB and eye-opening ratio = 0.94	[42], 2010
Single QD-SOA and ring resonator as optical filters	FWM and XGM	160	Simulated extinction ratio = 13.2 dB and eye-opening ratio = 0.9	[41], 2013
Basic MZI with QD-SOAs	XPM	320	Simulated Q > 6 (i.e. BER < $10^{-6}$ ) and extinction ratio = 13.3 dB	[43], 2013
MZI with QD-SOA following differential scheme	XPM	1000	Simulated Q = 40.2	[44], 2016
Two bulk SOAs-assisted Sagnac interferometer	XPM	100	Simulated extinction ratio > 12 dB, high data patterning level	[45], 2007
MZI with bulk SOA following differential scheme	XPM	80	Simulated $Q_{on}$ = 8.5 (i.e. BER = $3 \times 10^{-13}$ )	[2], 2006



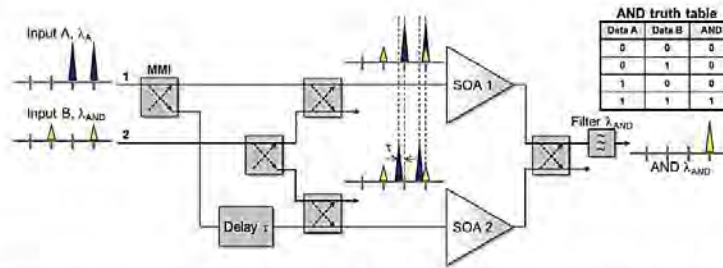


Fig. 1. Schematic diagram of a conventional AND gate using an SOA based Mach-Zehnder interferometer with differential scheme (MZI-DS). The AND truth table is also shown.

another SOA in each of the two interferometer arms. As explained in [38], the turbo-switched structure is expected to accelerate the overall active interferometer dynamical process, especially the phase recovery in the SOAs, leading to switching windows that will be less affected by data-patterning. A lower amplitude jitter, and corresponding lower bit-error rate (BER) value, are then anticipated at the interferometer output.

### 3. Numerical analysis

#### 3.1. Simulation details

The numerical analysis was carried out using a well-tested photonics integrated circuit simulator [46]. This software, written in LabVIEW, is able to describe the behavior of a wide range of complex optoelectronic integrated circuits. It is based on a modular architecture in which every device is represented by a single block that performs a specific data-flow oriented function onto an input optical bit stream. Among the modules, we used MMIs, optical filters, a delay line, random pulse generators and SOAs. The latter is based on a sophisticated uni-directional, time-domain model of a bulk SOA that takes into account multiple effects, including the ultra-fast response due to intra-band effects and the nonlinear dynamical behavior of the active device. In contrast to other SOA simulators, it efficiently incorporates the carrier density depletion produced by amplified spontaneous emission while preserving its input-output nature. The model solution is based on analytic integration of the photon density propagation equation along the longitudinal coordinate and numerical integration of the coupled rate equations that characterize the semiconductor material. The model equations together with the parameter list can be found in [39,47]. In the following, all SOAs are considered identical with an active region length of 0.5 mm, a cross-sectional area of 0.7 μm<sup>2</sup>, and a confinement factor of 0.6. Unless mentioned, the current injected into each SOA was set to 250 mA. For the sake of brevity, the rest of the SOA model parameters [39] and the validation of other characteristics of the simulator are omitted; they can be found elsewhere [46,47].

We have opted to employ the quality factor (Q), statistically calculated from the pseudo-eye diagrams (PEDs) [39], to evaluate the performance of the logic gates analyzed in this work. It is defined as

[48]:

$$Q = \frac{P_1 - P_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \tag{1}$$

where P<sub>1</sub> (P<sub>0</sub>) and σ<sub>1</sub> (σ<sub>0</sub>) are the mean and standard deviation of an approximately Gaussian probability density function characterizing the detected marks (spaces) at the sampling instant. Note that in this work we express Q in dB as Q<sub>dB</sub>=10 log<sub>10</sub>(Q). The Q and BER in transmission systems are related through [48],

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \tag{2}$$

#### 3.2. Simulations at 80 Gb/s

Since the operation of the conventional AND gate has already been numerically and experimentally demonstrated at 80 Gb/s using the conventional structure shown in Fig. 1 (MZI-DS) [2], it results natural to first investigate such results using the simulator mentioned in Section 3.1. For that purpose, two different 80 Gb/s PRBS, 512 bits long, and centered at λ<sub>A</sub>=1569.6 nm and λ<sub>AND</sub>=1550.1 nm, were injected into the AND gate as input data A and B. Short Gaussian pulses 2 ps long (FWHM) and sampled at 64 samples per bit, were employed (duty cycle of 16%). Since very low, but unpractical, MZI output powers may produce arbitrarily high Q<sub>dB</sub> values, we decided to optimize the main parameters of the analyzed AND gates under the constraint of having 0.1 mW as average peak power at the output port. The power of both input sequences was thus set according to this condition. The optical filter, centered at λ<sub>AND</sub>, was modeled as a Gaussian bandpass filter having a 3-dB bandwidth of 600 GHz and insertion losses of 3 dB. The insertion losses of the 3 dB MMIs were neglected without loss of generality. The delay τ of the interferometer was set to 1.5 ps.

Fig. 3(a) shows the PEDs produced with the simulator after adequate parameter optimization. A Q<sub>dB</sub>=8.45 dB, corresponding to an approximate BER of 1.2×10<sup>-12</sup> was obtained. This value closely matches the Q<sub>dB</sub> of 8.57 dB reported in [2] for the same kind of pulses and structure, but having an optimum τ of 2.25 ps. Although the PED in Fig. 3(a) shows appropriate operation of the AND gate, still there is a notorious amplitude jitter produced by the effect of data-patterning

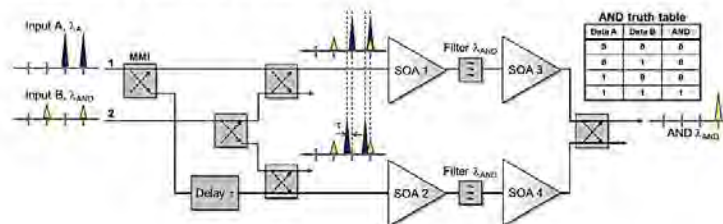


Fig. 2. Schematic diagram of the proposed AND gate using a turbo-switched Mach-Zehnder interferometer with differential scheme (TS-MZI). The AND truth table is also shown.



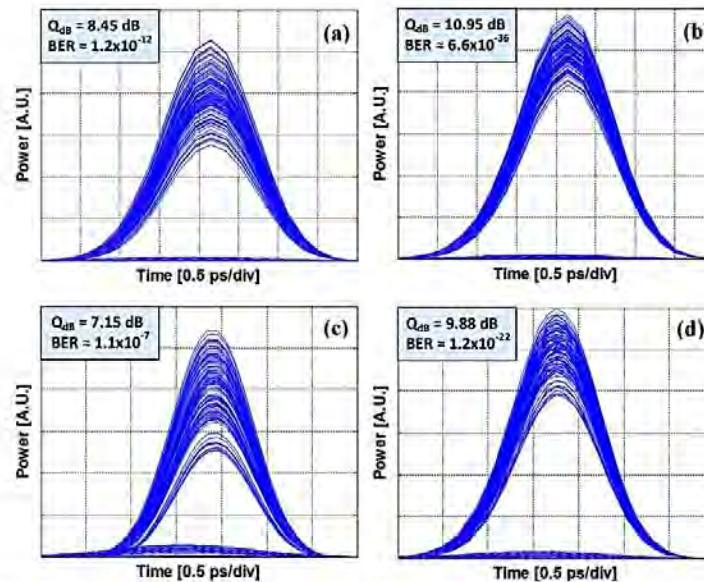


Fig. 3. PEDs of an all-optical AND logic gate when injecting a sequence of 512 bits employing different schemes and bit rates. (a) MZI-DS at 80 Gb/s. (b) TS-MZI at 80 Gb/s. (c) MZI-DS at 160 Gb/s. (d) TS-MZI at 160 Gb/s.

that degrades the performance of the logic gate and corresponding quality factor. This deleterious effect can be reduced using the turbo-switched structure proposed in this work and shown in Fig. 2. The resulting PED after optimization is shown in Fig. 3(b). It exhibits a higher eye-opening with a reduced amplitude jitter and consequently, better average extinction ratio. A  $Q_{dB}$  of 10.95 dB, corresponding to an approximate BER of  $6.6 \times 10^{-36}$ , was measured from the eye. This represents a notable increase in quality factor, whereas the BER performance can now be considered error-free ( $BER < 1.0 \times 10^{-13}$ ). This simulation makes it evident the advantage of using the more elaborated structure, not only because it increases the logic gate performance, but also because it enables the possibility of operating the logic gate at a faster bit rate. For the simulations of the TS-MZI, the 3 dB bandwidth of both optical filters was increased to 800 GHz, the delay  $\tau$  was adjusted to 1.6 ps, and a current of 249.89 mA was injected into SOA 4 (see Fig. 2) to slightly unbalance the interferometer, while the rest of the SOAs were pumped at 250 mA. All the other characteristics remained the same as those employed in the simulation of the conventional structure (MZI-DS).

### 3.3. Simulations at 160 Gb/s

Based on the very good performance exhibited by the TS-MZI at 80 Gb/s, in this subsection we analyze the performance of the conventional and turbo-switched MZI structures operating at 160 Gb/s, that is, at a bit rate two times faster than in the already analyzed case. For this investigation, the duty cycle of the injected sequences was augmented to 28%, leading to Gaussian pulses 1.75 ps long, and the operating wavelengths were set to  $\lambda_A = 1580.4$  nm and  $\lambda_{AND} = 1539.8$  nm. In the case of the conventional structure (MZI-DS), the Gaussian optical filter bandwidth (centered at  $\lambda_{AND}$ ) was increased to 1800 GHz, whereas the optimum value of  $\tau$  was found to be 1.5 ps. A pumping current of 250 mA was injected into both amplifiers. For the TS-MZI simulation the optical filters bandwidth was also set to 1800 GHz, while the delay  $\tau$  was adjusted to 1.4 ps. Similarly to the 80 Gb/s case, unbalance of the MZI was achieved by injecting 249.84 mA into SOA 4.

The resulting PED when the MZI-DS structure is driven at 160 Gb/s

is shown in Fig. 3(c). As expected, it displays poor performance due to the reduction of the bit period and the insufficient phase recovery of the travelling wave, increasing data-pattern effects with respect to the 80 Gb/s case. The presence of strong amplitude jitter is evident, especially in the marks. This leads to a low average extinction ratio and the lowest measured  $Q_{dB}$ , which falls from 8.45 to 7.15 dB. This corresponds to a BER of about  $1.1 \times 10^{-7}$ , which falls far beyond currently accepted standards. The situation is different when the TS-MZI is driven at 160 Gb/s, because, although the  $Q_{dB}$  value also falls from 10.95 to 9.88 dB, the latter value is even higher than the one obtained when operating the conventional (MZI-DS) structure at 80 Gb/s. Actually, it corresponds to a BER of around  $1.2 \times 10^{-22}$  that can be considered error-free. Moreover, if we define the maximum allowed BER value to be about  $1.0 \times 10^{-13}$ , which is the objective set in the forthcoming 400 Gb/s Ethernet standard [49], our simulation platform estimates a maximum operation speed for the TS-MZI to be about 260 Gb/s, while maintaining an average peak power at the output port of 0.1 mW. Actually, the TS-MZI AND gate can even be operated at a data rate of 320 Gb/s, but at the expense of an unbearably high value of  $BER = 48.39 \times 10^{-9}$  ( $Q_{dB} = 7.27$  dB). For the sake of comparison, the PED obtained at the output of the TS-MZI at a data rate of 160 Gb/s is shown in Fig. 3(d). When compared to Figs. 3(a) and (c), a better performance can be confirmed, presenting a higher eye-opening and lower amplitude jitter. This is the result of the high-speed response provided by the turbo-switched structure in exchange of a higher level of complexity and the integration of more standalone devices (two times more filters and SOAs).

In order to demonstrate the correct operation of the AND gate at 160 Gb/s, we present in Fig. 4 segments of the input data streams and the corresponding AND operation that results when the TS-MZI is employed. As predicted by the associated truth table (see Fig. 2), the output sequence shows a Gaussian pulse (mark) only when both input bits correspond to logic "ones" and a space for any other combination of the input sequences. The output pulses look undistorted and the fluctuation of the marks power level can be considered practically negligible, irrespective of the preceding bits. It can be appreciated, however, that the width of the output Gaussian pulses is slightly shorter than the one of the input pulses. This is a consequence of the switching



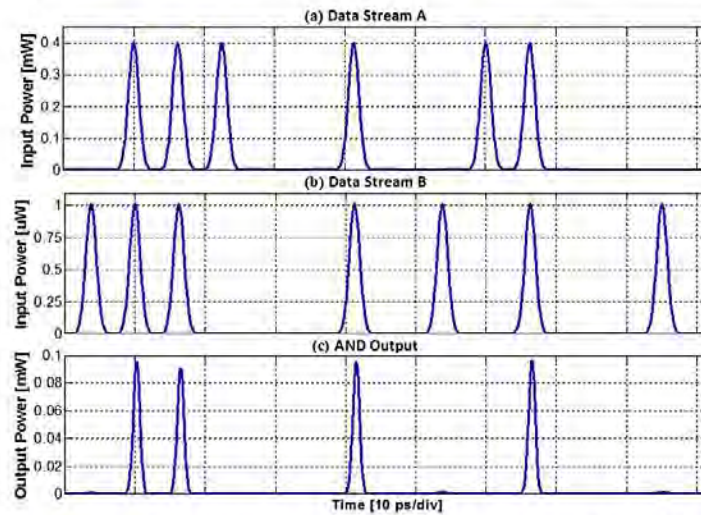


Fig. 4. Simulation results to demonstrate AND operation at 160 Gb/s when using the TS-MZI structure. (a) Input data stream A. (b) Input data stream B. (c) Output from the AND logic gate.

window effect produced by the differential scheme. The window acts as a mold, shaping the output pulses, and therefore a high degree of synchronization between input data sequences is necessary in order to accurately set an effective switching window.

3.4. The role of key physical parameters

Fig. 5 shows  $Q_{dB}$  as a function of the main tuning parameters when simulating the AND gate at 160 Gb/s using a TS-MZI. The current injected into the SOAs and the bandwidth of the optical filters were not varied. The average peak power of sequence B was set in all cases to 1  $\mu$ W. Fig. 5(a) shows the variation of  $Q_{dB}$  as a function of  $\tau$ . It points out that the optimum time delay that maximizes  $Q_{dB}$  is almost 10 dB is 1.4 ps. Shorter values of  $\tau$  lead to a sharp fall of  $Q_{dB}$  since, under these circumstances, the differential scheme and corresponding phase window practically vanishes. As expected, for  $\tau=1.75$  ps, corresponding to the input pulses width,  $Q_{dB}$  is very close to the optimum. As  $\tau$  increases, the synchronicity between input and delayed pulses decreases, lowering the magnitude of the phase switching window, and corresponding  $Q_{dB}$ . Our results coincide with the behavior shown by the MZI-DS, as presented in Fig. 3(a) of Ref. [2] (in linear scale). Fig. 5(b) illustrates the relevance of adequately tuning the power of data sequence A, also known as the “pump beam”. As observed in the graph, the input power

of sequence A should be strong enough to saturate the SOA and induce XPM in the active device, but at the same time allow a fast recovery of the phase of the waveform to reduce patterning effects. For low power values no nonlinear process is induced and the switching effect disappears. For high power values,  $Q_{dB}$  decreases due to patterning effects. Similarly to what it is observed in the MZI-DS case (Fig. 4(b) of Ref. [2]), Fig. 5(c) demonstrates that when the TS-MZI is employed, input data pulses with shorter width lead to better gate performance. This must be due to the fact that, since the peak power of the input PRBS remains constant, shorter pulses have lower energy. Therefore, shorter pulses will induce a weaker depletion of the SOA carrier density, leading to a faster recovery of the SOA gain, and hence to lower amplitude jitter and higher  $Q_{dB}$ . Of course, the use of very narrow pulses becomes impractical due to the complexity of their generation and because higher synchronization is required. Hence, this practicality sets a lower bound to the pulse widths available for experimental implementation.

The variation of the refractive index in bulk semiconductors is strongly coupled to gain dynamics. This effect is usually modeled via either Kramers-Kronig relations or, more often, the linewidth enhancement (or Henry) factor,  $\alpha_N$ . Modeling of the refractive index evolution in an SOA is necessary to determine the instantaneous frequency deviation, or chirp, that occurs when a transient is injected into the

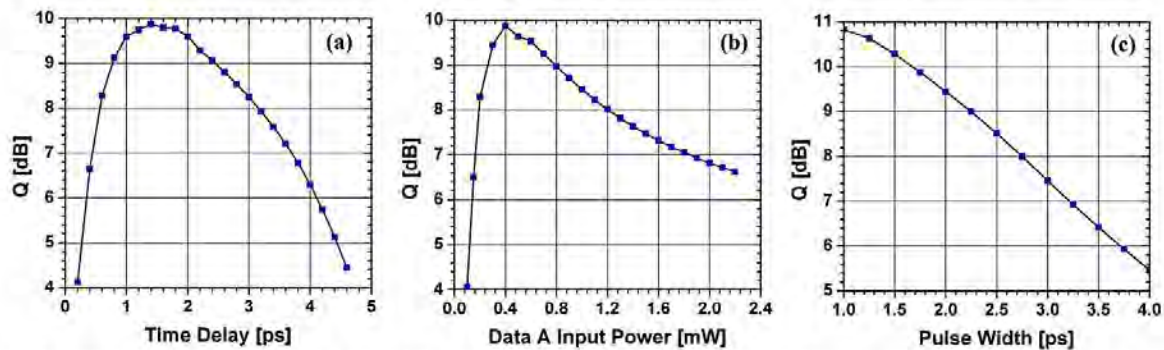


Fig. 5. Quality-factor dependence of the TS-MZI on: (a) time delay,  $\tau$ , in the lower arm of the MZI, (b) average peak power of input data sequence A, and (c) width of both input data pulses. The TS-MZI is operated at 160 Gb/s.



amplifier. This is particularly relevant in the analysis of photonic switches, because adequate tailoring of the chirp exhibited by the output signal may lead to better performance of the overall switching device, especially when combined with other network elements such as optical fibers or filters [50]. An analysis of the proposed photonic Boolean gate performance as a function of  $\alpha_N$  then becomes useful to extend its potential range of applications. Although many SOA models assume  $\alpha_N$  to be constant, the one used here accounts for the dependence of  $\alpha_N$  on carrier density,  $N$ , and operating wavelength,  $\lambda$ , as [51]:

$$\alpha_N = \alpha_0 + \alpha_1 e^{\alpha_2(\lambda - \lambda_N) + \alpha_3(N - N_0)} \quad (3)$$

where  $N_0$  is the carrier density at transparency and  $\lambda_N$  is the wavelength at gain peak. The experimentally determined values of parameters  $\{\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2 \text{ and } \alpha_3\}$  are  $\{5.7, 1.56, 17 \mu\text{m}^{-1} \text{ and } 3 \times 10^{-25} \text{ m}^{-3}\}$  [51].

Considering that  $\alpha_0$  is the main component that determines the value of  $\alpha_N$  in the aforementioned parameterization, the role that  $\alpha_N$  plays on the subsystem performance can be elucidated by sweeping  $\alpha_0$  within a reasonable interval, while assuming  $\alpha_1, \alpha_2$  and  $\alpha_3$  to remain unchanged. Under this assumption, Fig. 6(b) displays the variation of  $Q_{dB}$  for the 160 Gb/s TS-MZI AND gate as a function of  $\alpha_0$ , while maintaining an average peak power at the output port of 0.1 mW. The figure shows that the best performance is obtained at  $\alpha_0=5.7$ , simply because the proposed scheme has been optimized for such a particular value. What it is more relevant for our analysis, nonetheless, is that when  $\alpha_0$  is varied in a wide interval (from 1 to 9), the corresponding deviation of  $Q_{dB}$  remains within 0.7 dB, and therefore the overall performance ( $Q_{dB}$ ) of the Boolean gate is always above 9 dB (or an approximate BER of  $9.8 \times 10^{-16}$ ). In other words, the TS-MZI AND gate shows error-free performance at 160 Gb/s irrespective of the associated linewidth enhancement factor. This important result provides designers with ample margins to tailor the chirp magnitude of the output waveform for a specific application. This is not the case when the MZI-DS structure is driven as an all-optical AND gate at 160 Gb/s. Indeed, as Fig. 6(a) demonstrates, the variation of  $\alpha_0$  in the same interval results in  $Q_{dB}$  values ranging from 6.6 to 7.2 dB, corresponding to unacceptable BER values that are above  $7.7 \times 10^{-8}$ . Even when the restriction of maintaining an average peak power at the output port of 0.1 mW is relaxed, the performance of the MZI-DS structure remains below 8.2 dB for an output power of 0.05 mW and an extremely low  $\alpha_0=1$ , which does not correspond to typical Henry factor values measured in bulk SOAs. Our simulation results thus indicate that there is a clear benefit in terms of output waveform chirp control when the TS-MZI scheme, instead of the conventional architecture, is employed at the stated performance level.

The most relevant factor in limiting the operation data rate of the TS-MZI AND gate is the SOA recovery time. When the gain recovery

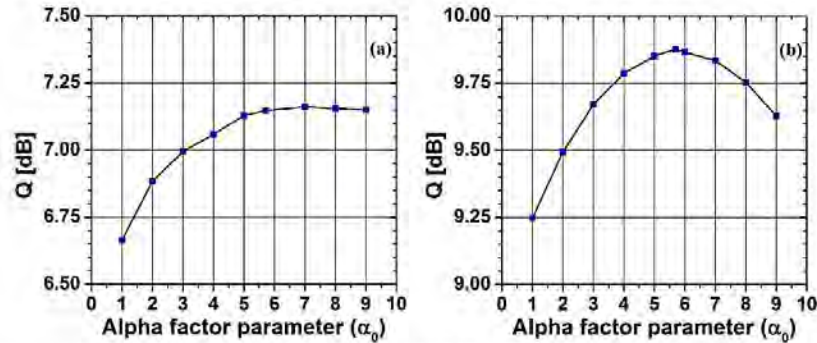


Fig. 6. Quality-factor dependence on the alpha factor parameter ( $\alpha_0$ ) when a) MZI-DS, and (b) TS-MZI structures are employed at a data rate of 160 Gb/s. In all cases an output average peak power of 0.1 mW is maintained.

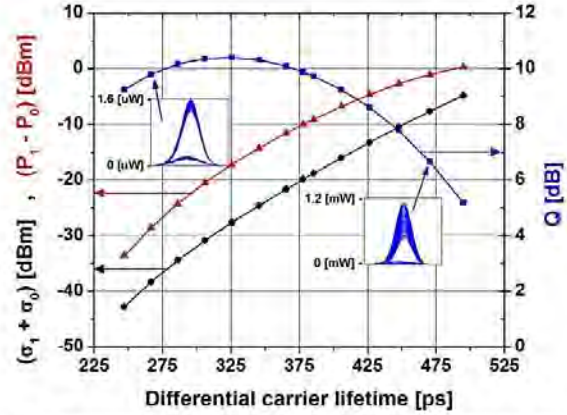


Fig. 7. Dependence of the quality factor (blue squares), the difference between the mark and space average peak powers (red triangles), and the sum of the mark and space standard deviations (black circles) as function of the differential carrier lifetime of SOA 1 when the TS-MZI structure is employed as AND gate running at 160 Gb/s. The insets show PEDs at the output port for selected values of the differential carrier lifetime. (For interpretation of the references to color in this figure legend, the reader is referred to the web version of this article).

time of the amplifier is long as compared to the data signal bit period, data-patterning may arise because the gain recovers only when a sufficiently large number of spaces (zeroes) follows a mark (one). For a short number of spaces, the successive pulse curves in an already saturated gain, leading to serious distortions in the amplitude of the processed optical signal [22]. Data-patterning affects the signal phase as well. This is particularly important for its impact in interferometric arrangements. In fact, the better performance observed in the turbo-switched AND gate as compared to the conventional MZI-based differential scheme is the result of the shorter phase recovery time exhibited by the more advanced structure (see, e. g., Fig. 4 in [30]). The phase recovery time of an unsaturated SOA can also be shortened by increasing the pump current injected into the amplifier or by using an SOA with a shorter differential carrier lifetime,  $\tau_{diff}$ . Fig. 7 shows the impact in the performance (blue squares) of the 160 Gb/s TS-MZI AND gate when the differential carrier lifetime of all four SOAs is varied. A decrease of  $\tau_{diff}$  results in an increase of  $Q_{dB}$  until it reaches a maximum. The subsystem performance then decreases again at a similar rate. For values of  $\tau_{diff}$  longer than about 435 ps the Boolean gate performance becomes rather modest. The observed behavior of  $Q_{dB}$  can be understood as the interplay of two closely related physical effects. On the one hand, as the time constant associated with the inter-band dynamics increases (i.e.  $\tau_{diff}$  becomes longer and the SOAs turn

slower), there is an escalation of data-patterning that is evident from the 160 Gb/s PEDs, displayed on the insets for short and long values of  $\tau_{diff}$ . The occurrence of this effect can be confirmed by observing the curve (black circles) representing the sum of the standard deviations of marks and spaces at the output port. It monotonically increases as  $\tau_{diff}$  grows. On the other hand, a decrease of  $\tau_{diff}$  results in a reduction of eye-opening that is clearly visible in the displayed PEDs (please note the difference in the optical power-axis scale). It can also be appreciated from the curve (red triangles) of  $P_1 - P_0$  at the output port, which exhibits a marked reduction of this parameter as  $\tau_{diff}$  shortens. The increase in eye-opening penalty is produced by a reduction in the depth of the modulation induced on the carrier density by the incoming optical pulses. This in turn is the result of an increase of the saturation level of the SOA that comes from augmenting the spontaneous recombination rate of the amplifier as  $\tau_{diff}$  decreases. According to Eq. (1), the shape of the  $Q_{dB}$  curve in Fig. 7 results from subtracting the  $\sigma_1 + \sigma_0$  curve from the  $P_1 - P_0$  curve, displaying a maximum for  $\tau_{diff} = 325.7$  ps of  $Q_{dB} = 10.4$  dB. For longer values of  $\tau_{diff}$ , data-patterning diminishes the gate performance, whereas for shorter values, eye-opening degradation becomes the prevailing deleterious effect.

For the results presented in Fig. 7 it is important to note that, in contrast to many SOA models that assume a constant differential carrier lifetime, in the simulation model employed for this investigation, an N-dependent  $\tau_{diff}$  was taken into account. It can be written as [52]:

$$\tau_{diff} = \frac{1}{A + 2BN + 3CN^2} \quad (4)$$

where A is the Shockley-Read-Hall (or leakage coefficient), B is the bimolecular radiative rate coefficient and C is the Auger coefficient, with corresponding values of  $6 \times 10^8$  1/s,  $3 \times 10^{-16}$  m<sup>3</sup>/s and  $1 \times 10^{-40}$  m<sup>6</sup>/s [39]. Therefore, in order to carry out the aforementioned  $\tau_{diff}$ -dependence analysis, B was swept within an interval that is reasonable for InGaAsP materials [51,53,54] while keeping A and C constant. Table 2 displays the resulting values of  $\tau_{diff}$  for SOAs 1 and 3 of the TS-MZI structure (see Fig. 2). For the calculation of Eq. (4) we employed a time-averaged value of the carrier density ( $\bar{N}$ ) which results from 160 Gb/s TS-MZI AND gate simulations carried out using the corresponding B value. The calculated  $\bar{N}$  for both SOAs are also displayed in Table 2. Each simulation led to average differential carrier lifetimes,  $\tau_{diff}$ , that are slightly different for each of the four SOAs. This occurs because N(t) turns out to vary differently in each SOA. Although not shown, similar values of  $\bar{N}$  and  $\tau_{diff}$  were obtained for SOA 2 and SOA 4. As expected,  $\tau_{diff}$  increases as B decreases, ranging from 245.2 ps to 502.9 ps, which correspond to values normally measured in 0.5 nm long SOAs.

**Table 2**  
Calculated  $\bar{N}$  and  $\tau_{diff}$  of SOA 1 and SOA 3 for different values of B.

B [m <sup>3</sup> /s]	$N_{SOA1}$ [1/m <sup>3</sup> ]	$N_{SOA3}$ [1/m <sup>3</sup> ]	$\tau_{diff SOA1}$ [ps]	$\tau_{diff SOA3}$ [ps]
7.828E-16	1.670E+24	1.680E+24	246.9	245.2
6.726E-16	1.699E+24	1.713E+24	266.5	264.2
5.808E-16	1.724E+24	1.741E+24	286.2	283.2
5.031E-16	1.745E+24	1.764E+24	305.9	302.3
4.365E-16	1.762E+24	1.784E+24	325.7	321.3
3.788E-16	1.777E+24	1.801E+24	345.5	340.4
3.283E-16	1.790E+24	1.816E+24	365.4	359.5
<b>3.000E-16</b>	<b>1.797E+24</b>	<b>1.823E+24</b>	<b>377.8</b>	<b>371.6</b>
2.837E-16	1.801E+24	1.827E+24	385.4	379.0
2.441E-16	1.809E+24	1.835E+24	405.6	399.0
2.086E-16	1.815E+24	1.838E+24	426.4	420.2
1.767E-16	1.818E+24	1.833E+24	447.8	443.3
1.479E-16	1.816E+24	1.817E+24	470.3	470.0
1.216E-16	1.808E+24	1.784E+24	495.0	502.9

### 3.5. Power consumption

Despite the benefits in terms of operation speed that characterize the TS-MZI, an analysis of its power consumption reveals that each Boolean gate requires about 1 W for adequate operation. This figure rapidly scales to unpractical levels as thousands of gates become interconnected, thus setting a limitation on the number of Boolean gates that can be integrated in a photonic circuit. Following the analysis presented in [55], it can be shown that the power consumption of the proposed AND gate mainly comes from the pump current injected into each of the four SOAs, which, assuming a typical applied voltage of 1 V [56], it turns into 250 mW of power consumption per SOA. That is, 1 W for a TS-MZI. This figure increases if thermoelectric Peltier coolers, to stabilize the temperature of the SOAs, are employed. Note, however, that the electrical energy consumption per bit of the 160 Gb/s TS-MZI AND gate is about 6 pJ, which can be considered in the low-end with respect to state-of-the-art ultra-fast all-optical gates that rely on bulk SOAs as nonlinear elements [55,56].

### 4. Half-adder

Several all-optical schemes that operate as half-adders have recently been proposed. Among them, those that rely on the saturation nonlinearity of SOAs are the most actively investigated. A 160 Gb/s simultaneous half-adder and subtractor that employs two QD-SOAs-based MZIs has been presented in 2016 [57], while other half-adder architectures that utilize standalone bulk SOAs [58,59] or active MZIs [6,60] have been reported operating at a slower data rate of 10 Gb/s. A faster operation speed (80 Gb/s) has been demonstrated when bulk SOAs become integrated in a terahertz optical asymmetric demultiplexer (TOAD) [61]. Following an approach similar to [6], a half-adder of data sequences A (at  $\lambda_A$ ) and B (at  $\lambda_B$ ) can be built by combining a turbo-switched XOR gate with the proposed turbo-switched AND gate as illustrated in Fig. 8. Implementation of the XOR gate requires the introduction of an extra CW beam (at  $\lambda_{CW}$ ). The former gate produces the sum (at  $\lambda_{CW}$ ) of data sequences A and B, whereas the latter generates the carry (at  $\lambda_B$ ). Data sequences A and B are injected into both logic gates using 3-dB MMIs. Variable optical attenuators (VOAs) are introduced to tune the power of both data sequences. This is particularly important in the case of the AND gate, where data sequence B acts as probe beam, thus requiring a relatively low power at the gate input. In the XOR gate case, both data sequences share similar input power values. For the XOR gate, a turbo-switched implementation already reported in [39] has been utilized. The subsystem in Fig. 8 can thus be called a turbo-switched half-adder. It is expected to operate error-free at 160 Gb/s. This is here demonstrated using the photonic circuit simulator mentioned in Section 3.1.

PRBS sequences A and B, running at 160 Gb/s, were modeled as in subsection 3.3 and according to the following spectral distribution:  $\lambda_A = 1597.2$  nm,  $\lambda_B = 1524.1$  nm and  $\lambda_{CW} = 1559.8$  nm. For the XOR gate, optical filters centered at  $\lambda_{CW}$  with a bandwidth of 900 GHz were utilized. The delay  $\tau$  was set to 1.76 ps, and a current of 250 mA was injected into all SOAs. The AND gate employs optical filters centered at  $\lambda_B$  with a bandwidth of 1800 GHz, a delay  $\tau$  of 1.4 ps, and a current of 249.84 mA for SOA 4 and 250 mA for the rest of the amplifiers. As for

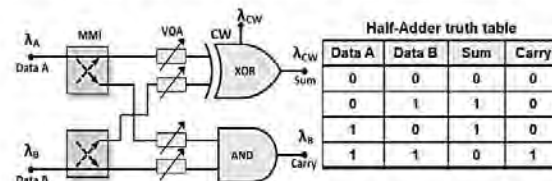


Fig. 8. Diagram of a Half Adder circuit. Its truth table is also shown.



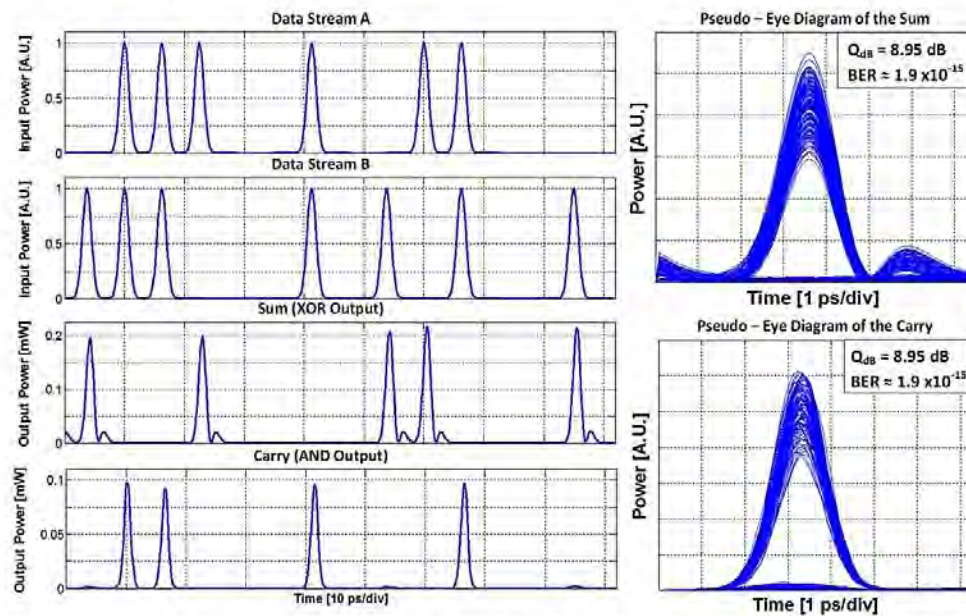


Fig. 9. Simulation results to demonstrate the correct operation of the Half-Adder circuit at 160 Gb/s when using turbo-switched XOR and AND logic gates.

Table 3  
Performance of the AND logic gate based on active Mach-Zehnder interferometers.

Scheme	Bit rate [Gb/s]	Quality factor ( $Q_{dB}$ ) [dB]	BER	Delay [ps]	Pulse width [ps]	Num. of SOAs	Num. of optical filters	Power consumption [W]
MZI-DS in [2]	80	Approx. 8.5	Approx. $3 \times 10^{-13}$	2.25	2.00	2	1	N/A
MZI-DS	80	8.45	$1.24 \times 10^{-12}$	1.5	2.00	2	1	0.5
TS-MZI	80	10.95	$6.57 \times 10^{-36}$	1.6	2.00	4	2	1.0
MZI-DS	160	7.15	$1.09 \times 10^{-7}$	1.5	1.75	2	1	0.5
TS-MZI	160	9.88	$1.23 \times 10^{-27}$	1.4	1.75	4	2	1.0

the other simulation details, these are the same as those mentioned above.

Segments of the input and output sequences that demonstrate the correct operation of the half-adder at 160 Gb/s are shown in Fig. 9. The photonic circuit effectively follows the operations presented in the truth table of Fig. 8. Fig. 9 also shows the PEDs and corresponding Q value at the two output ports (Sum and Carry). Since a larger  $\tau$  was set for the XOR gate, the pulse delivered by this gate is slightly broader than the one delivered by the AND gate. Its PED also presents the characteristic small after-pulse that we have found difficult to eliminate [39]. Therefore, it can be mentioned that, although both PEDs exhibit the same  $Q_{dB}$  value (8.95 dB), the performance of the turbo-switched AND gate can be considered, in general terms, better. Moreover, since when operated within the half-adder, we deliberately matched the performance of both logic gates by obtaining the same  $Q_{dB}$  value, an approximately 1 dB Q-penalty can be calculated for the AND gate when compared to its standalone version (see Fig. 3(d)). Note however, that the performance exhibited by both logic gates, and consequently, by the all-optical turbo-switched half-adder, is well above the commonly accepted error-free threshold.

## 5. Conclusion

We have proposed, numerically analyzed and optimized the performance of an all-optical logic AND gate implemented by means of a Mach-Zehnder interferometer that includes bulk SOA-based turbo-

switches in both arms. Aided by an advanced photonic circuit simulator, it was demonstrated that when operated at 80 and 160 Gb/s, the proposed structure runs error-free (i.e.,  $BER < 1.0 \times 10^{-13}$ ), thus outperforming a similar subsystem built upon a conventional differential scheme. This comes as a result of the shorter carrier density recovery time produced by the turbo-switch effect in the cascaded SOA structure. According to Table 1, if the employed bulk SOAs are substituted by more involved quantum dot amplifiers, an increase in operational speed is envisaged. In any case, our findings clearly put forward the superiority of the proposed architecture in terms of speed and performance, but at the expense of higher complexity: twice the number of active devices and corresponding power consumption. Table 3 summarizes the results for the proposed (TS-MZI) and conventional (MZI-DS) architectures. Our research work has also been extended to show that two similar turbo-switched structures can be combined to create a high-performance photonic circuit, namely, a turbo-switched half-adder, which maintains error-free operation at 160 Gb/s. This investigation hence represents the starting point in the design of high-speed turbo-switched photonics circuits that can leverage the ongoing efforts aimed to build an all-optical communications network.

## Acknowledgement

We are grateful to the anonymous reviewers for comments that helped to enrich this work. We acknowledge the support from the



Telecommunications and Informatics Secretary from the Inst. of Engineering, especially from A. Martínez-Lorenzana.

## References

- [1] P. Singh, D.K. Tripathi, S. Jaiswal, H.K. Dixit, Designs of all-optical buffer and OR gate using SOA-MZI, *Opt. Quantum Electron.* 46 (11) (2014) 1435–1444.
- [2] H. Dong, H. Sun, Q. Wang, N.K. Dutta, J. Jaques, 80 Gb/s all-optical logic AND operation using Mach-Zehnder interferometer with differential scheme, *Opt. Commun.* 265 (1) (2006) 79–83.
- [3] E. Agrell, M. Karlsson, A.R. Chraplyvy, D.J. Richardson, P.M. Krummrich, P. Winzer, K. Roberts, J.K. Fischer, S.J. Savory, B.J. Eggleton, M. Secondini, F.R. Kschischang, A. Lord, J. Prat, I. Tomkos, J.E. Bowers, S. Srinivasan, M. Brandt-Pearce, N. Gisin, Roadmap of optical communications, *J. Opt.* 18 (6) (2016), Art. no. 063002.
- [4] M. Spyropoulou, N. Pleros, K. Vyrosokinos, D. Apostolopoulos, M. Bongioukos, D. Petrantomakis, A. Miliou, H. Avramopoulos, 40 Gb/s NRZ wavelength conversion using a differentially-biased SOA-MZI: theory and experiment, *J. Lightwave Technol.* 29 (10) (2011) 1489–1499.
- [5] D. Fitisos, T. Alexoudi, K. Vyrosokinos, P. Bakopoulos, D. Apostolopoulos, H. Avramopoulos, A. Miliou, N. Pleros, All-optical 3-bit counter using two cascaded stages of SOA-MZI-based T-flip-flops, in: *Proceedings of the IEEE Photonic Society 24th Annual Meeting, PHO 2011*, Art. no. 6110694, 2011, pp. 607–608.
- [6] P. Singh, A.K. Singh, V. Arun, H.K. Dixit, Design and analysis of all-optical half-adder, half-subtractor and 4-bit decoder based on SOA-MZI configuration, *Opt. Quantum Electron.* 48 (2) (2016) 1–14.
- [7] S. Srihashyam, M. Ramachandran, S. Prince, B.R. Ravi, Design of full adder and subtractor based on MZI-SOA, in: *Proceedings of the Internat. Conference on Signal Processing and Commun. Eng. Systems – SPACES 2015*, Art. no. 7058255, 2015, pp. 19–21.
- [8] E. Dimitriadou, K.E. Zoiros, T. Chattopadhyay, J.N. Roy, Design of ultrafast all-optical 4-bit parity generator and checker using quantum-dot semiconductor optical amplifier-based Mach-Zehnder interferometer, *J. Comput. Electron.* 12 (3) (2013) 481–489.
- [9] Y.J. Jung, C.W. Son, S. Lee, S. Gil, H.S. Kim, N. Park, Demonstration of 10 Gbps, all-optical encryption and decryption system utilizing SOA XOR logic gates, *Opt. Quantum Electron.* 40 (5–6) (2008) 425–430.
- [10] Z. Li, G. Li, Ultrahigh-speed reconfigurable logic gates based on four-wave mixing in a semiconductor optical amplifier, *IEEE Photonics Technol. Lett.* 18 (12) (2006) 1341–1343.
- [11] J. Qiu, K. Sun, M. Rochette, L.R. Chen, Reconfigurable all-optical multilogic gate (XOR, AND, and OR) based on cross-phase modulation in a highly nonlinear fiber, *IEEE Photonics Technol. Lett.* 22 (16) (2010) 1199–1201.
- [12] A. Bogoni, X. Wu, I. Fazal, A.E. Willner, 160 Gb/s time-domain channel extraction/insertion and all-optical logic operations exploiting a single PPLN waveguide, *J. Lightwave Technol.* 27 (19) (2009) 4221–4227.
- [13] M. Zhang, L. Wang, P. Ye, All-optical XOR logic gates: technologies and experiment demonstrations, *IEEE Comm. Mag.* 43 (5) (2005) S19–S24.
- [14] N. Deng, K. Chan, C.K. Chan, L.K. Chen, An all-optical XOR logic gate for high-speed RZ-DPSK signals by FWM in semiconductor optical amplifier, *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.* 12 (4) (2006) 702–707.
- [15] A. Koth, K.E. Zoiros, Performance of all-optical XOR gate based on two-photon absorption in semiconductor optical amplifier-assisted Mach-Zehnder interferometer with effect of amplified spontaneous emission, *Opt. Quantum Electron.* 46 (7) (2014) 935–944.
- [16] H. Soto, E. Álvarez, C.A. Díaz, J. Topomondzo, D. Erasme, L. Schares, L. Oechi, G. Guekos, M. Castro, Design of an all-optical NOT XOR gate based on cross-polarization modulation in a semiconductor optical amplifier, *Opt. Commun.* 237 (2004) 121–131.
- [17] S.H. Kim, J.H. Kim, J.W. Choi, Y.T. Byun, Y.M. Jhon, S. Lee, D.H. Woo, S.H. Kim, All-optical NAND gate using cross gain modulation in semiconductor optical amplifiers, in: *Proceedings of the Quantum Electron. and Laser Science Conference (QELS)*, 2, 2005, pp. 957–959.
- [18] A. Sharaïha, J. Topomondzo, P. Morel, All-optical logic AND-NOR gate with three inputs based on cross-gain modulation in a semiconductor optical amplifier, *Opt. Commun.* 265 (1) (2006) 322–325.
- [19] J.Y. Kim, J.M. Kang, T.Y. Kim, S.K. Han, 10 Gbit/s all-optical composite logic gates with XOR, NOR, OR and NAND functions using SOA-MZI structures, *Electron. Lett.* 42 (5) (2006) 303–304.
- [20] S. Singh, Lovkesh, Ultrahigh speed optical signal processing logic based on an SOA-MZI, *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.* 18 (2) (2012) 970–977.
- [21] P. Singh, D.K. Tripathi, S. Jaiswal, H.K. Dixit, Design and analysis of all-optical AND, XOR and OR gates based on SOA-MZI configuration, *Opt. Laser Technol.* 66 (2015) 35–44.
- [22] R. Gutiérrez-Castrejón, Active Interferometers for all-optical information processing, in: D. Halsey, W. Raynor (Eds.), *Handbook of Interferometers: Research, Technology and Applications*, Ch 14, Nova Publishers, 2009, pp. 793–831.
- [23] T. Houbavlis, K.E. Zoiros, G. Kanellos, C. Tsekrekos, Performance analysis of ultrafast all-optical Boolean XOR gate using semiconductor optical amplifier-based Mach-Zehnder Interferometer, *Opt. Commun.* 232 (1–6) (2004) 179–199.
- [24] L. Wang, M. Zhang, Y. Zhao, P. Ye, Ultra-fast all-optical logic XOR using SOA-MZI with differential modulation scheme, *Proc. SPIE* 5281 (2003) 8–16.
- [25] Q. Wang, G. Zhu, H. Chen, J. Jaques, J. Leuthold, A.B. Piccirilli, N.K. Dutta, Study of all-optical XOR using Mach-Zehnder interferometer and differential scheme, *IEEE J. Quantum Electron.* 40 (6) (2004) 703–710.
- [26] R.J. Manning, X. Yang, R.P. Webb, R. Giller, F.C.G. Gunning, A.D. Ellis, The 'turbo-switch' – a novel technique to increase the high-speed response of SOAs for wavelength conversion, in: *Proceedings of the Optical Fiber Communication Conference 2006*, Art. no. 1636676, 2006.
- [27] R. Giller, X. Yang, R.J. Manning, R.P. Webb, D. Cotter, Pattern effect mitigation in the turbo-switch, in: *Proceedings of the Internat. Conference on Photonics in Switching, PS*, Art. no. 4350159, 2006, pp. 132–134.
- [28] X. Yang, A.K. Mishra, R.J. Manning, R.P. Webb, R. Giller, Error-free all-optical 40 Gb/s wavelength conversion by nonlinear polarisation rotation using SOA-based turbo-switch, in: *Proceedings of the European Conference on Optical Commun. Proceedings, ECOC 2006*, Art. no. 4801256, 2006.
- [29] K. Tajima, All-optical switch with switch-off time unrestricted by carrier lifetime, *Jpn. J. Appl. Phys.* 32 (1993) 1746–1749.
- [30] Q. Weng, X. Yang, W. Hu, Theoretical analysis of high-speed all-optical turbo-switches, *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.* 18 (2) (2012) 662–669.
- [31] X. Yang, C. Wu, P. Zhou, W. Hu, Y. Liu, C. Bai, Turbo-switches: Modelling and demonstrations, in: *Proceedings of the Internat. Conference on Transparent Optical Networks*, Art. no. 6602734, 2013.
- [32] X. Yang, P. Zhou, X. Hu, W. Hu, Y. Liu, Understanding bandwidth enhancement of all-optical turbo-switch, in: *Proceedings of the Internat. Conference on Transparent Optical Networks*, Art. no. 6876277, 2014.
- [33] P. Zhou, X. Yang, X. Hu, W. Hu, Bandwidth analysis of all-optical turbo-switch, *Opt. Commun.* 334 (2015) 105–109.
- [34] X. Yang, R.J. Manning, R.P. Webb, All-optical 85 Gb/s XOR using dual ultrafast nonlinear Interferometers and turbo-switch configuration, in: *Proceedings of the 2006 European Conference on Optical Communications Proceedings, ECOC 2006*, Art. no. 4800937, 2006.
- [35] X. Yang, Q. Weng, W. Hu, High-speed, all-optical XOR gates using semiconductor optical amplifiers in ultrafast nonlinear interferometers, *Front. Optoelectron. China* 3 (3) (2010) 245–252.
- [36] X. Yang, A.K. Mishra, R.J. Manning, R. Giller, All-optical 40 Gbit/s NRZ to RZ format conversion by nonlinear polarisation rotation in SOAs, *Electron. Lett.* 43 (8) (2007) 469–470.
- [37] X. Yang, W. Hu, Principle and applications of semiconductor optical amplifiers-based turbo-switches, *Front. Optoelectron.* 9 (3) (2016) 346–352.
- [38] R. Gutiérrez-Castrejón, 160 Gb/s XOR gate using bulk SOA turbo-switched Mach-Zehnder interferometer, in: *Proceedings of the 4th International Conference on Electrical and Electron. Eng., ICEEE 2007*, Art. no. 4344991, 2007, pp. 134–137.
- [39] R. Gutiérrez-Castrejón, Turbo-switched Mach-Zehnder interferometer performance as all-optical signal processing element at 160 Gb/s, *Opt. Commun.* 282 (22) (2009) 4345–4352.
- [40] V. Arun, A.K. Singh, N.K. Shukla, D.K. Tripathi, Design and performance analysis of SOA-MZI based reversible toffoli and irreversible AND logic gates in a single photonic circuit, *Opt. Quantum Electron.* 48 (9) (2016) (Art. no. 445).
- [41] A. Matsumoto, K. Kuwata, A. Matsushita, K. Akahane, K. Utaka, Numerical analysis of ultrafast performances of all-optical logic-gate devices integrated with InAs QD-SOA and ring resonators, *IEEE J. Quantum Electron.* 49 (1) (2013) 51–58.
- [42] J.-W. Wu, Ultrahigh speed all-optical AND logic gate using integrated silicon-based MZI device, *J. Mod. Opt.* 57 (6) (2010) 460–465.
- [43] E. Dimitriadou, K.E. Zoiros, On the feasibility of 320 Gb/s all-optical AND gate using quantum-dot semiconductor optical amplifier-based Mach-Zehnder interferometer, *Prog. Electromagn. Res. B* 50 (2013) 113–140.
- [44] A. Koth, Simulation of high quality factor all-optical logic gates based on quantum-dot semiconductor optical amplifier at 1 Tb/s, *Optik* 127 (1) (2016) 320–325.
- [45] C. Feng, J. Wu, K. Xu, J. Lin, Simple ultrafast all-optical AND logic gate, *Opt. Eng.* 46 (12) (2007), Art. no. 125006.
- [46] R. Gutiérrez-Castrejón, M. Duell, P. Bernasconi, A versatile modular computational tool for complex optoelectronic integrated circuits simulation, *Opt. Quantum Electron.* 38 (12–14) (2006) 1125–1134.
- [47] R. Gutiérrez-Castrejón, M. Duell, Uni-directional time-domain bulk SOA simulator considering carrier depletion by amplified spontaneous emission, *IEEE J. Quantum Electron.* 42 (6) (2006) 581–588.
- [48] G.P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*, third ed., John Wiley & Sons, 2002.
- [49] J. D'Ambrosia, Closing Report, Presented at IEEE 802.3 400 GbE Study Group Plenary Meeting, March, Beijing, China. [Online], 2014. Available: ([http://www.ieee802.org/3/400GSG/public/14\\_03/0314\\_400g\\_close\\_report.pdf](http://www.ieee802.org/3/400GSG/public/14_03/0314_400g_close_report.pdf)).
- [50] K.E. Zoiros, J.S. Vardakas, M. Tsigkas, Study on the instantaneous frequency deviation of pulses switched from semiconductor optical amplifier-assisted Sagnac interferometer, *Opt. Eng.* (2010) 49, Art. no. 075003.
- [51] L. Oechi, I. Schares, G. Guekos, Phase modeling based on the  $\alpha$  factor in bulk semiconductor optical amplifiers, *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.* 9 (2003) 788–797.
- [52] R. Gutiérrez-Castrejón, I. Schares, L. Oechi, G. Guekos, Modeling and measurement of longitudinal gain dynamics in saturated semiconductor optical amplifiers of different length, *IEEE J. Quantum Electron.* 36 (12) (2000) 1476–1484.
- [53] Y. Kim, H. Lee, S. Kim, J. Ko, J. Jeong, Analysis of frequency chirping and extinction ratio of optical phase conjugate signals by four-wave mixing in SOAs, *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.* 5 (3) (1999) 873–879.
- [54] S. Bischoff, M.L. Nielsen, J. Monk, Improving the all-optical response of SOAs using a modulated holding signal, *J. Light. Technol.* 22 (5) (2004) 1303–1308.
- [55] E. Dimitriadou, K.E. Zoiros, On the feasibility of ultrafast all-optical NAND gate using single quantum-dot semiconductor optical amplifier-based Mach-Zehnder interferometer, *Opt. Laser Technol.* 44 (2012) 1971–1981.
- [56] Y. Ueno, J. Sakaguchi, R. Nakamoto, T. Nishida, Ultrafast, low-energy consump-

*I. Rendón-Salgado, R. Gutiérrez-Castrejón*

*Optics Communications 399 (2017) 77–86*

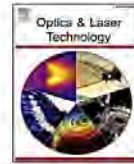
- tion, semiconductor-based, all-optical devices, in: *Proceedings of the 4th Asia-Pacific Microwave Photonics Conference, APMP 2009, 2009.*
- [57] D.K. Gayen, T. Chattopadhyay, Simultaneous all-optical basic arithmetic operations using QD-SOA-assisted Mach-Zehnder interferometer, *J. Comput. Electron* 15 (3) (2016) 982–992.
- [58] S.H. Kim, J.H. Kim, J.W. Choi, G.W. Son, Y.T. Byun, Y.M. Jhon, S. Lee, D.H. Woo, S.H. Kim, All-optical half adder using cross gain modulation in semiconductor optical amplifiers, *Opt. Express* 14 (22) (2006) 10693–10698.
- [59] B. Dai, S. Shimizu, X. Wang, N. Wada, Simultaneous all-optical half-adder and half-subtractor based on two semiconductor optical amplifiers, *IEEE Photonics Technol. Lett.* 25 (1) (2013) 91–93.
- [60] S. Singh, R. Kaur, R.S. Kaler, Photonic processing for all-optical logic gates based on semiconductor optical amplifier, *Opt. Eng.* 53 (2014) 11, Art. no. 116102.
- [61] Z. Chen, Simple novel all-optical half-adder, *Opt. Eng.* 49 (2010) 4, Art. no. 043201.





Contents lists available at ScienceDirect

## Optics and Laser Technology

journal homepage: [www.elsevier.com/locate/optlastec](http://www.elsevier.com/locate/optlastec)

Full length article

## 640 Gb/s all-optical AND gate and wavelength converter using bulk SOA turbo-switched Mach-Zehnder interferometer with improved differential scheme



I. Rendón-Salgado, E. Ramírez-Cruz, R. Gutiérrez-Castrejón\*

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

## HIGHLIGHTS

- An enhanced version of the well-known differential scheme is proposed and analyzed.
- Superior performance of the improved differential architecture is numerically demonstrated.
- An all-optical AND gate and a wavelength converter running error-free at 640 Gb/s are discussed.
- Our contribution represents the fastest all-optical Boolean gate based on bulk SOAs.
- An empirical linear equation relating the switch performance with its operational speed is put forward.

## ARTICLE INFO

## Keywords:

All-optical AND logic gate  
 Cross phase modulation (XPM)  
 Mach-Zehnder interferometer (MZI)  
 All-optical wavelength conversion  
 Semiconductor optical amplifier (SOA)

## ABSTRACT

An enhanced version of the conventional differential scheme, employed to decouple the switching speed of an active Mach-Zehnder interferometer from the recovery time of its main nonlinear element (a bulk semiconductor optical amplifier, or SOA), is presented and numerically analyzed. A turbo-switch is also included within the scheme for speed boost and performance improvement. Through the use of the novel architecture and following a parameter optimization process, an all-optical AND Boolean gate operating error-free at 640 Gb/s is numerically demonstrated, thus becoming the fastest AND gate based on bulk SOAs. Additionally, the role of key design parameters in the switching-window formation process is investigated. It is shown that the delay and attenuation applied to the waveform traveling in the opposite interferometer arm play an appreciable role in decreasing data-patterning effects and thus improving the quality-factor and performance of the overall subsystem. An empirical linear relation between performance and operation speed for the proposed scheme is put forward. Finally, it is demonstrated that the proposed structure can also operate error-free at 640 Gb/s as an all-optical wavelength converter. Our simulation work represents a step forward to leverage the use of SOA-based interferometric structures for all-optical signal processing.

## 1. Introduction

Today, Internet has become the most important communication medium due to its global presence along with the wide range of services that it provides. These characteristics have attracted a large number of users that will keep on growing in the forthcoming years. As a consequence, massive transmission data rates are being required in order to fulfill the current demand. However, as data rates continue increasing, the already existing gap with respect to signal processing speed is becoming wider. This breach has encouraged the development of high-

speed electronic and opto-electronic devices, as well as the introduction of all-optical technology, with the purpose of reducing the latency and power consumption of opto-electronic devices at the physical layer [1], and decreasing the difficulty to perform stable logic and switching operations at data rates beyond ~40 Gb/s [2]. Nevertheless, it is important to distinguish between full switching and partial switching operation [3]. The first one takes place when the switching process occurs at the same speed as the input bits are launched. Following this approach,  $\bar{A}$  AND  $B$  and  $A$  AND  $\bar{B}$  logic operations have been performed by means of a periodically poled lithium niobate (PPLN) waveguide [4],

\* Corresponding author.

E-mail addresses: [IRendonS@ingen.unam.mx](mailto:IRendonS@ingen.unam.mx) (I. Rendón-Salgado), [ERamirezC@ingen.unam.mx](mailto:ERamirezC@ingen.unam.mx) (E. Ramírez-Cruz), [RGutierrezC@ingen.unam.mx](mailto:RGutierrezC@ingen.unam.mx) (R. Gutiérrez-Castrejón).

<https://doi.org/10.1016/j.optlastec.2018.08.055>

Received 31 January 2018; Received in revised form 9 May 2018; Accepted 29 August 2018

Available online 07 September 2018

0030-3992/ © 2018 Elsevier Ltd. All rights reserved.



and wavelength-conversion based in Raman-assisted XPM in a highly nonlinear fiber (HNLF) has been demonstrated [5]. Both experimental results were reported at 640 Gb/s. As for partial switching operation, this is characterized by a switching speed that is a submultiple fraction of the higher input bit rate. Therefore, it experiences a less demanding process since the induced nonlinear phenomena occurs at a lower repetition rate in comparison to the full switching case, and as a consequence, there is a longer available time for the nonlinearity to recover its initial steady-state. Partial switching is commonly employed in time-division demultiplexing applications as the demultiplexed channel possesses a lower repetition rate than the time-division multiplexed signal. For example, 640:10 Gb/s demultiplexing has been carried out with a polarization-maintaining highly non-linear fiber (PM-HNLF) [6], with a chalcogenide glass waveguide [7] and with a nonlinear optical loop mirror (NOLM) [8]. Meanwhile, 640:40 Gb/s has been achieved relying on a semiconductor optical amplifier (SOA) when used together with a detuned filter [9] or when incorporated into a symmetrical Mach-Zehnder interferometer [10]. Among the aforementioned technologies, HNLFs provide an ultrafast response, but lengths of tens to hundreds of meters are required to induce an intense nonlinear response [7,10]. PPLN waveguides exhibit ultrafast dynamics and compactness [4]. However, they depend on strict resonance mixing of wavelengths from certain regions, and as a result, not all transmission bands for optical communications are included [10]. Chalcogenide waveguides offer a femtosecond response time while preserving a relatively small size [7]. Nevertheless, they suffer from stability and aging issues, they are mechanically weaker than silica glasses and peak powers around several watts are required [11]. SOAs are limited by their relatively slow gain and phase recovery time of about 100 ps [10]. Nonetheless, this drawback can be overcome with the use of sophisticated techniques. In fact, nowadays, SOAs have become a very attractive solution for optical signal processing thanks to their power consumption, large bandwidth, short latency, ease of integration and high nonlinearity [1,12]. Unlike SOA-amplified communication systems where nonlinearities are undesirable [13], all-optical signal processing based on SOAs relies on the ultra-fast nonlinear response produced when one or several short optical input pulses propagate along the active region of the SOA, leading to rich gain and refractive index dynamics [14]. This apparently unwanted behavior is employed to design and develop photonic circuits exploiting different phenomena such as two-photon absorption (TPA) [15], cross-polarization modulation (XpolM) [16], four-wave mixing (FWM) [17,18], cross-gain modulation (XGM) [19] and cross-phase modulation (XPM) [20–22]. Among them, SOA-based Mach-Zehnder interferometric structures (SOA-MZI) using XPM are the most promising architectures due to their low energy requirements, high stability, integration capability, regenerative properties and high-speed operation [20,21,23]. In order to overcome the speed limitations set by the phase recovery time of the SOA, different techniques have arisen, standing out among them the differential scheme (DS) [24,25] and the turbo-switch (TS) structure [26,27]. On the one hand, the differential scheme, introduced by Tajima [28], consists in the propagation of a delayed version of the control input through the opposite interferometer arm. The undelayed control input induces a phase shift in one of the arms. In this way, constructive interference is created at one of the output ports of the interferometer, enabling the transmission of the probe signal. After a time  $\tau_A$ , the delayed version, with identical shape and amplitude, is launched into the opposite arm, creating another phase shift that neutralizes the previously produced one. As a result, the initial destructive interference is restored and the transmission window is closed, thus achieving a fast switch-off that depends on  $\tau_A$ . On the other hand, the turbo-switch, introduced by Manning and co-workers [26], consists in the cascaded connection of two SOAs separated by a broad optical bandpass filter that removes the control signal, while the second SOA acts as a nonlinear filter. The TS structure has proven to increase the switching speed up to four times when compared to the single SOA architecture

[29]. Consequently, higher processing data rates are achievable without appreciable degradation of the optical signal-to-noise ratio (OSNR) [26,30]. Recently, various configurations based on the TS structure have been developed [31–34] and theoretically analyzed [35–37]. Nevertheless, better results are obtained when the TS structure is placed into both arms of a MZI, giving place to a novel architecture known as the turbo-switched Mach-Zehnder interferometer (TS-MZI). Employing the latter structure, error-free operation of an XOR gate was numerically demonstrated at 160 Gb/s [30,38]. Moreover, using this architecture, error-free AND Boolean function has been demonstrated at 80 and 160 Gb/s, and a half-adder circuit has been proposed and simulated at the latter speed employing a combination of XOR and AND turbo-switched structures [39].

Among all the logic gates, the AND gate turns out to be the most employed gate in any processing unit [40]. This, together with its great flexibility to perform other fundamental functions such as buffer gating, wavelength conversion and optical time-division demultiplexing (OTDD), are the main reasons why the AND gate has attracted a special interest. In this paper, we propose a novel interferometric structure to perform the AND Boolean function that is based on the TS-MZI architecture and an enhanced version of the conventional differential scheme. We have called it the turbo-switched Mach-Zehnder interferometer AND gate with improved differential scheme (TS-MZI with iDS). Moreover, we demonstrate error-free operation by means of accurate simulations at a full switching speed of 640 Gb/s, thus becoming, to our knowledge, not only the fastest all-optical AND gate when bulk SOAs are employed, but also, an AND gate that exceeds the operation speed of AND gates based on quantum-dot SOAs (QD-SOAs) that utilize the conventional structure, i.e., architectures that do not rely on the differential scheme or the TS structure [41]. Our investigation thus points out to the need for developing faster-response nonlinear elements to be incorporated in photonic circuits, but also to the necessity of generating more advanced and ingenious structures to efficiently take advantage of new achievements in the material science domain. The research work presented here fosters the second approach.

This paper is divided into five sections. In Section 2 the improved differential scheme is introduced and analyzed. Furthermore, the structure of the turbo-switched AND gate with improved differential scheme is presented. In Section 3 we demonstrate practically error-free operation of the proposed AND logic gate when simulating at 640 Gb/s. In Section 4, taking advantage of the great flexibility and ultra-fast operation speed of the proposed AND gate, an all-optical wavelength converter is simulated at a data rate of 640 Gb/s under full switching operation. Finally, Section 5 summarizes our contribution.

## 2. Turbo-switched AND gate with improved differential scheme

The proposed structure is mainly based on the turbo-switched AND gate introduced in [39]. The latter architecture has numerically demonstrated error-free operation, i.e., a bit error rate (BER) performance of less than  $1 \times 10^{-13}$  at data rates up to 260 Gb/s. Our new proposal not only represents an improvement over the turbo-switched structures, but also introduces and makes use of an enhanced version of the well-known differential scheme, which, together with the TS structure, allows us to operate the AND gate at around two and a half times the speed of the TS AND gate that employs the conventional differential method.

The block diagram of the proposed all-optical AND gate using a turbo-switched Mach-Zehnder interferometer with improved differential scheme is depicted in Fig. 1. The optical input signals A and B centered at wavelengths  $\lambda_A$  and  $\lambda_B = \lambda_{AND}$  respectively, consist of two different arbitrary pseudo-random bit sequences (PRBS), where a logic “1” is represented by a Gaussian pulse and a logic “0” is denoted by the absence of light. The output signal centered at wavelength  $\lambda_{AND}$  contains the result of the AND gate operation between the input sequences A and B while maintaining the same logic state representation. The



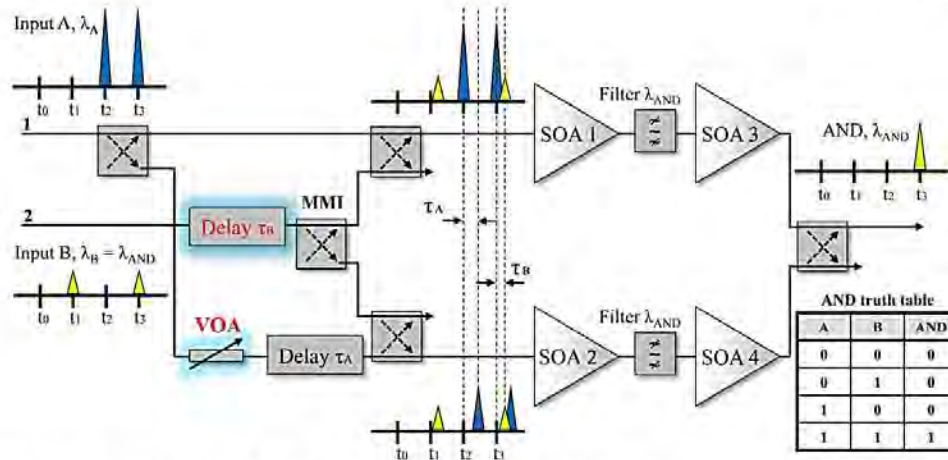


Fig. 1. Block diagram of the proposed all-optical AND gate using a turbo-switched Mach-Zehnder interferometer with improved differential scheme (TS-MZI with iDS). The new elements that improve the Boolean gate performance are highlighted. The optical filters block the signal centered at  $\lambda_A$ .

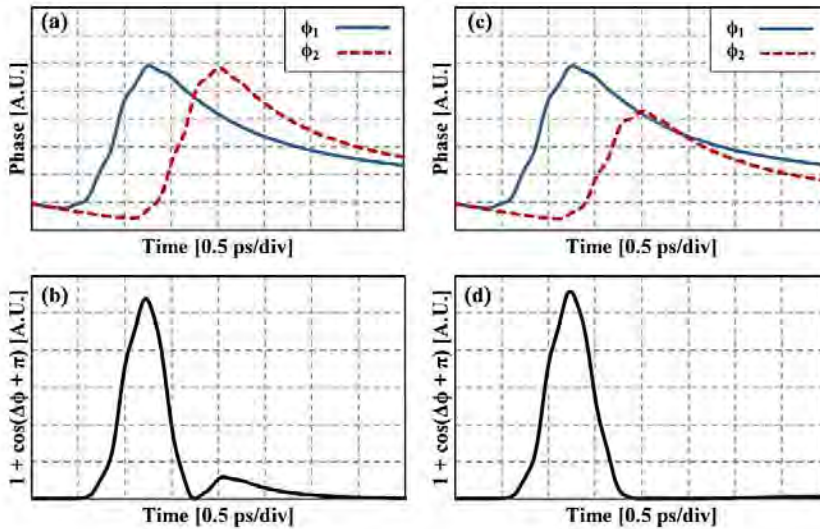


Fig. 2. Graphical comparison between the differential scheme (DS) and the proposed improved differential scheme (iDS), where the VOA functionality is analyzed. Induced phase in the upper ( $\phi_1$ ) and lower ( $\phi_2$ ) arms when using: (a) DS, and (c) iDS. Resulting switching window  $[1 + \cos(\Delta\phi + \pi)]$  when employing: (b) DS, and (d) iDS, where  $\Delta\phi = \phi_1 - \phi_2$ .

input signal A is often called “control beam”, due to the relatively high optical power that it has as compared to signal B. It can induce a phase shift on a “probe beam” (signal B) via XPM in the SOAs. According to the figure, signal A is injected into both interferometer arms with the help of a 3 dB multi-mode interference coupler (MMI), while signal B is also injected into both interferometer arms, but delayed by a period  $\tau_B$  with respect to signal A. In the absence of signal A, the interferometer is tuned to deliver no signal at the output port. The control signal (A) that propagates through the upper arm initially produces a phase unbalance via XPM on waveform B with respect to its copy that propagates through the lower interferometer arm. This process leads to constructive interference at the output port and opens a transmission window. Later, after a period  $\tau_A$ , since the lower arm transports a delayed and attenuated copy of the control signal, signal B, which is nonlinearly affected by signal A, recovers its initial state of balance, producing destructive interference at the output port, therefore closing the transmission window. Due to filtering at the TS stage,  $\lambda_A$  is blocked and prevented from emerging at the output port. Input signal B is

delayed a time  $\tau_B$  in order to be accurately synchronized with the resulting switching window created by signal A. This delay, which has not been previously introduced in the traditional scheme, has a relevant impact on the performance of the TS-MZI with iDS, as shown below.

When A = “0”, as shown for times  $t_0$  and  $t_1$  of Fig. 1, no switching window is created. Hence, the initial destructive interference of the interferometer remains unaffected, preventing the transmission of any optical signal at the output port. When B = “0” as depicted for times  $t_0$  and  $t_2$ , there is no presence of an optical signal at  $\lambda_{AND}$ , and as a consequence, the output port exhibits a logic “0” regardless of the logic state of signal A. Lastly, when A = “1” and B = “1” as in  $t_3$ , signal A creates a transmission window, allowing transmittance of signal B while the window is open. Therefore, a logic “1” is present at the output. In this manner, the proposed structure performs the logic AND operation shown in the truth table of Fig. 1.

The main contribution of the improved differential scheme lies in the incorporation of a delay element (delay  $\tau_B$ ) on the optical path of the probe signal and a variable optical attenuator (VOA). Together with



delay  $\tau_A$ ,  $\tau_B$  is required to attain the improved differential scheme process. The VOA is placed at the entrance of the lower arm of the interferometer in order to control the optical power of input A before being mixed with input B. Unlike the asymmetrical bias current method [42], the use of the VOA allows to precisely adjust the optical power of only one of the input signals while the other remains undisturbed. Besides, the operational characteristics of the optical amplifiers placed in both arms are practically the same. Fig. 2 shows a graphical comparison between the differential scheme and our improved version where the function of the VOA is analyzed. In both cases,  $\tau_A$  was set to 0.700 ps and Gaussian control pulses 0.438 ps long (FWHM) were employed. For this analysis the probe signal was replaced by a continuous wave (CW).

Fig. 2(a) and (b) illustrate, respectively, the induced phase behavior of the probe signal in both interferometer arms after having passed through the second SOA (TS structure), and the resulting switching window (according to [43]) when employing the conventional differential scheme. As it can be appreciated, the delayed version of signal A that travels through the lower arm closes the switching window when both phases are the same ( $\Delta\phi = 0$ ). Nevertheless, after being closed, the switching window is slightly reopened, allowing undesired transmission of signal B during a longer time. As a consequence, an unwanted after-pulse appears at the output port, as also shown in [38]. If the probe signal (signal B) is replaced by a data stream, and a pulse arrives before the full phase restoration takes place, the output signal will be affected by data-patterning effects, leading to undesirable amplitude fluctuations. Fig. 2(c) and (d) show the situation when the improved differential scheme is employed and the VOA is properly tuned. By varying the VOA, we can control the magnitude of the induced phase variation in the lower interferometer arm while preserving its shape. In this case, thanks to a closer match between the phase shifts experienced by the waveforms traveling along both interferometer arms, the transmission window remains practically closed after being canceled by the delayed input. Thus, an effective switching window is attained and the data-patterning effects associated with the conventional differential scheme are significantly reduced. Moreover, the amplitude and width of the switching window are slightly increased, thus allowing the transmission of higher pulse energy each time that the window is generated.

Fig. 3 displays a graphical analysis of the dynamical behavior of the induced phase (a) and the resulting switching window (b) for different values of the delay  $\tau_A$ . In all cases the VOA was properly adjusted to achieve an effective window switch-off. As  $\tau_A$  increases, the phase induced on the wave traveling through the lower arm ( $\phi_2$ ) becomes accordingly delayed, and therefore higher attenuation is required for proper matching between both phase curves. Similarly, the switching windows change their form, amplitude and central position. This behavior clearly justifies the need for synchronization between the resulting switching window and the probe signal (when employing a pulsed waveform or a PRBS as probe signal) so as to take full advantage of the window when it is completely open. The latter can be accomplished by means of the extra delay element (delay  $\tau_B$ ) on the optical path of the probe signal before it is divided, as proposed in Fig. 1. Please also note that if we select a relatively small value of  $\tau_A$ , the switching window will remain practically closed after being cancelled by the delayed version of the control signal, but the amplitude and width of the window become reduced. In the opposite case, if we select a large value of  $\tau_A$ , the window will be slightly reopened after being closed, leading to data-patterning effects. However, in this case the amplitude and width of the window will be larger. Therefore, the optimum delay  $\tau_A$  results from a trade-off between the after-pulse issue and the broadness and amplitude of the resulting switching window.

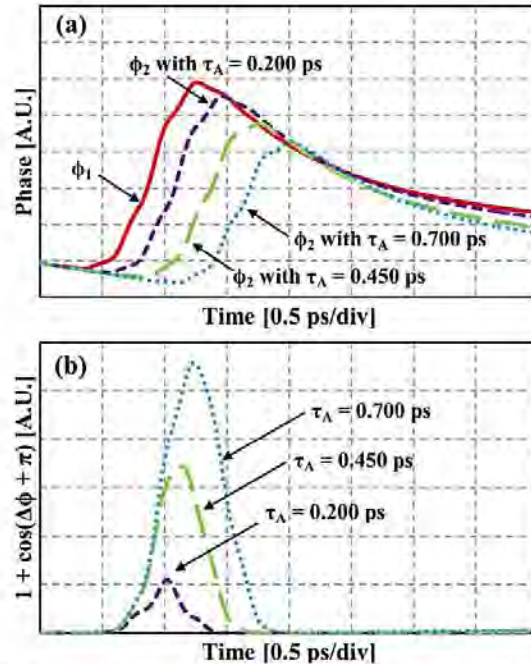


Fig. 3. Graphical analysis of the induced phase and resulting switching window as function of  $\tau_A$ . (a) Induced phase in the upper ( $\phi_1$ ) and lower ( $\phi_2$ ) arms when the VOA is properly adjusted. (b) Corresponding switching windows.

### 3. Numerical analysis

#### 3.1. Simulation details

The numerical analysis of the all-optical AND gate was performed employing a well-tested photonics integrated circuit simulator capable of simulating a large number of complex optoelectronic circuits [42]. The simulator was programmed in LabVIEW. This graphical programming environment allows us to easily analyze different configurations. Its modular approach encourages the interconnection through a series of virtual instruments, also called building blocks. Each of these blocks performs a specific data-flow oriented function onto the optical input stream. As appreciated in Fig. 1, we made use of several virtual instruments such as MMIs, VOAs, delay lines, PRBS generators, optical filters and SOAs. Among them, the SOA is the most relevant, since it is the key device where signal processing takes place. The SOA module was programmed using a sophisticated uni-directional time-domain model that accurately describes its nonlinear behavior as well as the ultra-fast response exhibited by intra-band effects, namely, carrier heating (CH) and spectral hole burning (SHB). These intra-band effects cannot be neglected when modeling dynamic interactions in the order of a few picoseconds, corresponding to bit rates of around 160 Gb/s and beyond [44–46]. Besides, the SOA model takes into account the carrier density depletion produced by the amplified spontaneous emission (ASE). The model solution is obtained through numerical integration of the coupled rate equations that characterize the semiconductor material using a fixed-step Runge-Kutta method. For that purpose, a rectangular grid that digitizes time ( $t$ ) and longitudinal coordinate ( $z$ ) is set, where  $z = v_g t$ ,  $v_g$  being the group velocity of the propagating waveform. The solution space consists of a manifold for each material variable and the electrical field ( $E$ ) that is defined within the integration grid. Thanks to the uni-directional character of the model, the values of these variables are known for all  $t$  at  $z = 0$ . Assuming a small variation of the material

variables along a short interval  $\Delta z$ , the integration of the equation of E along  $z$  can be numerically carried out using Euler method. The error term is of second order in the step size  $O((\Delta z)^2)$ . Further details can be found elsewhere [47]. In this paper all the bulk SOAs have the same characteristics, i.e., an active region length of 0.5 mm, a cross-sectional area of  $0.7 \mu\text{m}^2$  and a confinement factor of 0.6. All SOAs are biased at 250 mA. The complete list of parameters [38] and the validation of the model [42,44] are presented elsewhere.

In order to make a quantitative evaluation of the performance of the all-optical AND gate proposed in this work, we have carried out a numerical analysis in terms of the quality factor (Q), its corresponding bit-error ratio (BER) and the patterning effect (PE). All are statistically computed from the output pseudo-eye diagrams (PEDs). The quality factor is calculated as [48]:

$$Q = \frac{P_1 - P_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (1)$$

where  $P_1$  ( $P_0$ ) and  $\sigma_1$  ( $\sigma_0$ ) are the average optical power and the standard deviation of the output marks (spaces) at the sampling instant. In this article, we express Q in dB such as  $Q_{\text{dB}} = 10 \log_{10}(Q)$ . Under a Gaussian distribution approximation, the Q and BER in transmission systems are related through [49]:

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \quad (2)$$

The maximum BER value that is commonly accepted in current high-speed optical fiber systems to consider that they are operating error-free is  $1 \times 10^{-13}$ , which corresponds to  $Q_{\text{dB}} = 8.66$  dB. Higher BER values are generally unacceptable, while much lower values, such as  $1 \times 10^{-19}$  ( $Q_{\text{dB}} = 9.54$  dB), are not normally used because do not make sense in an experimental context (nearly half a year would be necessary to carry out a measurement at 640 Gb/s). However, due to the statistical approach followed within a numerical simulation context to calculate Q (hence BER), it is common practice to deal with even higher values of  $Q_{\text{dB}}$ . This is mainly useful for performance comparison purposes, as presented in Fig. 7. Only in this framework,  $Q_{\text{dB}}$  values as high as 13.00 dB ( $\text{BER} = 7 \times 10^{-89}$ ) make sense and they must be accordingly interpreted.

The PE is defined as [50]:

$$\text{PE} = 10 \log_{10}\left(\frac{P_{\text{max}}}{P_{\text{min}}}\right) \quad (3)$$

where  $P_{\text{max}}$  and  $P_{\text{min}}$  are the maximum and minimum peak powers of the output marks, respectively. This metric provides a good estimation of the data-patterning nonlinear effect produced by the sub-system. It clearly grows as the mark power level of the evaluated output signal exhibits greater amplitude fluctuations.

### 3.2. Simulations at 640 Gb/s

In order to demonstrate correct operation of the proposed architecture at a data rate, R, of 640 Gb/s, two different PRBS sequences, sampled at 64 samples per bit, are employed as input data. Each sequence is  $2^9 = 512$  bits long. We defined this value according to an analysis of the variation of PE as a function of sequence length, as presented in [50]. We found out that since PE remains practically constant for sequence length values longer than 512 bits when  $R \leq 640$  Gb/s, this number of bits results adequate for carrying out our analysis. Moreover, it stands within the computational time and memory limits of our simulation infrastructure. The input signals are centered at  $\lambda_A = 1580.4$  nm for data signal A and  $\lambda_B = 1539.8$  nm for data signal B. The logic “1s” are represented by short Gaussian pulses 0.438 ps long (FWHM), corresponding to a duty cycle of 28% and a spectral width (FWHM) of about 8 nm (1 THz). Note that data signals A and B are spectrally located 40 nm ( $\sim 5$  THz) apart to avoid any spectral

overlapping, but still positioned within the gain bandwidth of a standard bulk SOA aimed for telecommunication applications. As stated in [39], since very low output powers may produce arbitrarily high  $Q_{\text{dB}}$  values, we have set an average peak power of  $100.00 \mu\text{W}$  at the interferometer output. This corresponds to a useful, yet manageable power. The optimization process of the proposed scheme consisted in an accurate adjustment of the resulting switching window and the optical input powers for different values of  $\tau_A$ . As appreciated from Fig. 3, the VOA has to be tuned for each value of  $\tau_A$  to produce an effective phase-window switch-off. Then, the delay  $\tau_B$  is adjusted to synchronize the resulting switching window with the probe pulses. Afterwards, the optical power of both input data sequences is set to fulfill the self-imposed optical power constraint. Since the magnitude of the XPM-induced phase-shift depends on the optical power of the input sequences, the optimization process becomes iterative for each value of  $\tau_A$  until a sufficiently high value of  $Q_{\text{dB}}$  is obtained. Optimum performance was achieved for  $P_A = 800.00 \mu\text{W}$  (peak power of data A) and  $P_B = 2.79 \mu\text{W}$  (peak power of data B). The Gaussian bandpass filter, centered at  $\lambda_B = \lambda_{\text{AND}}$ , has a 3-dB bandwidth of 1800 GHz and insertion losses of 3 dB. As for the 3 dB MMIs, the insertion losses were neglected without loss of generality. Optimum performance of the gate was obtained when  $\tau_A = 0.700$  ps and  $\tau_B = 0.500$  ps, while the VOA attenuation was set to 0.12 dB.

Fig. 4 shows the correct functionality of the proposed structure as an all-optical AND gate operating at 640 Gb/s. As expected, a Gaussian pulse is present at the output port only when both inputs exhibit a logic “1” while an optical signal is practically absent at the output port for any other case. The output signal exhibits fluctuations at the mark power level (amplitude jitter) that are a consequence of the very high operation data rate and the relatively slow, yet sufficient, phase recovery exhibited by the SOA. A high value of PE is thus measured. The pulse shape distortion that can be distinguished at the output sequence is produced by the switching window, which acts as a shaping mold according to the delay element  $\tau_A$  and the VOA values. In order to measure the distortion level of these pulses, we make use of the correlation coefficient ( $\rho_{x,y}$ ) between any two signals  $x$  and  $y$ , defined as [51]:

$$\rho_{x,y} = \frac{\sigma_{x,y}}{\sigma_x \sigma_y} \quad (4)$$

where  $\sigma_{x,y}$  stands for the covariance between  $x$  and  $y$ , and  $\sigma_x$  ( $\sigma_y$ ) represent the standard deviation of  $x$  ( $y$ ). Since we are dealing with discrete signals, we can calculate the correlation coefficient ( $r$ ) between  $x$  and  $y$  using the Pearson’s estimator [52]. In our case,  $y$  corresponds to the analyzed output pulse, while  $x$  stands for an input ideal Gaussian pulse that is taken as reference. The correlation coefficient hence can be written as [52]:

$$r = \frac{n \sum_{j=1}^n P_{\text{Gauss}j} P_{\text{AND}j} - \sum_{j=1}^n P_{\text{Gauss}j} \sum_{j=1}^n P_{\text{AND}j}}{\sqrt{n \sum_{j=1}^n P_{\text{Gauss}j}^2 - \left(\sum_{j=1}^n P_{\text{Gauss}j}\right)^2} \cdot \sqrt{n \sum_{j=1}^n P_{\text{AND}j}^2 - \left(\sum_{j=1}^n P_{\text{AND}j}\right)^2}} \quad (5)$$

where  $P_{\text{Gauss}}$  and  $P_{\text{AND}}$  are the optical power of the input ideal Gaussian pulse and the optical power of any pulse of the output signal (after being processed by the Boolean gate), respectively. Notice that if we cancel the subtrahend terms of Eq. (5), the expression is reduced to the one corresponding to the cross-correlation coefficient [53,54], another useful metric to evaluate the similarity between two waveforms. Fig. 4(c) displays, for each presented output pulse, the associated Pearson correlation coefficient. As it can be appreciated,  $r \geq 0.988$  in all cases. This suggests that although some pulse shape distortion is distinguishable in the output sequence, it does not represent a critical issue for our all-optical processing sub-system. Similar results were obtained when employing the cross-correlation coefficient [53,54]. As for the slight desynchronization between the input and output signals, it



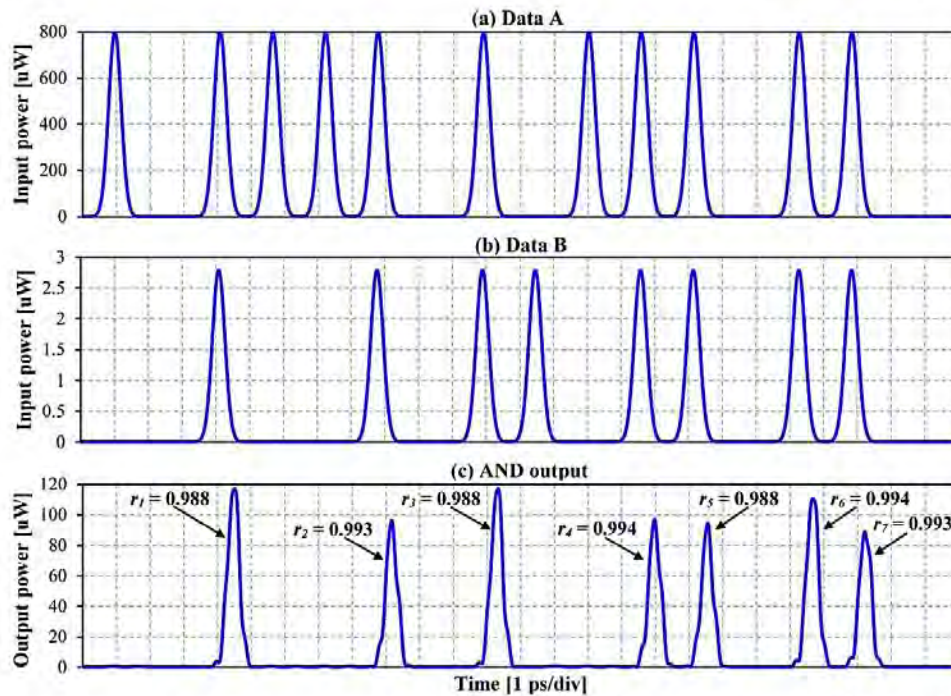


Fig. 4. Representative segment of the simulation results that demonstrates AND operation at 640 Gb/s employing the turbo-switched Mach-Zehnder interferometer with improved differential scheme (TS-MZI with iDS). (a) Input data stream A. (b) Input data stream B. (c) Output from the all-optical AND gate; the Pearson correlation coefficient ( $r$ ) associated with each pulse is also shown.

is directly caused by the delay element  $\tau_B$ , essential, notwithstanding, to make the most of the switching window.

Fig. 5 displays the simulated PED of the output signal.  $Q_{dB} = 8.84$  dB, corresponding to a BER =  $9.59 \times 10^{-15}$ , was measured from the PED. Hence, the all-optical AND gate can be considered to operate error-free, i.e., with a BER <  $1 \times 10^{-13}$ . As previously observed in Fig. 4, the presence of data-patterning affects the marks level, leading to a high value of PE = 2.02 dB that is over the commonly

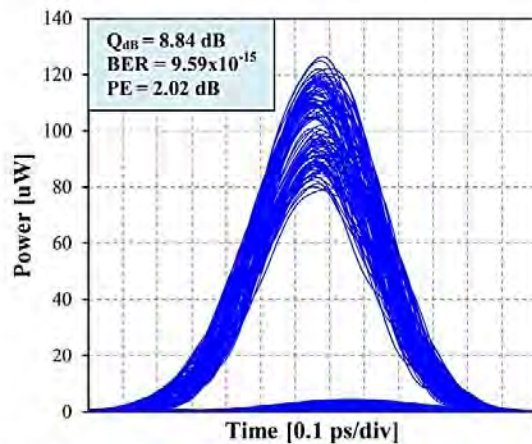


Fig. 5. Pseudo-eye diagram (PED) of an all-optical AND gate when injecting a sequence of 512 bits employing the turbo-switched Mach-Zehnder interferometer with improved differential scheme (TS-MZI with iDS) at 640 Gb/s.

acceptable value of 1.00 dB [55]. This effect might compromise the ability of the AND gate to be cascaded in order to build complex photonic circuits (see Section 3.4). However, in contrast to the conventional differential scheme that produces a notorious reduction of the output pulse width, the pulse width in the proposed scheme remains practically unaffected.

When comparing these results to those presented in [39], where error-free operation of the logic AND gate is demonstrated at 260 Gb/s using the TS-MZI with the conventional differential scheme, the superiority of our recently proposed structure in terms of processing speed while maintaining error-free operation becomes evident. This is possible thanks to the improved differential scheme that is implemented by means of the addition and correct adjustment of two passive elements: a second delay and a VOA.

### 3.3. Parameter optimization

The set of graphs shown in Fig. 6 exhibit the optimization process of the key parameters when simulating the all-optical AND gate employing the TS-MZI with iDS configuration. The peak power of data B was varied in all cases to fulfill the proposed constraint of an average peak power of  $100 \mu\text{W}$  at the output port. The rest of the parameters, i.e., the optical filters bandwidth, the input sequences characteristics, the SOAs properties, etc., were set in accordance to Sections 3.1 and 3.2. Fig. 6(a) displays the behavior of the quality factor when the delay element  $\tau_A$  is varied. An optimum performance was obtained for  $\tau_A = 0.700$  ps, leading to  $Q_{dB} = 8.84$  dB. On the one hand, for small values of  $\tau_A$ , the amplitude and duration of the resulting switching window becomes reduced, thus leading to poor system performance. On the other hand, when  $\tau_A$  is excessively augmented, the resulting switching window becomes larger, but the matching between the phases traveling in both arms decreases. As a consequence and in



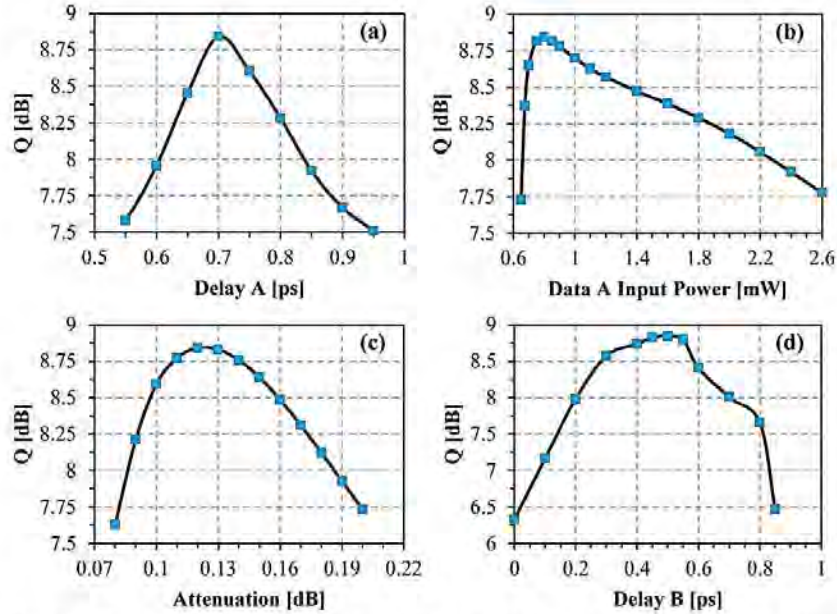


Fig. 6. Quality factor dependence of the TS-MZI with iDS on: (a) Delay of control signal,  $\tau_A$ . (b) Peak power of input data sequence A. (c) Attenuation provided by the VOA. (d) Delay of input data sequence B,  $\tau_B$ . The TS-MZI with iDS is simulated at 640 Gb/s.

agreement with the discussion of the results shown in Fig. 3(a), the transmission window is reopened or even severely distorted, affecting the processing of the following bits and degrading the quality factor. For  $\tau_A = 0.700$  ps the width and shape of the switching window approximately matches that of the incoming data pulses (see Fig. 3(b) for  $\tau_A = 0.700$  ps) and that explains why this delay becomes the optimum. As shown in Fig. 6(b), low power values of the control signal cannot induce the ultra-fast nonlinear response of the SOA, while a high power boosts the presence of data-patterning effects. Therefore, the input power of data A should be carefully adjusted to set a balance between both effects. Fig. 6(c) demonstrates the importance that the presence of the VOA has to reach error-free performance at a high operation speed. As previously discussed in connection to Fig. 2, there is an optimum attenuation value that leads to an adequate overlap of the nonlinear phase shifts produced in the lower and upper arms of the interferometer, thus, creating an effective switching window. The optimum value of the VOA attenuation is about 0.12 dB, which corresponds to a power reduction of less than 3% with respect to the pulse propagating along the upper interferometer arm. Fig. 6(d) exhibits the need for synchronization between the probe signal (data B) and the resulting transmission window. When the synchronization is not taken into account, i.e.,  $\tau_B = 0$  ps, the structure shows an unacceptable performance of  $Q_{dB} = 6.33$  dB, corresponding to a BER of about  $1 \times 10^{-7}$ . Nevertheless, when  $\tau_B$  is set within the range of 0.400–0.550 ps, error-free operation can be accomplished. The aforementioned synchronization is necessary because the center of the switching window, produced by the nonlinear interaction of the pulse of signal A and its delayed replica, falls slightly behind the center of the corresponding data pulse. A slight delay of signal B, via  $\tau_B$ , corrects this temporal disagreement.

Fig. 7 portrays the quality factor evolution as the data rate is increased from 160 Gb/s to 640 Gb/s. Each measurement was obtained after carrying out a parameter optimization procedure, as already mentioned. A  $Q_{dB} = 13.08$  dB was measured when carrying out the simulation at 160 Gb/s. This represents an improvement of 3.20 dB over the performance measured when the turbo-switched AND gate that relies on the conventional differential scheme is used [39]. This gain in

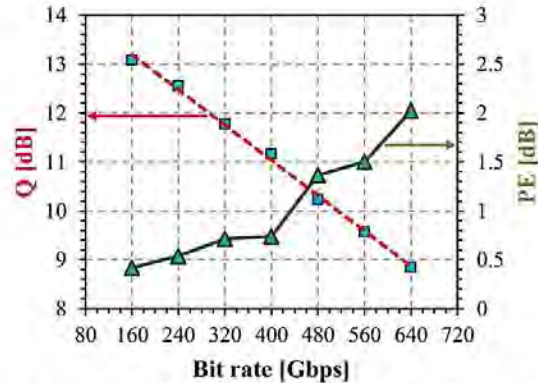


Fig. 7. Quality factor and patterning effects dependence of the TS-MZI with iDS on the bit rate. The red dashed line corresponds to the best-fit under a linear approximation. (For interpretation of the references to colour in this figure legend, the reader is referred to the web version of this article.)

the quality factor quantitatively demonstrates the improvement in terms of performance provided by the here proposed sub-system. The graph also shows that the performance of the all-optical AND gate that employs the TS-MZI with iDS exhibits a practically linear dependence (in dB scale) with respect to the data rate. The red dashed line shows the straight line that best fits the set of measurements. Therefore, we can associate the following empiric equation to the aforementioned linear relation.

$$Q_{dB} = 14.639 - 0.009 * R_{Gb/s} \tag{6}$$

where  $R_{Gb/s}$  is the operation speed measured in Gb/s. Provided that the relation still holds, a  $Q_{dB} \approx 8.16$  dB corresponding to a BER  $< 1 \times 10^{-9}$  is predicted by Eq. (6) for equivalent simulations running at 720 Gb/s. Fig. 7 also displays PE as a function of R. As expected, PE

monotonically increases as  $R$  grows, becoming higher than 1 dB for bit rates above approximately 400 Gb/s. It is also above this value of  $R$  that the slope of the curve becomes more pronounced. This behavior might be due to the fact that for  $R > 400$  Gb/s, or equivalently, for a bit period below 2.500 ps, the phase recovery time of the SOA (mainly mediated by CH) is not short enough to maintain the nonlinear patterning effects below an acceptable limit, leading to excessive amplitude jitter. Note however, that thanks to the assistance provided by the proposed architecture, a very good value of  $Q$  is achieved for even higher data rates, thus leveraging applications where  $Q$ , rather than PE, is regarded as a more relevant parameter.

### 3.4. Discussion regarding practical matters

Although the benefit of the proposed scheme in terms of operation speed has been so far demonstrated, the practical implementation of this ultra-fast processing sub-system as an element of a photonic circuit, or even as a standalone switch in a telecommunications network, demands the discussion of some more pragmatic matters. Among them, we can mention the tight design margins of the delay modules (in the order of hundreds of femtoseconds) and the need for accurate splitting ratios at the MMIs. Both features will have an impact on the potential fabrication of the proposed all-optical gate. Also, due to these characteristics, the integration of the scheme in a multi-bit rate or multi-wavelength system, where on-line reconfigurability is essential, may become compromised, thus limiting the range of potential applications of the proposed scheme. A strict control of the temperature and current injected into the SOAs is another point that cannot be left unnoticed. These concerns, however, are also common to other active processing sub-systems.

Other important aspects must be taken into account before the proposed architecture can be employed as the basic building block of a more sophisticated data-processing unit. For instance, as already mentioned, while the average peak power of the output signal amounts to  $P_{\text{AND}} = 100.00 \mu\text{W}$ , the optimum peak power of the input signals are found to be  $P_A = 800.00 \mu\text{W}$  and  $P_B = 2.79 \mu\text{W}$ . This means that, disregarding insertion losses, the net gain provided by the proposed scheme at the output port is  $G_A = -9.03$  dB ( $G_B = 15.54$  dB) when signal A (B) is taken as reference. In other words, while the probe signal benefits from a substantial amplification provided by the SOAs, the control signal exhibits a considerable attenuation. Consequently, the output of the proposed architecture cannot be used for driving a concatenated AND gate, unless it is cascaded to the probe signal port of the next gate. This restriction limits the possibility to form arrays of multiple interconnected replicas, and accordingly, large switch fabrics. This can be solved, notwithstanding, if the output signal is first injected into an extra amplifier, which can be integrated at the output port of the gate. This approach is feasible since bulk SOAs with input saturation powers above  $100.00 \mu\text{W}$  and exhibiting small-signal gain values of more than 20 dB are common nowadays. This solution will also enable the use of the proposed scheme at the nodes of a transmission system where ultra-fast all-optical switching is required. Indeed, with the aid of an extra SOA, a  $P_{\text{AND}}$  of more than 5 dBm (3.16 mW) can easily be delivered at the gate output, thus providing ample power budget to set up a short-reach optical fiber system. An alternative approach consists in adequately adjusting some of the gate's physical parameters to increase the average peak power of the output signal. This procedure, notwithstanding, will most probably lead to a reduction of the quality factor. If, for the application at hand this is acceptable, in principle  $G_A$  can be boosted to a sufficiently high level at the expense of a reduction in  $Q_{\text{AB}}$ .

The integration of an extra SOA to the proposed AND gate will inevitably result in an increase of the overall power consumption. As explained in [39], this consumption mainly comes from the pump current injected into the SOAs. Assuming a typical applied voltage of 1 V [56] and the reported injection current of 250 mA, the power

consumption per SOA will amount to 250.00 mW. This value augments to 1.0 W when considering the AND gate with four SOAs depicted in Fig. 1. If the additional (fifth) SOA is included for amplification purposes, that figure grows by about 25%. Note, however, that a calculation of the electrical energy consumption per bit of the 640 Gb/s amplified AND gate results in only  $\sim 2$  pJ. This quantity can be considered in the low-end with respect to state-of-the-art ultra-fast all-optical gates that rely on bulk SOAs as nonlinear elements [56].

Besides amplifying, reshaping may become a relevant matter when cascading many all-optical AND gates. As already discussed in connection to Fig. 4, some marginal pulse distortion can be distinguished at the output sequence. This is produced by the phase-windowing action of the interferometer and therefore it is difficult to suppress. More disturbing is the presence of patterning effects, which, for  $R > 400$  Gb/s, exceeds the acceptable threshold of  $PE \leq 1.00$  dB (see Fig. 7). Since the unwanted amplitude fluctuations increase as the number of concatenated gates augments, this nonlinear phenomenon inhibits the interconnection of several units and therefore it must be lessened. The suppression of PEs in SOAs has been extensively studied, mainly through preventing its appearance [46]. In our case, external assistance via passive post-filtering equalization seems to be the most appropriate approach, since it is relatively simple and does not significantly increase the footprint of the photonic circuit [53,57]. Careful design of the optical filter followed by an accurate analysis of its efficiency are thus mandatory at this stage.

The slight desynchronization between input and output signals of the proposed AND gate (see Fig. 4) represents another possible source of error that must be taken into account when cascading the logical units. This delay must also be considered when integrating the AND gate as an element of a more complex, clock-driven, architecture. Accurate synchronization between all signals, perhaps provided by multiple delay lines, has to be enabled before proper operation of the whole data-processing system can be assured. This restriction poses a relevant practical challenge in terms of design and fabrication. In any case, the designer of the overall system must bear in mind that the integration of the AND gate will invariably result in the introduction of a short latency. This delay may grow in importance as the number of integrated AND gates increases.

### 4. All-optical wavelength converter

Additionally to our previous results, here we propose an all-optical wavelength converter (AOWC) that takes advantage of the great flexibility that the AND gate possesses and the speed boost that the TS-MZI provides when employing the IDS. An AOWC in a WDM communication system enables direct translation of the information traveling in a certain wavelength channel to a different WDM channel without entering the electrical domain. In our case, this is carried out through XPM between the probe (B) and the control (A) beams, both injected into the AOWC at different wavelengths. The control beam (carrying the original signal) depletes the carrier density of the SOA, thus modulating the refractive index of the active region. This nonlinear process results in phase modulation of the probe beam, which is spectrally centered at the “new” wavelength. A MZI, such as the one treated in this work, converts phase modulation into amplitude modulation. Then, an amplitude modulated signal (centered at  $\lambda_B$ ), carrying the information previously transported by the control beam, emerges at the AOWC output port [58]. According to the Boolean AND function, a logic “1” is present at the output port only when both input logic states are “1”. If data sequence B is replaced by a pulsed wave (PW), that is, a train of Gaussian pulses, the output port will deliver the logic states corresponding to data sequence A, but spectrally centered at  $\lambda_B$ . Thus, wavelength conversion of sequence A will take place [58,59].

The proposed wavelength conversion process was simulated at a data rate of 640 Gb/s using the structure depicted in Fig. 1. Data A consists of a PRBS of 512 bits, centered at  $\lambda_A = 1580.4$  nm, while data



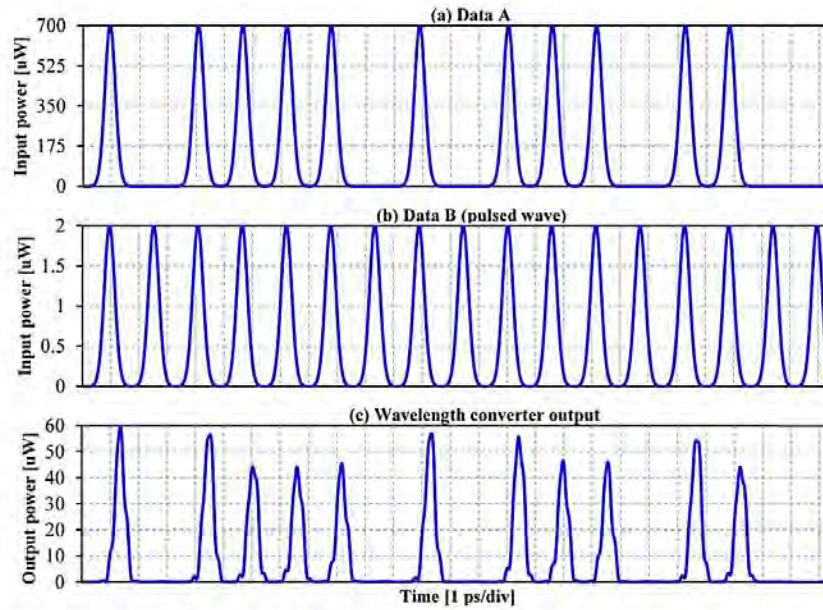


Fig. 8. Simulation results to demonstrate wavelength conversion operation at 640 Gb/s employing the turbo-switched Mach-Zehnder interferometer with improved differential scheme (TS-MZI with iDS). (a) Input data stream A. (b) Input B (pulsed wave). (c) Output from the wavelength converter.

sequence B was replaced by a PW centered at  $\lambda_B = 1539.8$  nm. The optical peak powers of data A ( $P_A$ ) and data B ( $P_B$ ) were adjusted to 700.00  $\mu$ W and 2.00  $\mu$ W, respectively. The rest of the parameters remained as mentioned in Section 3.2.

Fig. 8 demonstrates correct operation of the proposed all-optical wavelength converter when simulating at 640 Gb/s. As it can be appreciated, there is a notorious data-patterning effect at the output port when two or more consecutive Gaussian pulses (data signal A) are launched into the wavelength converter. The leading pulse depletes the gain, while the trailing pulses compress an already saturated gain. Consequently, amplitude jitter in the marks power level increases, leading to a similar value of PE as the one measured in the AND gate case. Some pulse distortion, generated by the phase window, can also be appreciated.

Fig. 9 depicts the simulated PED at the output port when performing all-optical wavelength conversion at 640 Gb/s. An average output peak power of 50.00  $\mu$ W is obtained, corresponding to a 3 dB output power penalty as compared to the all-optical AND gate. A  $Q_{dB}$  of 8.67 dB was measured, corresponding to a  $BER = 9.32 \times 10^{-14}$ . Although the quality factor exhibits a slight reduction of 0.17 dB as compared to the AND gate situation, the wavelength converter performance can still be considered error-free. Aside from a reduction in the average output power, the rest of the benefits of the TS-MZI with iDS, such as high operation speed and pulse width preservation, prevail when performing wavelength conversion.

Fig. 10 displays the optical power spectra of the input data sequence (data A) and the converted signal (output from the TS-MZI with iDS). The wavelength displacement of data A from  $\lambda_A$  to  $\lambda_B$  is evident. Nevertheless, the converted signal exhibits red-chirped spectral components that result from the SOA nonlinear dynamics and the use of broadband optical filters, as required by the TS structure. Moreover, some spectral components corresponding to data A, which are not fully suppressed by the bandpass filters, can be observed at the output signal. Their unfavorable presence is enhanced by the second SOA of the TS structure (placed after the bandpass filter) since it provides amplification to them. These observations suggest that a larger spectral

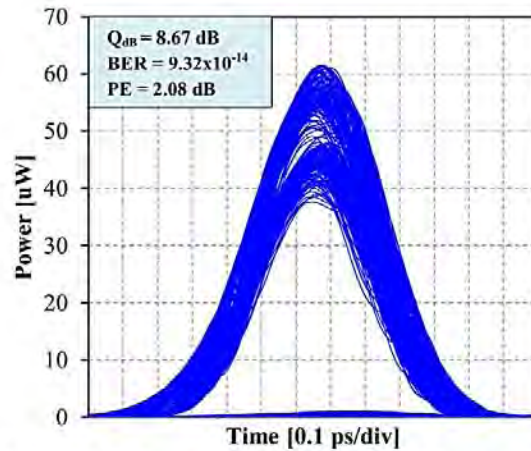


Fig. 9. Pseudo-eye diagram (PED) of the novel wavelength converter when injecting a PRBS of 512 bits running at 640 Gb/s.

separation between input signals could improve the performance of the wavelength converter, especially as the input signal data rate and corresponding optical spectral bandwidth, increases. One must bear in mind, nonetheless, that this separation is bounded by the finite optical gain bandwidth of the SOA (ranging from several tenth nanometers to over a hundred nanometers [60]).

### 5. conclusion

In this article we have proposed and numerically analyzed an enhanced version of the conventional differential scheme to carry out all-optical signal processing in a Mach-Zehnder interferometer, the so-called improved differential scheme. This novel structure relies on the



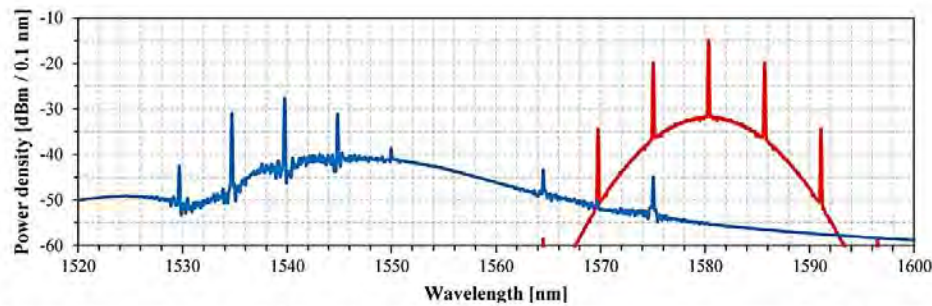


Fig. 10. Optical power spectral density of input data A (red) and the corresponding converted signal (blue) when performing all-optical wavelength conversion at 640 Gb/s employing the TS-MZI with iDS. (For interpretation of the references to colour in this figure legend, the reader is referred to the web version of this article.)

addition of a variable optical attenuator and a delay element, i.e., two simple, common and passive elements that allow us to precisely adjust the form (amplitude and width) of the resulting switching window and to control the synchronicity between the latter and the probe data signal. It was numerically demonstrated that the improved differential scheme reaches operation speeds around two and a half times higher than the conventional differential scheme when employed as an all-optical AND logic gate. A turbo-switched Mach-Zehnder interferometer, built with bulk SOAs, was included to boost the amplifier response. The proposed Boolean gate was simulated using a well-tested photonics integrated circuit simulator. A  $Q_{dB} = 8.84$  dB was predicted at 640 Gb/s after optimizing key performance parameters. Moreover, it was shown that, unlike what happens in the differential scheme, in the improved architecture the pulse width of the output signal remains practically unchanged after the photonic process. Additionally, wavelength conversion was demonstrated at 640 Gb/s with  $Q_{dB} = 8.67$  dB. In all cases, an equivalent BER  $< 1 \times 10^{-13}$  was obtained. Therefore, the operation of the proposed architecture can be considered error-free.

#### Acknowledgement

We are grateful to CONACyT and the support from Dirección Gral. de Asuntos del Personal Académico, UNAM, through PAPIIT project No. IN102318.

#### References

- [1] P. Singh, D.K. Tripathi, S. Jaiswal, H.K. Dixit, Designs of all-optical buffer and OR gate using SOA-MZI, *Opt. Quantum Electron.* 46 (11) (2014) 1435–1444.
- [2] H. Dong, H. Sun, Q. Wang, N.K. Dutta, J. Jaques, 80 Gb/s all-optical logic AND operation using Mach-Zehnder interferometer with differential scheme, *Opt. Commun.* 265 (1) (2006) 79–83.
- [3] C. Botstaris, K.E. Zoiros, R. Chasioti, C.S. Koukourlis, Q-factor assessment of SOA-based ultrafast nonlinear interferometer, *Opt. Commun.* 278 (2) (2007) 291–302.
- [4] A. Bogoni, X. Wu, Z. Bakhtiar, S. Nuccio, A.E. Willner, 640 Gbit/s photonic logic gates, *Opt. Lett.* 35 (23) (2010) 3955–3957.
- [5] M. Galili, L.K. Oxenlowe, H.C.H. Mulvad, A.T. Clausen, P. Jeppesen, Optical wavelength conversion by cross-phase modulation of data signals up to 640 Gb/s, *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.* 14 (3) (2008) 573–579.
- [6] H. Hu, et al., Polarization-insensitive 640 Gb/s demultiplexing based on four wave mixing in a polarization-maintaining fibre loop, *J. Lightwave Technol.* 28 (12) (2010) 1789–1795.
- [7] M. Galili, et al., Breakthrough switching speed with an all-optical chalcogenide glass chip: 640 Gbit/s demultiplexing, *Opt. Express* 17 (4) (2009) 2182–2187.
- [8] T. Yamamoto, E. Yoshida, M. Nakazawa, Ultrafast nonlinear optical loop mirror for demultiplexing 640Gbit/s TDM signals, *Electron. Lett.* 34 (10) (1998) 1013–1014.
- [9] E. Tangdongga, et al., All-optical demultiplexing of 640 to 40 Gbit/s using filtered chirp of a semiconductor optical amplifier, *Opt. Lett.* 32 (7) (2007) 835–837.
- [10] T. Hirooka, et al., All-optical demultiplexing of 640-Gb/s OTDM-DPSK signal using a semiconductor SMZ switch, *IEEE Photon. Technol. Lett.* 21 (20) (2009) 1574–1576.
- [11] V. Ta'eed, et al., Ultrafast all-optical chalcogenide glass photonic circuits, *Opt. Express* 15 (15) (2007) 9205–9221.
- [12] M. Zhang, L. Wang, P. Ye, All-optical XOR logic gates: technologies and experiment demonstrations, *IEEE Comm. Mag.* 43 (5) (2005) S19–S24.
- [13] E. Ramirez-Cruz, R. Gutiérrez-Castrejón, P. Torres-Ferrera, D.E. Ceballos-Herrera,

- An alternative for the implementation of 40-km reach Ethernet at 400 Gb/s using an  $8 \times 50$  Gb/s PHY at 1310 nm with SOA pre-amplification, *Opt. Switching Netw.* 22 (2016) 86–94.
- [14] N.K. Dutta, Q. Wang, *Semiconductor Optical Amplifiers*, World Scientific, Singapore, 2006.
  - [15] A. Kotb, K.E. Zoiros, Performance of all-optical XOR gate based on two-photon absorption in semiconductor optical amplifier-assisted Mach-Zehnder interferometer with effect of amplified spontaneous emission, *Opt. Quantum Electron.* 46 (7) (2014) 935–944.
  - [16] H. Soto, et al., Design of an all-optical NOT XOR gate based on cross-polarization modulation in a semiconductor optical amplifier, *Opt. Commun.* 237 (2004) 121–131.
  - [17] Z. Li, G. Li, Ultrahigh-speed reconfigurable logic gates based on four-wave mixing in a semiconductor optical amplifier, *IEEE Photon. Technol. Lett.* 18 (12) (2006) 1341–1343.
  - [18] N. Deng, K. Chan, C.K. Chan, L.K. Chen, An all-optical XOR logic gate for high-speed RZ-DPSK signals by FWM in semiconductor optical amplifier, *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.* 12 (4) (2006) 702–707.
  - [19] A. Sharaiha, J. Topomondzo, P. Morel, All-optical logic AND-NOR gate with three inputs based on cross-gain modulation in a semiconductor optical amplifier, *Opt. Commun.* 265 (1) (2006) 322–325.
  - [20] J.Y. Kim, J.M. Kang, T.Y. Kim, S.K. Han, 10 Gbit/s all-optical composite logic gates with XOR, NOR, OR and NAND functions using SOA-MZI structures, *Electron. Lett.* 42 (5) (2006) 303–304.
  - [21] S. Singh, Lovkesh, Ultrahigh speed optical signal processing logic based on an SOA-MZI, *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.* 18 (2) (2012) 970–977.
  - [22] P. Singh, D.K. Tripathi, S. Jaiswal, H.K. Dixit, Design and analysis of all-optical AND, XOR and OR gates based on SOA-MZI configuration, *Opt. Laser Technol.* 66 (2015) 35–44.
  - [23] T. Houbavlis, K.E. Zoiros, G. Kanellos, C. Tsekrekos, Performance analysis of ultrafast all-optical Boolean XOR gate using semiconductor optical amplifier-based Mach-Zehnder Interferometer, *Opt. Commun.* 232 (1–6) (2004) 179–199.
  - [24] L. Wang, M. Zhang, Y. Zhao, P. Ye, Ultra-fast all-optical logic XOR using SOA-MZI with differential modulation scheme, *Proc. SPIE* 5281 (2003) 8–16.
  - [25] Q. Wang, et al., Study of all-optical XOR using Mach-Zehnder interferometer and differential scheme, *IEEE J. Quantum Electron.* 40 (6) (2004) 703–710.
  - [26] R.J. Manning et al., The 'turbo-switch' – a novel technique to increase the high-speed response of SOAs for wavelength conversion, *Proceedings of the Optical Fiber Communication Conference 2006*, no. 1636676, 2006.
  - [27] R. Giller, X. Yang, R.J. Manning, R.P. Webb, D. Cotter, Pattern effect mitigation in the turbo-switch, *Proceedings of the 2006 Internat. Conference on Photonics in Switching, PS '06*, no. 4350159, 2006, pp. 32–134.
  - [28] K. Tajima, All-optical switch with switch-off time unrestricted by carrier lifetime, *Jpn. J. Appl. Phys.* 32 (1993) 1746–1749.
  - [29] Q. Weng, X. Yang, W. Hu, Theoretical analysis of high-speed all-optical turbo-switches, *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.* 18 (2) (2012) 662–669.
  - [30] R. Gutiérrez-Castrejón, 160 Gb/s XOR gate using bulk SOA turbo-switched Mach-Zehnder interferometer, in: *Proceedings of the 4th International Conference on Electrical and Electron. Eng., ICEEE 2007*, no. 4344991, 2007, pp. 134–137.
  - [31] X. Yang, R.J. Manning, R.P. Webb, All-optical 85 Gb/s XOR using dual ultrafast nonlinear Interferometers and turbo-switch configuration, in: *Proceedings of the 2006 European Conference on Optical Communications Proceedings, ECOC 2006*, no. 4800937, 2006.
  - [32] X. Yang, Q. Weng, W. Hu, High-speed, all-optical XOR gates using semiconductor optical amplifiers in ultrafast nonlinear interferometers, *Front. Optoelectron. China* 3 (3) (2010) 245–252.
  - [33] X. Yang, A.K. Mishra, R.J. Manning, R. Giller, All-optical 40 Gbit/s NRZ to RZ format conversion by nonlinear polarisation rotation in SOAs, *Electron. Lett.* 43 (8) (2007) 469–470.
  - [34] X. Yang, W. Hu, Principle and applications of semiconductor optical amplifiers-based turbo-switches, *Front. Optoelectron.* 9 (3) (2016) 346–352.
  - [35] X. Yang et al., Turbo-switches: modelling and demonstrations, in: *Proceedings of the Internat. Conference on Transparent Optical Networks*, no. 6602734, 2013.
  - [36] X. Yang, P. Zhou, X. Hu, W. Hu, Y. Liu, Understanding bandwidth enhancement of

- all-optical turbo-switch, in: *Proceedings of the Internat. Conference on Transparent Optical Networks*, no. 6876277, 2014.
- [37] P. Zhou, X. Yang, X. Hu, W. Hu, Bandwidth analysis of all-optical turbo-switch, *Opt. Commun.* 334 (2015) 105–109.
- [38] R. Gutiérrez-Castrejón, Turbo-switched Mach-Zehnder interferometer performance as all-optical signal processing element at 160 Gb/s, *Opt. Commun.* 282 (22) (2009) 4345–4352.
- [39] I. Rendón-Salgado, R. Gutiérrez-Castrejón, 160 Gb/s all-optical AND gate using bulk SOA turbo-switched Mach-Zehnder interferometer, *Opt. Commun.* 399 (2017) 77–86.
- [40] V. Arun, A.K. Singh, N.K. Shukla, D.K. Tripathi, Design and performance analysis of SOA-MZI based reversible toffoli and irreversible AND logic gates in a single photonic circuit, *Opt. Quantum Electron.* 48 (9) (2016).
- [41] E. Dimitriadou, K.E. Zoiros, On the feasibility of 320 Gb/s all-optical AND gate using quantum-dot semiconductor optical amplifier-based Mach-Zehnder interferometer, *Prog. Electromagn. Res. B* 50 (2013) 113–140.
- [42] R. Gutiérrez-Castrejón, M. Duell, P. Bernasconi, A versatile modular computational tool for complex optoelectronic integrated circuits simulation, *Opt. Quantum Electron.* 38 (12–14) (2006) 1125–1134.
- [43] R. Gutiérrez-Castrejón, M. Dülk, St. Fischer, G. Guekos, Novel scheme for optical time-division demultiplexing using a delayed interferometer, *Opt. Commun.* 192 (2001) 245–254.
- [44] R. Gutiérrez-Castrejón, M. Duell, Uni-directional time-domain bulk SOA simulator considering carrier depletion by amplified spontaneous emission, *IEEE J. Quantum Electron.* 42 (6) (2006) 581–588.
- [45] A. Mecozzi, J. Mørk, Saturation effects in nondegenerate four-wave mixing between short optical pulses in semiconductor laser amplifiers, *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.* 3 (5) (1997) 1190–1207.
- [46] R. Gutiérrez-Castrejón, A. Filios, Pattern-effect reduction using a Cross-Gain modulated holding beam in semiconductor optical in-line amplifier, *J. Lightwave Technol.* 24 (12) (2006) 4912–4917.
- [47] R. Gutiérrez-Castrejón, M. Duell, Using LabVIEW for advanced nonlinear optoelectronic device simulations in high-speed optical communications, *Comput. Phys. Commun.* 174 (6) (2006) 431–440.
- [48] R. Gutiérrez-Castrejón, L. Occhi, L. Schares, G. Guekos, Recovery dynamics of cross-modulated beam phase in semiconductor amplifiers and applications to all-optical signal processing, *Opt. Commun.* 195 (2001) 167–177.
- [49] G.P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*, third ed., John Wiley & Sons, 2002.
- [50] J. Xu, X. Zhang, J. Mørk, Investigation of patterning effects in ultrafast SOA-based optical switches, *IEEE J. Quantum Electron.* 46 (1) (2010) 87–94.
- [51] A. Papoulis, *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*, third ed., McGraw-Hill, United States of America, 1991.
- [52] S.L. Jackson, *Research Methods and Statistics: A Critical Thinking Approach*, fifth ed., Cengage Learning, United States of America, 2015.
- [53] Z.V. Rizou, K.E. Zoiros, A. Hatziefremidis, Comparison of basic notch filters for semiconductor optical amplifier pattern effect mitigation, *Appl. Sci.* 7 (8) (2017).
- [54] S. Yan, et al., Operation bandwidth optimization of photonic differentiators, *Opt. Express* 23 (15) (2015) 18925–18936.
- [55] J.S. Vardakas, K.E. Zoiros, Performance investigation of all-optical clock recovery circuit based on Fabry-Pérot filter and semiconductor optical amplifier assisted Sagnac switch, *Opt. Eng.* 46 (8) (2007).
- [56] Y. Ueno, J. Sakaguchi, R. Nakamoto, T. Nishida, Ultrafast, low-energy consumption, semiconductor-based, all-optical devices, in: *Proceedings of the 4th Asia-Pacific Microwave Photonics Conference, APMP 2009*, 2009.
- [57] Z.V. Rizou, K.E. Zoiros, A. Hatziefremidis, M.J. Connelly, Design analysis and performance optimization of a Lyot filter for semiconductor optical amplifier pattern effect suppression, *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.* 19 (5) (2013).
- [58] T. Durhuus, B. Mikkelsen, C. Joergensen, S.L. Danielsen, K.E. Stubkjær, All-optical wavelength conversion by semiconductor optical amplifiers, *J. of Lightwave Technol.* 14 (6) (1996) 942–954.
- [59] Y. Liu, et al., Error-free 320-Gb/s all-optical wavelength conversion using a single semiconductor optical amplifier, *J. Lightwave Technol.* 25 (1) (2007) 103–108.
- [60] K. Morito, Semiconductor optical amplifier, *Encyclopedic Handbook of Integrated Optics* (2006).



## All-Optical Demultiplexing of a 640 Gbit/s OTDM Signal Using Bulk SOA Turbo-Switched Mach-Zehnder Interferometer with Improved Differential Scheme

I. Rendón-Salgado, E. Ramírez-Cruz, and R. Gutiérrez-Castrejón, *Member, IEEE*

*Institute of Engineering, Universidad Nacional Autónoma de México UNAM,*

*Cd. Universitaria, 04510, México City, México*

*Tel: (52) 55 5623 3600, e-mail: {IRendonS, ERamirezC, RGutierrezC}@iingen.unam.mx*

### ABSTRACT

All-optical demultiplexing of a 640 Gb/s OTDM signal is numerically demonstrated. The proposed architecture is based on a Mach-Zehnder interferometer (MZI) that relies on a bulk semiconductor optical amplifier (SOA) as nonlinear element. A turbo-switch structure is employed in order to accelerate the recovery dynamics of the active interferometric configuration. Moreover, we make use of an enhanced version of the conventional differential scheme. This novel technique allows us not only to set an effective switching window, but also to make the most of it by means of a precise synchronization with the data stream. This can be accomplished by the addition of a variable optical attenuator (VOA) and an extra delay element to the conventional differential scheme configuration. Additionally, the demultiplexed signal experiences optical gain as a consequence of the amplifying nature of this active interferometric device. The proposed structure is simulated to demultiplex different combinations of channels per OTDM signal while maintaining the multiplexed data rate of 640 Gb/s. In all cases, error-free operation is achieved ( $BER < 1.0 \times 10^{-13}$ ), irrespective of the number of channels. The development of faster all-optical photonic circuits based on SOAs, as the one presented here, confirms its potential as a nonlinear processing element.

**Keywords:** optical-time division multiplexing (OTDM), optical switching, semiconductor optical amplifier (SOA), Mach-Zehnder interferometer (MZI), cross phase modulation (XPM).

### 1. INTRODUCTION

Time-division multiplexing (TDM) is a well-known technique to transmit at high data rates relying on a time-slot approach. Nevertheless, its performance is limited by the relative slow operation of its switching elements, especially those carrying out the demultiplexing (DEMUX) process. Since electronic technology is still limited to processing speeds of a few hundred of Gb/s [1], higher-speed all-optical processing devices that exploit nonlinear phenomena in optical fibers or semiconductor optical amplifiers (SOAs) represent a better alternative [2]. Various DEMUX systems based on optical fibers have been demonstrated [3]. However, their length, usually ranging from a few tens to hundreds of meters, reduces their potential for integration [4]. This can be overcome with the use of millimeter-scale SOAs, which exhibit a strong nonlinear behavior. During the last decades, SOA technology has become an attractive solution in optical signal processing, especially when used together with or incorporated into an interferometric structure. Based on this optical nonlinear element, several DEMUX architectures have been proposed: the THz optical asymmetric DEMUX (TOAD) [5], the semiconductor laser amplifier in a loop mirror (SLALOM) [6], the ultrafast nonlinear interferometer (UNI) [6], the delayed-interference signal-wavelength converter (DISC) [7], the delayed interferometer (DI) [8], the SOA with detuned filter [9] and the SOA based Mach-Zehnder interferometer (SOA-MZI) [4], [10]. The latter one exhibits high stability, compactness and simplicity [2]. Moreover, different techniques such as the differential scheme (DS) [11] and the turbo-switch (TS) [12] have been recently proposed to accelerate the relatively slow phase recovery time exhibited by the SOA-MZI. Here, we present a novel all-optical DEMUX circuit based on an enhanced version of the conventional DS along with the incorporation of the TS structure into a MZI. It has been dubbed as the turbo-switched optical time-division demultiplexer with improved differential scheme (TS-MZI DEMUX with iDS). By means of accurate simulations, we demonstrate practically error-free demultiplexing of a 640 Gb/s OTDM signal. As shown below, the performance, measured in terms of quality factor  $Q$ , remains over acceptable limits, regardless of the number of processed OTDM channels.

### 2. TURBO-SWITCHED OPTICAL TIME-DIVISION DEMULTIPLEXER WITH IMPROVED DIFFERENTIAL SCHEME

The block diagram of the proposed optical time-division DEMUX is shown in Fig. 1. Both interferometer arms incorporate a TS, which consists of the cascaded connection of three elements (SOA – optical bandpass filter – SOA). Its nonlinear optical filtering action accelerates its switching speed up to four times as compared to the conventional single SOA configuration [13]. As expected, our structure exhibits some similarities with those that rely on a TS-MZI structure [2], [10], [14]. The main difference, notwithstanding, lies in the incorporation of the

improved differential scheme, achieved by adding two passive elements to the conventional differential scheme (DS), i.e., a delay element (delay  $\tau_B$ ) and a variable optical attenuator (VOA), both highlighted in Fig. 1.

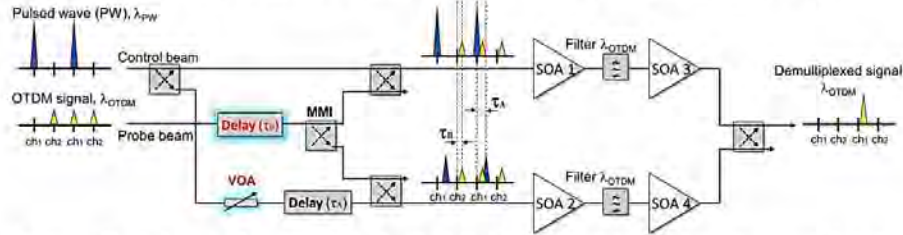


Figure 1. Block diagram of the proposed all-optical demultiplexer using a turbo-switched Mach-Zehnder interferometer with improved differential scheme (TS-MZI DEMUX with iDS).

The OTDM signal depicted in Fig. 1 represents two time-multiplexed signals (channel 1 and 2). The other signal, the pulsed wave (PW), is set according to the characteristics of the OTDM signal. In this case, the repetition rate of the PW is set to one half of the multiplexed data rate and is synchronized with channel 1 (Ch 1) in order to be demultiplexed. The OTDM and PW signals are centered at  $\lambda_{OTDM}$  and  $\lambda_{PW}$ , respectively. The PW has a relatively high optical power signal able to induce an intense saturation when travelling along the active medium of the SOAs. When both input signals simultaneously propagate through the SOAs, the “probe beam” (OTDM signal) undergoes a phase-shift via cross-phase modulation (XPM) due to the presence of the “control beam” (PW). The PW is launched into both interferometer arms with the aid of a 3 dB multi-mode interference coupler (MMI). After a time  $\tau_B$ , the OTDM signal is injected in a similar way. The control beam (PW), which travels along the upper arm, induces a phase shift over the probe beam (OTDM signal) that propagates through the same arm. As a consequence, the probe beam suffers a phase unbalance with respect to its copy that travels along the opposite arm. Thus, the initial destructive interference at the output port of the MZI is cancelled, opening a transmission window. Subsequently, the lower arm that transports a delayed and attenuated copy of the control beam (PW) restores the destructive interference after a time  $\tau_A$ . Hence, the transmission window is closed. The switching window, created when the PW signal delivers a Gaussian pulse, allows transmittance of Ch 1 at the output port of the interferometer. Meanwhile, the optical bandpass filter centered at  $\lambda_{OTDM}$  blocks the control beam. The rest of the time, when no pulse is delivered by the PW signal, the switching window remains closed, preventing transmittance of Ch 2. Therefore, the output signal will only contain the logic values of Ch 1.

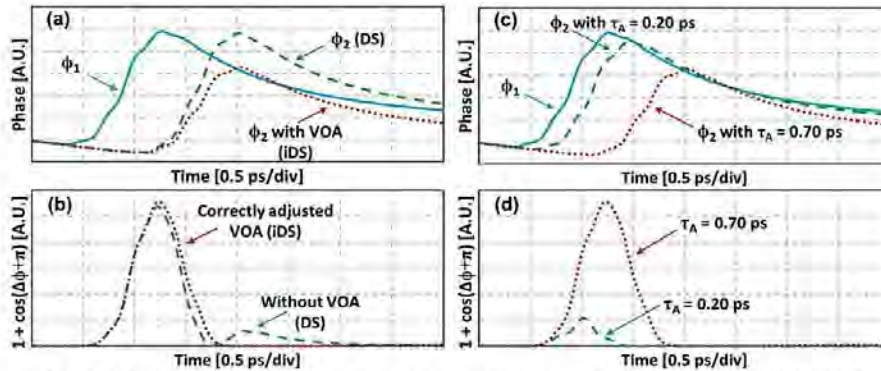


Figure 2: (a) Induced phase in the upper ( $\phi_1$ ) and lower ( $\phi_2$ ) arms when using DS, and iDS; (b) Resulting switching window when employing DS and iDS; (c) Induced phase in both arms when different values of  $\tau_A$  are chosen and the VOA is properly tuned. (d) Resulting switching window for different values of  $\tau_A$ .  $\Delta\phi = \phi_1 - \phi_2$ .

The delay  $\tau_B$  and the VOA are essential to attain the speed boost and improved performance provided by the here presented structure. Figure 2(a) exhibits the induced phase that undergoes a continuous wave (CW), acting as a probe beam, after having passed through the TS structure at the upper ( $\phi_1$ ) and lower ( $\phi_2$ ) arms of the MZI. Two different schemes are analyzed: the conventional DS and the iDS. As it can be appreciated, the addition and correct adjustment of the VOA allow us to modify the magnitude of the induced phase in the lower arm, so we can create an effective switching window  $[1 + \cos(\Delta\phi + \pi)]$  [8] [see Fig. 2(b)]. This prevents the appearance of an after-pulse, commonly observed in structures that rely on the conventional DS scheme [10]. Figure 2(c) shows the induced phase on a CW signal for two different values of  $\tau_A$ . In both cases, the VOA is properly



adjusted. As a result, we obtain two switching windows [depicted in Fig. 2(d)] that vary in shape and central position. If we replace the CW beam by a PW signal or a bits sequence, it becomes evident that the displacement of the switching window will demand for synchronicity with respect to the probe beam. This can be achieved through adequate tuning of delay  $\tau_{B1}$ , thus making out the most of the switching window when it is fully open.

### 3. NUMERICAL ANALYSIS

#### 3.1 Simulation Details

The simulation of the TS-MZI DEMUX with iDS was performed using a well-tested photonic circuits simulator programmed in LabVIEW [15]. Each element displayed in Fig. 1 (optical signal generators, MMIs, bandpass optical filters, delays, VOAs and SOAs) was coded as an independent virtual instrument following a modular approach. The SOA dynamical model takes into account carrier-heating (CH) and spectral-hole burning (SHB) phenomena. It is thus suitable to deal with light-matter interactions at data rates of around 640 Gb/s. All SOAs are assumed to be identical with parameter details presented in [10]. All simulations were carried out using a multiplexed data rate of 640 Gb/s. The marks of the input signals were represented by Gaussian pulses 0.4375 ps long (FWHM). Each multiplexed channel consisted of a PRBS of 512 bits, sampled at 64 samples per bit. The optimization process, performed in terms of the well-known quality factor [10], was carried out under the self-imposed restriction of having an average peak power of 0.1 mW at the output port. Following this constraint, the optical peak powers of the input signals were set to  $P_{PW} = 0.8$  mW and  $P_{OTDM} = 2.5$   $\mu$ W, while the beams were centered at  $\lambda_{PW} = 1580.4$  nm and  $\lambda_{OTDM} = 1539.8$  nm. The insertion losses of the 3 dB MMIs were neglected. All the optical filters were centered at  $\lambda_{OTDM}$  with a 3-dB bandwidth of 1800 GHz and insertion losses of 3 dB. The attenuation provided by the VOA was set to 0.12 dB and the delays were set to  $\tau_A = 0.7$  ps and  $\tau_B = 0.5$  ps.

#### 3.2 Results and Discussion

Figure 3(a) displays effective time demultiplexing of a 4-channels 640 Gb/s OTDM signal when employing the TS-MZI DEMUX with iDS. The PW signal is synchronized with Ch 1 and its repetition rate is set to 160 Gb/s. As it can be appreciated, the output port of the interferometer delivers the logic states of Ch 1 while the other channels are blocked. The switching window created by the presence of the PW pulse is responsible for this channel selection. Additionally, the output signal is amplified as a consequence of the optical gain supplied by the SOAs. The demultiplexed signal exhibits undesirable amplitude fluctuations at the maximum mark power level. These variations are due to the fact that the time interval between consecutive PW pulses is not long enough to allow for full SOA phase and gain recovery. However, it is large enough to allow for a proper demultiplexing. The distortions observed in the demultiplexed signal are caused by the shaping properties of the switching window, while the desynchronization between the multiplexed signal and the demultiplexed channel is attributed to the delay  $\tau_B$ . All 4 channels can be simultaneously demultiplexed by means of parallel processing.

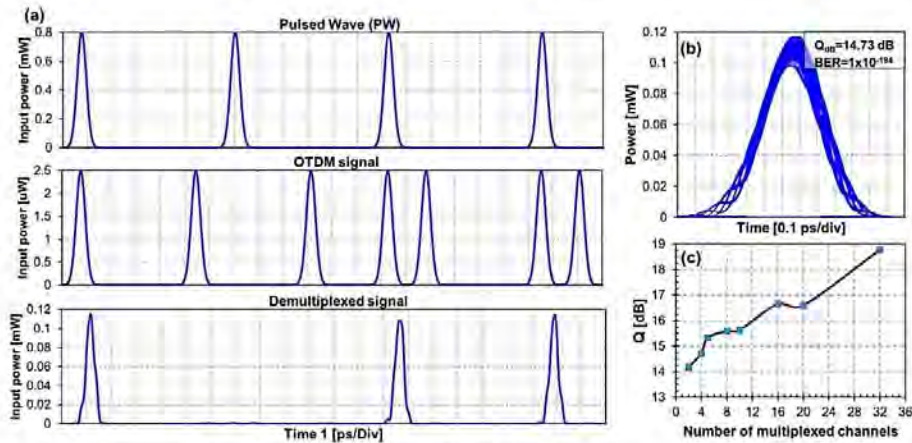


Figure 3. Performance of the TS-MZI DEMUX with iDS: (a) Simulation results to demonstrate 640 to 160 Gb/s demultiplexing operation and its corresponding (b) PED, (c) Q-factor dependence of the proposed structure on the number of multiplexed channels while maintaining a multiplexed data rate of 640 Gb/s.

Figure 3(b) shows the simulated pseudo-eye diagram (PED) of the demultiplexed signal at 160 Gb/s, from which we can compute the well-known quality factor (Q) and the bit-error rate (BER), as defined in [2]. Q is expressed in dB units as  $Q_{dB} = 10 \log_{10}(Q)$ . According to Fig. 3(b), we found a  $Q_{dB} = 14.73$  dB, corresponding to

error-free performance, i.e.,  $\text{BER} < 1.0 \times 10^{-13}$ , or equivalently  $Q_{\text{dB}} > 8.66$  dB. Unlike what happens with the use of the conventional DS, the pulse width reduction obtained at the output of the DEMUX port is negligible.

Figure 3(c) displays the performance of the simulated TS-MZI DEMUX with iDS as a function of channel count while maintaining a multiplexed data rate of 640 Gb/s. Each channel consists of a different PRBS 512 bits long. Therefore, the sequence length of the PW and the OTDM signals varies according to the number of multiplexed channels, while the sequence length of the demultiplexed channel is constant (512 bits). As the channel count decreases, the time repetition period of the PW signal becomes shorter. Therefore, there is less time for the SOA to recover to its initial phase and gain level. As a consequence, fluctuations at the maximum mark power level become greater, and the quality factor of the optical demultiplexer degrades. However, the proposed optical DEMUX showed error-free operation, irrespective of the number of multiplexed channels. In all cases, the self-imposed restriction of an average peak power of 0.1 mW at the output port was successfully fulfilled while preserving the same operational parameters.

#### 4. CONCLUSIONS

Error-free operation of an all-optical 640 Gb/s demultiplexer was proposed and demonstrated by means of accurate computer simulations. The presented architecture was tested for a different number of multiplexed channels while preserving the multiplexed data rate. In all cases, a  $\text{BER} < 1.0 \times 10^{-13}$  was obtained. This was possible thanks to the speed boost provided by the turbo-switched Mach-Zehnder interferometer as well as an adequate tuning of the resulting switching window with the implementation of the improved differential scheme. The latter technique emerges as an enhanced version of the conventional differential scheme, allowing the all-optical demultiplexer to operate at higher processing speeds. Its implementation relies on the addition of a VOA and an extra delay element as compared to the conventional scheme configuration. The VOA optimizes the width and amplitude of the switching window, while the delay element provides the required synchronicity between the window and the data sequence.

#### ACKNOWLEDGEMENTS

We are indebted to CONACYT, México and Dirección General de Asuntos del Personal Académico, UNAM through PAPIIT project IN102318 for their support.

#### REFERENCES

- [1] K. E. Zoiros, T. Houbavlis, and M. Kalyvas: Ultra-high speed all-optical shift registers and their applications in OTDM networks, *Opt. Quantum Electron.*, vol. 36, pp. 1005-1053, 2004.
- [2] I. Rendón-Salgado and R. Gutiérrez-Castrejón: 160 Gb/s all-optical AND gate using bulk SOA turbo-switched Mach-Zehnder interferometer, *Opt. Commun.*, vol. 399, pp. 77-86, 2017.
- [3] A. Bogoni *et al.*: All-optical regeneration and demultiplexing for 160-Gb/s transmission systems using a NOLM-based three-stage scheme, *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 10, pp. 192-196, 2004.
- [4] T. Hirooka *et al.*: All-optical demultiplexing of 640-Gb/s OTDM-DPSK signal using a semiconductor SMZ switch, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 21, pp. 1574-1576, 2009.
- [5] J. P. Sokoloff *et al.*: A terahertz optical asymmetric demultiplexer (TOAD), *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 5, pp. 787-790, 1993.
- [6] C. Schubert *et al.*: Comparison of interferometric all-optical switches for demultiplexing applications in high-speed OTDM systems, *J. Lightwave Technol.*, vol. 20, pp. 618-624, 2002.
- [7] Y. Ueno *et al.*: 3.8-THz wavelength conversion of picosecond pulses using a semiconductor delayed-interference signal-wavelength converter (DISC), *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 10, pp. 346-348, 1998.
- [8] R. Gutiérrez-Castrejón *et al.*: Novel scheme for optical time-division demultiplexing using a delayed interferometer, *Opt. Commun.*, vol. 192, pp. 245-254, 2001.
- [9] E. Tangdiongga *et al.*: All-optical demultiplexing of 640 to 40 Gbits/s using filtered chirp of a semiconductor optical amplifier, *Opt. Lett.*, vol. 32, pp. 835-837, 2007.
- [10] R. Gutiérrez-Castrejón: Turbo-switched Mach-Zehnder interferometer performance as all-optical signal processing element at 160 Gb/s, *Opt. Commun.*, vol. 282, pp. 4345-4352, 2009.
- [11] K. Tajima: All-optical switch with switch-off time unrestricted by carrier lifetime, *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 32, pp. 1746-1749, 1993.
- [12] R. J. Manning *et al.*: The 'turbo-switch' – A novel technique to increase the high-speed response of SOAs for wavelength conversion, in *Proc. OSA/OFC 2006*, Anaheim, USA, Mar. 2006, art. 1636676.
- [13] Q. Weng, X. Yang, and W. Hu: Theoretical analysis of high-speed all-optical turbo-switches, *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 18, pp. 662-669, 2012.
- [14] R. Gutiérrez-Castrejón: 160 Gb/s XOR gate using bulk SOA turbo-switched Mach-Zehnder interferometer, in *Proc. ICEEE 2007*, Mexico City, Mexico, Sept. 2007, art. 4344991.
- [15] R. Gutiérrez-Castrejón, M. Duell, and P. Bernasconi: A versatile modular computational tool for complex optoelectronic integrated circuits simulation, *Opt. Quantum Electron.*, vol. 38, pp. 1125-1134, 2006.

## Cross-Gain Modulation Mitigation in Semiconductor Optical Pre-Amplifiers Using a New Synthetic Filter for NRZ-Based WDM Transmission Systems

E. Ramírez-Cruz, I. Rendón-Salgado, D. E. Ceballos-Herrera, and R. Gutiérrez-Castrejón, *Member, IEEE*  
*Institute of Engineering, Universidad Nacional Autónoma de México – UNAM,*  
*Cd. Universitaria, 04510, Mexico City, Mexico*

*Tel: (52) 55 5623 3600, e-mail: {ERamirezC, IRendonS, DCeballosH, RGutierrezC}@ii.unam.mx*

### ABSTRACT

A new methodology to synthesize an optical filter that mitigates SOA-induced cross-gain modulation in intensity-modulation with direct detection (IM-DD) WDM transmission systems is proposed and its efficacy is numerically demonstrated. The approach relies on calculation or measurement of the propagating optical field at the input and output of the SOA to synthesize a filter transfer function for a particular channel. The filtering action can be applied at the demultiplexing stage. Through the use of BER performance curves, validation of this novel technique is demonstrated in an  $8 \times 50$  Gb/s pre-amplified WDM system for fibre lengths ranging from 0 to 40 km. This research work thus represents an original effort to overcome the effect of nonlinear cross-talk induced by SOA nonlinearities in multi-channel short-reach transmission systems, thus leveraging the application of these active devices in the telecommunications realm.

**Keywords:** semiconductor optical amplifier, cross-gain modulation, nonlinear effects, optical filtering, wavelength division multiplexing, multi-channel systems.

### 1. INTRODUCTION

Optical transport networks have become one of the most rapidly growing markets in the world. This has led to significant challenges, such as dealing with the ever-increasing bandwidth demand [1][2], especially in the short-reach (SR) domain, where intensity-modulation with direct-detection (IM-DD) is still used. Semiconductor optical amplifiers (SOAs) will play an important role in SR networks as a compact and cost-competitive device to extend the link power budget. They exhibit advantages such as large optical bandwidth and possibility of monolithic integration with other optical components [3]. However, the intrinsic presence of different nonlinear (NL) effects such as self- and cross-phase/gain modulation (SPM, SGM, XPM, XGM) and four-wave mixing (FWM) [4], which produce undesirable NL cross-talk, has hindered its use as in-line amplifier, especially when multi-channel amplification at a high-speed is considered. Different methods have been studied to counteract the NL response of SOAs in WDM systems: the use of a higher driving current [5], external light injection [6], automatic gain control [7], interferometric arrangements [8], power averaging effect [9] and optical filtering [10]. Here, we numerically analyse the feasibility of employing a synthesized optical filter to reduce the negative impact that XGM has when a SOA operated under saturation is employed in a multi-channel system. For this, an 8-channel WDM system operating in O-band with NRZ modulation at 51.5625 Gb/s per channel, aimed as a 400 Gb/s Ethernet alternative, is used [11]. A SOA pre-amplifier is employed as reach extender, exhibiting high nonlinear behaviour at short fibre lengths, when the input power into the SOA is high. This situation occurs when operators use the same transceivers, aimed for 40-km reach, to set up interconnections with shorter fibre lengths. The substitution of the common DEMUX filter by the synthesized one results in an overall increase of system performance, thus demonstrating its capability to mitigate the SOA nonlinear response.

### 2. SIMULATION SETUP

A sketch of the optical transport link used to perform all the numerical simulations and the proposed filtering stage is shown in Fig. 1. Eight optical channels are sent through a standard single mode fibre (SSMF) spanning a distance from 0 to 40 km. The SSMF parameters are shown in Table 1. Each externally modulated laser (EML) is integrated with a distributed feedback laser (DFB) emitting 7.9 dBm of optical power and an electro-absorption modulator (EAM) driven by an electrical transmitter (Tx). The channel plan is defined in Fig. 1 with a 400 GHz channel spacing [11]. SOA pre-amplification is necessary to operate below the maximum BER target of  $1 \times 10^{-13}$  at all fibre lengths. The MUX and DEMUX (when the synthetic filter is not enabled) are modelled by means of a 3rd order Gaussian band-pass function 175 GHz (FWHM) wide, having insertion losses of 3 dB.

The numerical analysis was performed using a well-tested optical transmission system simulator [12]. All the optical channels are ideally co-polarized as modelling of the optical fibre and the SOA does not consider the vectorial nature of the electromagnetic field. The modelling of the SOA is based on the solution of a time-domain system of coupled nonlinear differential equations that models pulse propagation and interaction within a semiconductor waveguide [13] that includes the generation and amplification of ASE and ultra-fast gain compression and refraction through carrier heating (CH). The main parameters of the SOA model are indicated



in Table 2 [11]. All the simulations were performed using 1024-bits long pseudo random bit sequences (PRBS) with appropriate decorrelation among the channels and considering an oversampling rate of 256 (2<sup>8</sup>).

Table 1. Parameters of the SSMF at 1310 nm.

Parameter	Value	Unit
Attenuation coefficient	0.35	dB/km
Dispersion coefficient	-0.20	ps/(nm <sup>2</sup> ·km)
Dispersion slope	0.090	ps/(nm <sup>3</sup> ·km)
Effective mode area	80	μm <sup>2</sup>
Zero-Disp. wavelength	1312.22	nm
Nonlinear index	2.4×10 <sup>-11</sup>	μm <sup>2</sup> /mW

Table 2. Parameters of the SOA.

Parameter	Value	Unit
Small-signal gain	23	dB
Output saturation power	8	dBm
CH compression factor	0.002	1/mW
Carrier lifetime	200	ps
Linewidth enhancement F.	6	
Noise Figure	7.5	dB

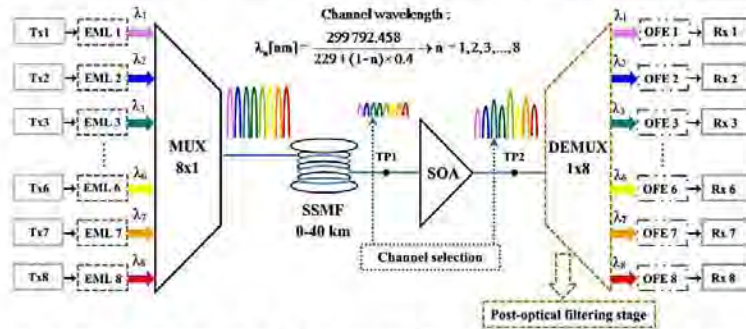


Figure 1. 8-WDM optical transport link with SOA pre-amplifier used in the simulations. The post-filtering stage is performed at the DEMUX. OFE and Rx stand for optical front-end and electrical receiver, respectively.

## 2.1 GAIN PROFILE OF THE OPTICAL SYNTHETIC FILTER

In this section we explain the procedure to define the frequency response that an optical filter placed at the DEMUX of a multi-channel optical link should have in order to reduce XGM in a SOA pre-amplifier. Let  $\xi_{in}(t)$  ( $\xi_{out}(t)$ ) be the optical field at the input (output) of the SOA. Through adequate filtering, the optical field of a particular channel  $j$  can be calculated or measured before and after the SOA. The corresponding fields are thus  $\xi_{in}^j(t)$  and  $\xi_{out}^j(t)$ , and their optical spectra are given by  $E_{in}^j(f)$  and  $E_{out}^j(f)$ . The output field,  $\xi_{out}^j(t)$ , includes the NL distortions produced by XGM when all channels are injected into the SOA. Assuming that the SOA response can be approximated through a transfer function  $H_{SOA}^j(f)$  for channel  $j$ , it can be represented as shown in Eq. (1).

$$H_{SOA}^j(f) = \frac{E_{out}^j(f)}{E_{in}^j(f)} = \frac{A_{out}^j(f) \exp\{i\Phi_{out}^j(f)\}}{A_{in}^j(f) \exp\{i\Phi_{in}^j(f)\}} = \frac{A_{out}^j(f)}{A_{in}^j(f)} \exp\{i\{\Phi_{out}^j(f) - \Phi_{in}^j(f)\}\} \quad (1)$$

Assuming that the approximation (Eq. (1)) holds, we can always find a filter transfer function,  $H_{Filter}^j(f)$  for channel  $j$ , such that when applied to  $\xi_{out}^j(t)$ , an estimation of the undistorted signal  $\xi_{in}^j(t)$ , that is, the spectrum of the optical field prior to entering the SOA, can be obtained at the filter output. Note, however, that since our transceivers are based on IM-DD, there is no need to revert the negative effects that the phase of the optical field experiences while travelling through the SOA.  $H_{Filter}^j(f)$  hence can straightforwardly be calculated as Eq. (2).

$$H_{Filter}^j(f) = \frac{k \cdot A_{in}^j(f)}{A_{out}^j(f)} \quad (2)$$

where  $A_{in}^j(f)$  and  $A_{out}^j(f)$  can simply be calculated through the use of an FFT algorithm applied to  $\xi_{in}^j(t)$  and  $\xi_{out}^j(t)$ . When  $H_{Filter}^j(f)$  is applied onto  $E_{out}^j(f)$ , an undistorted version of the waveform, which resembles the original optical field arriving into the SOA, is obtained. A scale factor  $k > 1$  is introduced into the equation to preserve the amplification level provided by the SOA, while lessening the amplitude fluctuations produced by SGM and XGM.  $H_{Filter}^j(f)$  can thus be synthesized from simulated, or even experimental, measurements carried out at points TP1 and TP2 of Fig. 1. It can then be applied to the optical signal at the demultiplexing stage, by simply substituting the original DEMUX filter by  $H_{Filter}^j(f)$  (see Fig. 1). Figure 2 depicts the evolution of the single-channel envelope of the optical field at different stages of the improved WDM system. On stage one, the optical signal becomes amplified and degraded by the saturated SOA NL processes. The outgoing signal in Fig. 2b exhibits severe amplitude fluctuations and waveform distortions. On stage two, the proposed filter

mitigates most of these unwanted effects, leading to better performance of the multi-channel SOA pre-amplified system.

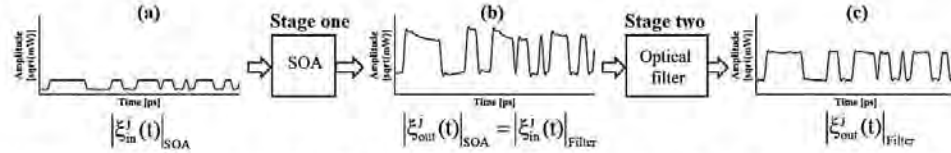


Figure 2. Evolution of the optical amplitude of a single channel at different stages of the improved WDM system: (a) at the input of the SOA, (b) at output (input of the SOA (optical filter)), (c) at the output of the optical filter.

### 3. SIMULATION RESULTS

To study the feasibility of the main tenet of this work, different bit error rate (BER) curves are shown in Fig. 3 as a function of fibre length. All curves correspond to channel 8 (1325.34 nm). The curve in grey was obtained with the unamplified WDM architecture. It shows the importance of using the SOA to reach above threshold behaviour. After 7 km propagation, the  $-\log(\text{BER})$  of this channel is below the minimum acceptable value (black dashed curve). The curve in red corresponds to the case where the SOA is included. For short fibre lengths (where the input power at the SOA pre-amplifier is high), the nonlinearities of the SOA are the main source of performance degradation. For long fibre lengths, the SOA operates nearly in its linear regime, but the high noise figure of the pre-amplifier degrades the system performance. The maximum  $-\log(\text{BER})$  performance occurs at about 10 km, where neither nonlinearities nor OSNR degradation play a conspicuously harmful role. In order to determine whether XGM or FWM in the SOA is the main degrading nonlinear effect, the curve in blue shows the results when FWM is artificially turned off. This can be achieved by eliminating CH-induced gain compression in the SOA since for the selected channel-spacing, FWM is mainly mediated by CH. Similarly, the green curve is obtained by deliberately setting a high value for the SOA output saturation power. This markedly reduces XGM and SGM while preserving FWM effects. A comparison of the blue and green curves with the red one, clearly shows that elimination of FWM results in marginal performance improvement, while XGM and SGM reduction results in a clear performance improvement. In other words, the latter NL effects are the main contributors to the system performance degradation. Finally, the curve in gold shows the performance of the system when considering all NL effects. However, in this case the optical filtering technique proposed in this work is applied. The performance improvement of the gold curve with respect to the red one points out to the efficacy of the proposed technique to markedly reduce the SOA NL response, and especially that produced by XGM and SGM. The relatively small difference between these curves at long fibre lengths, demonstrates the marginal improvement that the proposed technique provides with respect to lessen OSNR degradation. Figure 3 is complemented with the simulated optical received eye diagrams of demultiplexed channel 8 at four optical fibre lengths (or input powers into the SOA). The upper row corresponds to the case when the proposed filtering technique is not employed. The effect of SOA nonlinearities are evident at short fibre lengths, leading to a noticeable eye closure and distortion that diminishes as distance (NL effects) grows (lessen). The effect of the proposed optical filtering technique can be appreciated in the lower row. Clear, open and relatively undistorted eyes can be observed irrespective of fibre length, thus demonstrating the favourable effect of the synthetic filter.

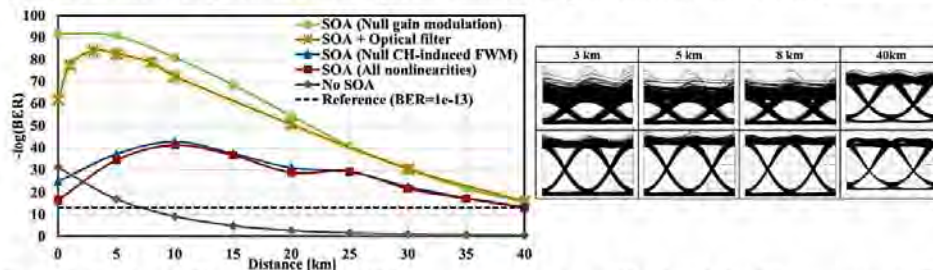


Figure 3. Simulated BER curves of the 8-WDM system as a function of fibre length for different scenarios. The gold curve corresponds to the system employing the proposed technique to reduce the SOA nonlinear response. Eye diagrams for the red (upper row) and gold (lower row) curves are displayed for different fibre lengths.

Figure 4 displays the transfer function of the synthetic optical filter, calculated for different fibre lengths. When the SOA NL effects are less pronounced (40 km), the filter function resembles a common DEMUX bandpass filter. However, as the fibre length diminishes and the SOA NL response grows, the transfer function



becomes complex, showing a dip close to the centre frequency that becomes more pronounced as the NL effects increase. The dip acts as a notch filter [10], reducing the frequency content at a particular narrow bandwidth where most of the signal energy content is located. As the SOA NL response augments, further selective power reductions are necessary at neighbour frequencies to counteract the effect of signal distortion produced mainly by XGM in the SOA. Although the resulting transfer function of the filter employed to reduce the effect of SOA nonlinearities looks difficult to realize in an actual optical device, work is under way to find an approach to simplify this function while preserving its advantageous effects. Implementation through digital signal processing has also been explored, but it is currently limited by the processing speed of actual electronic devices.

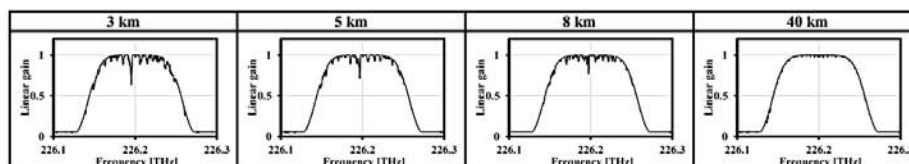


Figure 4. Gain profile (in linear units) of the synthesized filter centred at the frequency of channel 8.

#### 4. CONCLUSIONS

The feasibility of using an ad-hoc synthetic optical filter at the DEMUX to mitigate SOA-induced XGM in NRZ-based WDM transmission systems has been numerically demonstrated for a particular channel. To this end, a filter transfer function, calculated from the incoming and outgoing fields at the SOA, has been put forward. Using this novel technique, error-free performance of a SOA pre-amplified 8-channel system has been numerically demonstrated, irrespective of fibre length (up to 40 km). The proposed synthetic filtering technique thus represents an alternative to counteract the deleterious effects that a SOA produces in a multi-channel signal at high data rates (50 Gb/s) when operated within the pre-amplifier saturation regime.

#### ACKNOWLEDGEMENTS

We are indebted to CONACYT, and DGAPA, UNAM through PAPIIT project IN102318 for their support.

#### REFERENCES

- [1] CISCO: The Zettabyte Era: Trends and Analysis, White paper, 2017.
- [2] CISCO: Global Cloud Index: 2015-2020, White paper, 2016.
- [3] J. Mørk *et al.*: The dynamics of semiconductor optical amplifiers – modeling and applications, *Opt. and Photon. News*, vol. 14, pp. 42-48, Jul. 2003.
- [4] M. J. Connelly: *Semiconductor Optical Amplifiers*, Kluwer Academic, Ed., Boston, 2002.
- [5] L. Schares *et al.*: Phase dynamics of semiconductor optical amplifiers at 10-40 GHz, *IEEE J. of Quantum Electron.*, vol. 39, pp. 1394-1408, Nov. 2003.
- [6] J.L. Pleumeckers *et al.*: Acceleration of gain recovery in semiconductor optical amplifiers by optical injection near transparency wavelength, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 14, pp. 12-14, Jan. 2002.
- [7] R. Gutiérrez-Castrejón, V. Dolores-Calzadilla, and M. Duell: Gain-controlled semiconductor optical preamplifier for the 100 Gbit/s 40km Ethernet receiver, *Appl. Opt.*, vol. 48, pp. F82-F89, Sept. 2009.
- [8] Q. Xu *et al.*: Experimental demonstration of pattern effect compensation using an asymmetrical Mach-Zehnder interferometer with SOAs, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 13, pp. 1325-1327, Dec. 2001.
- [9] F.M. Dyc, P. Mazurek, and J.P. Turkiewicz: Utilization of the SOA deep saturation and power averaging effect to counteract intra-channel crosstalk in DWDM system, *J. Telecom. Inf. Technol.*, vol. 2, pp. 22-28, 2014.
- [10] Rizou, Z.V. Zoiros, and K.E. Hatziefremidis: A comparison of basic notch filters for semiconductor optical amplifier pattern effect mitigation, *Appl. Sci.*, vol. 7, pp. 783, Aug. 2017.
- [11] E. Ramírez-Cruz *et al.*: An alternative for implementation of 40-km reach Ethernet at 400 Gb/s using an 8×50 Gb/s PHY at 1310 nm with SOA pre-amplification, *Opt. Switch. Netw.*, vol. 22, pp. 86-94, 2016.
- [12] R. Gutiérrez-Castrejón *et al.*: Using LabVIEW for advanced nonlinear optoelectronic device simulations in high-speed optical communications, *Comput. Phys. Commun.* vol. 174, pp. 431-440, Mar. 2006.
- [13] D. Cassioli, S. Scotti, and A. Mecozzi: Time-domain computer simulator of the nonlinear response of semiconductor optical amplifiers, *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 36, pp. 1072-1080, Sept. 2000.

## Research Highlights

# Optical Solutions for Short-Reach Optical Transmission Systems: A Road from Gbps to Tbps

R. Gutiérrez-Castrejón<sup>1</sup>, D. E. Ceballos-Herrera<sup>1</sup>, P. Torres-Ferrera<sup>1</sup>,  
E. Ramírez-Cruz<sup>1</sup>, I. Rendón-Salgado<sup>1</sup>, A. Marroquín<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Institute of Engineering, Universidad Nacional Autónoma de México, UNAM  
Ciudad Universitaria, Coyoacán, 04510 México, Cd. Mx, Mexico.

<sup>2</sup>ALMA Laboratorios, Canal de Tezontle 860, Col. Ampliación Ramos Millán, 08020,  
México, Cd. Mx. Mexico.

### Introduction

The increase of Internet users, but especially, the emergence of bandwidth-hungry applications such as massive use of social networks, high definition video-calls, cloud storage, the Internet of Things and grid-based scientific computing has spurred an exponential growth in data traffic during the last decades. Indeed, as Fig. 1 shows, in 1992 global Internet networks carried around 100 Gigabytes (GB) of traffic per day, while only ten years later, in 2002, the amount of data transmission drastically increased to 100 GB per second, or 8.6 Petabytes (PB) per day [1]. Global data traffic is currently estimated to be about 4000 PB per day, showing, however, some variation among regions. For example, according to the inset in Fig. 1, Latin-America (IEEE Region 9) only accounts for 6% of this traffic (i.e., 240 PB/day), while the share of Asia-Pacific (IEEE Region 10) is six times larger. This numbers point out to an opportunity for the development of telecommunications infrastructure in many Latin-American countries. Clearly, fiber

optic-based telecommunication systems are the key enablers of high-bandwidth data transmission at all levels.

Particularly interesting is the fact that, in contrast to what one would have initially thought, the bandwidth demand from short-reach optical networks (that is, networks whose links span up to 80 km, including access networks and data center interconnections (DCIs)) is currently higher than that from long-haul networks. This occurs because the majority of metro traffic terminates within the metro network itself. In this context, the design and the development of the associated technology to deploy optics-based inter- and intra-DCIs becomes an exciting and relevant research topic with immediate application. Optical intra-DCIs refer to links where the traffic remains within the data center (DC). Their reach varies from 2 to 10 km and sometimes up to 20 or 40 km. Inter-DCIs denote the connections linking DCs that extend between 20 and about 80 km. According to recent analyses [2], 75% of the overall DC traffic is exchanged within data centers (intra-DCI) while only 9% is moved from one data center to another (inter-DCI). The rest consists of traffic exchanged between the DC and the end user. These figures explain why standardization efforts, such as Ethernet (IEEE 802.3), has focused on the intra-DCI paradigm. Ethernet increased in 2010 the operational speed of its PHY and MAC layers from 10 to 40 and 100 Gb/s, while the 200 and 400 Gigabit Ethernet (GbE) specifications achieved full ratification in December 2017. In contrast, although inter-DCI traffic is forecasted to grow at a higher rate than intra-DCI traffic (i.e., over 30% a year) [2], no standards are currently being developed for this model. The Advanced Research Group for Optical Telecommunications (ARGOT) at the Institute of Engineering of the National Autonomous University of Mexico (UNAM), being aware of this challenge, has dedicated part of its research capacity to investigate, mainly from a numerical standpoint, some alternative architectures that may be integrated into existing high-speed short-reach optical telecommunication systems. In the following sections we review some of our findings, describing the engineering approaches we have proposed in the last ten years to cope with the ever-increasing bandwidth demand observed in DCIs. Each section deals with a different data rate. We first moved from conventional to multi-carrier modulation, preserving

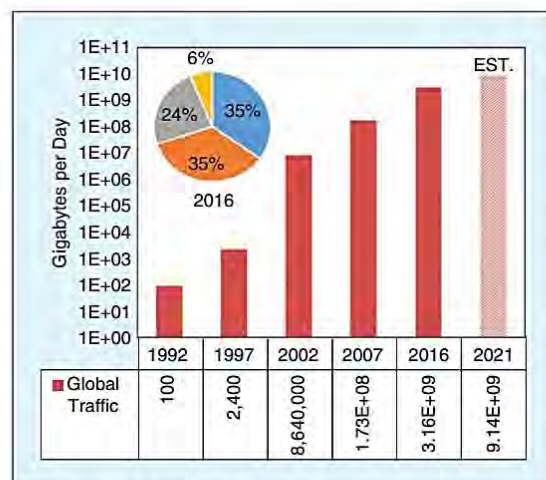


Figure 1. Global traffic in GB/day for some representative years [1]. The inset shows, for 2016, the share per geographical area: Asia-Pacific in blue, U.S.A+Canada in orange, Europe+Middle East+Africa in gray and Latin-America in yellow.



the simplicity inherent to intensity-modulation with direct-detection. The limitations of the latter then pushed us into the coherent transmission realm. We are currently exploring the use of multi-core fibers (MCFs) to increase the capacity of short-reach optical systems.

### 100 Gb/s

Following the 100 GbE standard, the implementation of a 100 Gb/s intra-DCI can be achieved following a  $4 \times 25$  Gb/s approach, where four lanes or wavelengths, each carrying 25 Gb/s of raw data rate, are multiplexed and launched into a single-mode optical fiber (SMF). O-band is normally preferred over C-band because of the lower chromatic dispersion (CD) exhibited by SMFs at an operation wavelength of 1310 nm. This prevents the use of dispersion compensation schemes. The choice of data rate per lane allows to use conventional modulation (i.e., non-return-to-zero (NRZ) format) with direct detection at the receiver. For this purpose, electro-absorption modulators (EAMs) and PIN photodetectors can be employed. Simulation analyses carried out at our group have shown that the proposed system can operate error-free up to about 10 km provided that enough power is delivered by the externally-modulated lasers (EMLs). However, if the target reach is extended to the maximum intra-DCI fiber length,  $L = 40$  km, the use of an optical pre-amplifier is a must, so the link power budget can be extended. Despite appealing characteristics such as ease of integration and high gain, semiconductor optical amplifiers (SOAs) suffer from a marked nonlinear response and exhibit high noise figures. These characteristics have deterred its widespread acceptance as on-line amplifier. Our simulation work, nevertheless, have shown that if an appropriate value of the SOA noise figure is chosen in combination with an EML output power of +2 dBm, the optical system may exceed the performance requirements set by the IEEE standard for all fiber lengths up to 40 km [3]. Of course, the system behavior and performance will be different for distinct fiber lengths. On one hand, for short fiber links, the input power into the pre-amplifier is high, leading to severe pulse distortion produced by the SOA nonlinear response. However, only small amounts of noise are added by the SOA to the system, leading to an unnoticeable change in optical signal-to-noise ratio (OSNR). On the other hand, for long fiber links, the input power into the SOA pre-amplifier is low and hence the SOA operates in its linear regime, but the output signal suffers from OSNR degradation. This behavior is illustrated in the simulated received electrical eye diagrams shown in Fig. 2. Examples for  $L = 5$  and 40 km are displayed. The left column shows the noise-free eye diagrams, whereas the right column presents the eye diagrams with received noise from optical and electrical sources. For  $L = 5$  km, the eye diagram with added noise still displays the individual traces and the eye opening is comparable to the eye diagram without added noise. For  $L = 40$  km, nonlinear eye distortions are practically absent, but now a considerable amount of noise becomes evident.

An important design parameter to properly set up the 100 GbE system is channel spacing,  $\Omega$ , that is, the spacing between center wavelengths of adjacent channels. Using our simulation infrastructure, we investigated the effect of  $\Omega$  in the 100 GbE

system performance. For this purpose, we substituted the optical fiber in the system with a variable optical attenuator (VOA) that captures the effect of fiber losses without considering fiber dispersion and nonlinearities. This guarantees that the signal distortions will not be produced by the fiber, but by the SOA. The VOA is varied from 0 to -20 dB, corresponding to a fiber length varying from 0 to 40 km. Fig. 3 shows the power penalty (PP) induced by the SOA at  $\text{BER} = 1 \times 10^{-12}$  as a function of signal attenuation (or equivalently, fiber length) for four values of  $\Omega$  [4]. In agreement to our previous explanation, a high penalty value is obtained for short fiber lengths (low attenuation) due to the SOA nonlinear response. As the signal attenuation increases, the PP becomes reduced. After reaching a minimum, the PP then grows again due to extra OSNR degradation. In contrast to the high attenuation situation, in the short fiber length case, where the SOA four-wave mixing (FWM) effect plays a considerable role, PP becomes a function of  $\Omega$ , showing a difference between the 200 and the 800 GHz channel plans of about 1.5 dB. After considering the PP induced by the CD of the fiber,  $\Omega = 400$  GHz was found to be adequate [4]. The PP due to the amplifier nonlinear effects can be reduced by

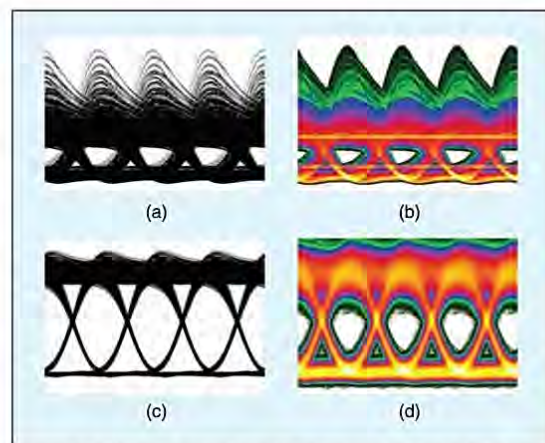


Figure 2. Calculated noise-free (a, c) and noise-added (b, d) electrical eye diagrams of the demultiplexed signal for a fiber length of 5 km (a, b) and 40 km (c, d).

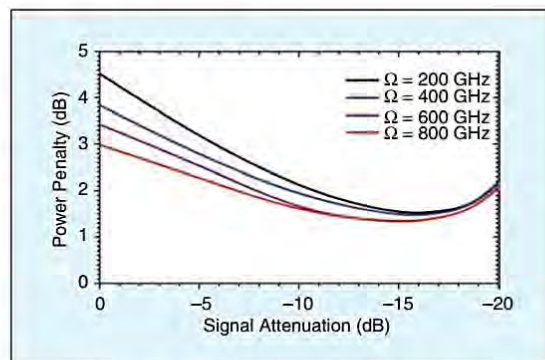


Figure 3. Calculated power penalty due to SOA nonlinearities versus signal attenuation for different values of channel spacing  $\Omega$ .



means of an electronic control element. Since the input power dynamic range of the optical pre-amplifier depends on its gain, and this in turn can be controlled with the pumping current injected into the device, a simple element that tunes the latter parameter in accordance to the photo-detected power measured at the receiver, will, in principle, produce a multi-channel amplified system with constant performance, irrespective of fiber length. Such a system was proposed and successfully demonstrated by means of simulations in [5].

#### 400 Gb/s

The previously discussed 100 Gb/s optical system can be straightforwardly extended to transport an aggregated capacity of 400 Gb/s by simply quadruplicating the number of optical lanes to sixteen wavelengths. This architecture has been analyzed in our group, finding that it reaches 40-km transmission provided that EMLs delivering an output power of +2.9 dBm and an SOA pre-amplifier with 23 dB of small-signal gain and 7.5 dB of noise figure are employed [6].  $\Omega = 400$  GHz was found to be the most adequate choice for channel spacing, leading to a transmission spectral span of 6.4 THz. However, care has to be taken when setting the channel grid, because for such a wide span, fiber CD-induced PP may become a concern. Our simulation work showed that, contrary to what it was initially

thought, a symmetric channel plan centered on  $\lambda_0 = 1310$  nm, the zero-dispersion wavelength of the SMF, does not provide the best system performance results. Although this plan indeed exhibited a balanced penalty distribution with low maximum values for the CD-induced PP, the best system performance was obtained with an asymmetric channel plan centered on  $\lambda = 1300$  nm. This occurs because although inter-symbol interference, and its associated CD PP, is in general stronger for the asymmetric plan, its contribution to degrade the system performance is rather modest (remember we are working in O-band). Instead, CD aids to reduce the inter-channel nonlinear response of the SOA by further misaligning the data bits running in one channel with respect to their neighbors, hence decorrelating the inter-channel nonlinear interaction. Still, the SOA nonlinear effects are relevant when operating the system at short L. Actually, our theoretical analyses have shown that FWM produces a modest system performance degradation that slightly increases as  $\Omega$  becomes narrower. FWM, in this scenario, is mainly mediated by ultra-fast carrier-heating in the SOA. In contrast, gain modulation resulted to be the main phenomenon responsible for the system performance degradation [7].

An alternative approach to increase the overall capacity of the 40-km link from 100 to 400 Gb/s, consists in employing faster electronics to speed up the symbol or bit rate per optical channel. If one prefers to avoid the complications inherent to advanced modulation formats, NRZ at 50 Gb/s per optical lane is the choice to set an eight optical channels system [8]. A low number of optical lanes is desirable because it favors transceiver module downsizing and power consumption reduction. However, not only availability of the higher-speed components becomes an issue, but also the lower CD tolerance of the system becomes a concern. The impact of CD in the  $8 \times 50$  Gb/s system can be analyzed using Fig. 4, which shows (left y-axis) the CD-induced PP for  $L = 40$  km as a function of optical channel wavelength. The zero-dispersion wavelength of the SMF ( $\lambda_0 = 1312$  nm) is marked with a red dashed line. Curiously, the minimum of the curve is red-shifted from  $\lambda_0$ . This is a consequence of the interaction of the fiber CD with the chirp induced by the EAM found at the transmitter. Therefore, the optimum channel plan is not the one centered at  $\lambda_0$ , but the one whose spectrum is displayed in blue in the same figure (right y-axis). This observation leads to the conclusion that a symmetric channel plan in terms of CD does not necessarily corresponds to a symmetric plan in terms of CD PP. Also, as already mentioned, a small amount of CD is helpful to set a clock-phase delay among bit sequences to reduce the impact of the amplifier cross-channel nonlinear response. Fig. 4 also shows that the PP of the optimum (displayed) channel plan never exceeds 0.5 dB. That would not be the case for a 16-channel set up employing the same channel spacing and same bit rate per wavelength. The figure thus indicates the system limitations in terms of channel count. An increase of system capacity hence requires a different approach; for instance, the use of advanced modulation formats. Among multiple choices, the use of orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) is appealing because it allows to maintain the receiver in the direct detection (non-coherent) domain while increasing spectral efficiency. We have then investigated the implementation of an unamplified 400 Gb/s optical system using OFDM with direct detection

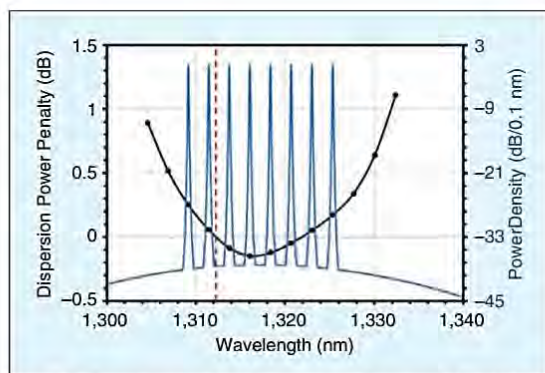


Figure 4. Power penalty due to chromatic dispersion of a 50 Gb/s optical channel after 40 km SMF propagation (left). Optical spectrum of the  $8 \times 50$  Gb/s NRZ system (right).  $\lambda_0$  is marked with a red dashed line.

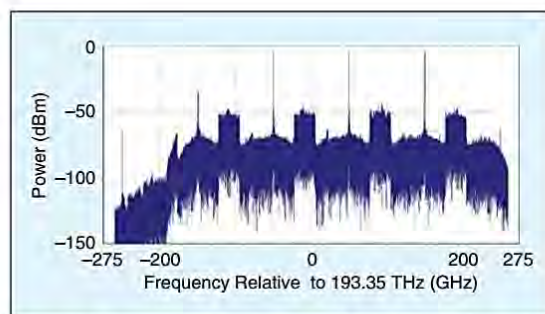


Figure 5. Simulated optical spectrum of the  $4 \times 100$  Gb/s DD-OFDM signal after 10 km SMF transmission.



(DD-OFDM). Thanks to this efficient modulation approach, only four, instead of eight optical channels, are necessary to set up the 400 GbE system, thus achieving a good compromise between potential costs, power consumption and port density.

Fig. 5 shows the simulated spectrum of the four optical 100 Gb/s channels after 10 km SMF transmission. Note that the channel spacing has been set to 100 GHz. An electronic local oscillator, operating at 41.25 GHz, is used in the transmitter to create a frequency guard band of 27.5 GHz (corresponding to the bandwidth of the OFDM channel when 16-QAM is used as digital modulation format) between the optical carrier and the lowest frequency OFDM subcarrier. This prevents beating products to fall into the detection band.

Although operation in C-band was initially preferred, operation in O-band was demonstrated to be feasible as well [9]. Fig. 6 shows the BER performance of each channel as a function of L. As expected, the performance decreases (the BER increases) as L augments, and only for fiber lengths shorter than 10 km an acceptable BER is obtained. In other words, the maximum reach of the analyzed DD-OFDM-based system was calculated to be 10 km. Moreover, in contrast to all previously analyzed architectures, in the OFDM situation a low-overhead forward-error correction (FEC) scheme has to be utilized in order to increase the commonly accepted error-free threshold from  $BER = 1 \times 10^{-13}$  to  $3.8 \times 10^{-5}$ . Therefore, based on our simulation results, it can be stated that a DD-OFDM-based system, even when assisted by FEC or the use of an optical amplifier, cannot be easily adapted to reach a distance of 40 km. Likewise, the DD-OFDM scheme does not seem to be an alternative to increase the overall transmitted data rate, say, to 800 or 1600 GHz. On one hand, due to limitations in current opto-electronic technology, operation of the analyzed DD-OFDM system beyond 100 Gb/s per optical lane seems not to be technically feasible. On the other hand, an increase in the optical channel count can only be achieved at the expense of a higher transmission power or the use of an optical amplifier to compensate for additional fiber transmission and linear crosstalk penalties. We believe this is not a practical path to follow, especially because of the already high-power laser diodes assumed in our analysis. Therefore, in our opinion, the implementation of terabit systems reaching at least 40-km transmission will necessarily rely on the use of coherent technology, which offers higher sensitivity and more efficient use of the spectrum. It is then natural to envisage that, provided that the cost of key enabler components such as high-performance transceivers sufficiently decreases (as normally happens), a down-scaling of coherent optical systems from the long-haul to the metro or even the access space will eventually occur.

**1600 Gb/s**

Our group has recently undertaken the numerical analysis of short-reach coherent optical communication systems. As an example, we have investigated the suitability of an eight-channel multi-format transceiver to implement terabit inter-DCIs transmitting from 800 to 1600 Gb/s over SMF. We have

deliberately avoided the use of optical amplification and FEC schemes, thus targeting a BER lower than  $10^{-13}$ . Fig. 7 shows the maximum achievable reach as a function of the CW laser output power of the transceiver using different modulation formats [10]. For a state-of-the-art CW laser output power of +13 dBm, a maximum reach of 114, 81 and 40 km is found

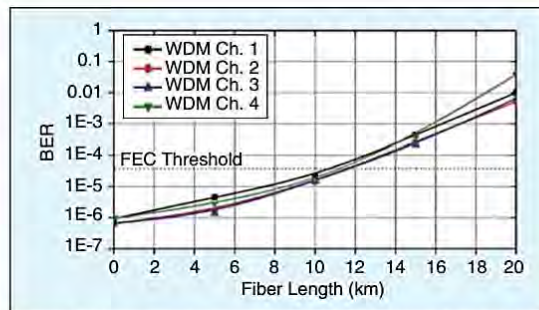


Figure 6. Bit-error ratio (BER) performance of the of  $4 \times 100$  Gb/s DD-OFDM system as a function of fiber length.

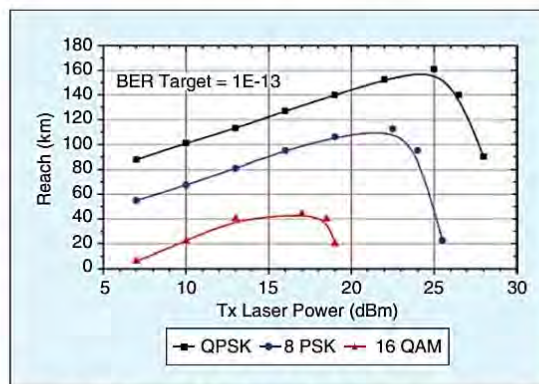


Figure 7. Maximum achievable reach of the coherent transceiver as a function of CW laser output power for different modulation formats and a uniform symbol rate of 25 GBd.

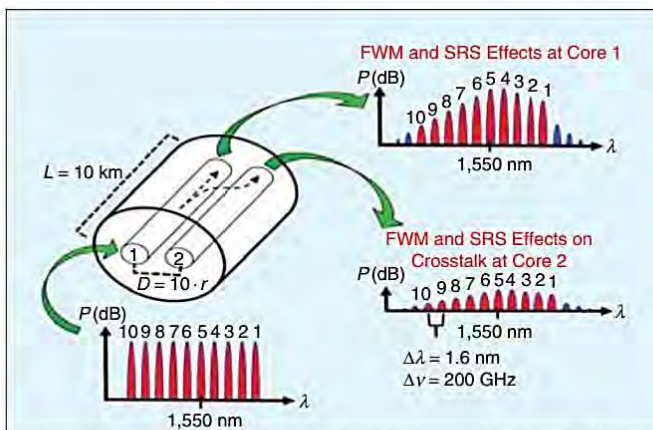


Figure 8. Schematic to numerically analyze the crosstalk of a 10-WDM two-core fiber system under FWM and SRS nonlinearities.



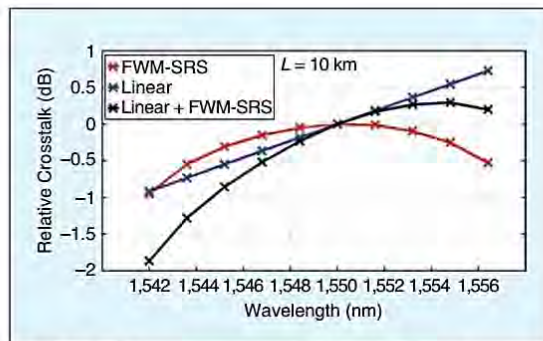


Figure 9. Relative average crosstalk for a 10-channel two-core fiber system as function of wavelength after 10-km propagation.

for data rates of 800, 1200 and 1600 Gb/s when QPSK, 8PSK and 16-QAM are set as modulation formats, respectively. The transceiver is thus found appropriate to operate in terabit elastic networks aimed for the metro space. Its flexibility is critical to adapt the network to changes in traffic demand or to support an increase in the link reach, while keeping the entire optical architecture unchanged.

### Higher Data Rates

The currently observed exponential growth in bandwidth demand will not cease in the near future. New technology will hence be required to update network infrastructure at all levels, including the metro and access realms. A fascinating alternative to transport hundreds of Tb/s is the space division multiplexed (SDM) network, where the key element becomes the MCF. Based on these premises, our research work has also recently included the study of the nonlinear coupling that takes place in this revolutionary transmission medium. For this purpose, a novel theoretical formalism that includes stimulated Raman scattering (SRS) and FWM nonlinearities in the presence of random perturbations has been put forward [11]. Aided by this system of nonlinear coupled equations, a rigorous analysis of the impact of the aforementioned fiber nonlinearities on the transmission of multiple channels in MCFs was undertaken for the first time. Of particular interest is the analysis of the inter-core crosstalk (IC-XT) produced by the energy coupling that takes place between cores and that induces power degradation. A schematic of the model used in our numerical analysis is shown in Fig. 8 for a two-core fiber.

We have injected 10 channels, each running at 10 Gb/s and spaced 200 GHz apart into one of the fiber cores. A relatively wide channel plan was chosen to emphasize the underlying physics of the retarded Raman effect without greatly affecting the efficiency of the FWM process. A high value of the average power per channel was set at the fiber input to enhance its nonlinear response in a relatively short fiber length (up to 10 km). Also, random variations of the bending radius and twist rate were introduced along the fiber in order to obtain a relative average IC-XT among channels, which was calculated with respect to the central channel 5. The results are shown in Fig. 9 for each optical channel (i.e. wavelength). Two main contributions can be observed from the figure. One due to the wavelength-dependence of the linear coupling coefficient (blue curve, labeled “linear”), and another one produced by the power transfer among channels that is induced by FWM and SRS (red curve, labeled “FWM-SRS”). The combined action of both contributions is also shown with a black curve. It is evident that both components (linear and nonlinear) have a similar weight to define the combined outcome. This is important because it demonstrates that linear and nonlinear effects can be combined to compensate the relative average crosstalk among optical channels. Finally, it must be mentioned that the proposed formalism can also be employed to numerically analyze multi-channel MCF systems with homogenous and heterogeneous cores under strong coupling and employing a higher number of cores. It therefore represents a valuable tool in the design of advanced photonic devices for future high-speed SDM multi-wavelength networks.

### Conclusion

We have sketched in a few paragraphs part of the research work currently carried out in our group in terms of short-reach optical telecommunication systems. Our advances have been driven by the exponential increase of bandwidth demand, which has moved our attention from NRZ to advanced modulation formats and SDM. Table 1 summarizes the discussed architectures. In a similar way to other groups in our IEEE region (Region 9), our investigations are mostly biased to the numerical, rather than to the experimental arena. This in part occurs because of the difficulties involved in following the amazing evolution speed of optical communications technology, which, for some research groups represents a stimulating invitation, while for some others becomes a reason to rather explore some other captivating photonic-related fields. We hope this modest work can be useful to foster the engagement of other researchers, especially the

	Total capacity							
	100 Gb/s		400 Gb/s		800 Gb/s	1200 Gb/s	1600 Gb/s	100 Gb/s
Transmission technology	WDM	WDM	WDM	DD-OFDM	WDM	WDM	WDM	SDM + WDM
Modulation format	NRZ	NRZ	NRZ	16 QAM	DP-QPSK	DP-8 PSK	DP-16 QAM	RZ
Maximum BER	$1 \times 10^{-12}$	$1 \times 10^{-13}$	$1 \times 10^{-13}$	$3.8 \times 10^{-5}$	$1 \times 10^{-13}$	$1 \times 10^{-13}$	$1 \times 10^{-13}$	N/A
Optical band	O	O	O	O   C	C	C	C	C
Bit rate per channel [Gb/s]	25	25	50	100	100	150	200	10
Number of Channels	4	16	8	4	8	8	8	10
Channel spacing [GHz]	400	400	400	800   100	100	100	100	200
Maximum reach [km]	40	40	40	10	114	81	40	10
Amplification/FEC	SOA	SOA	SOA	FEC	No	No	No	No

TABLE 1. SUMMARY OF DISCUSSED ARCHITECTURES.

young ones of less favored nations, in this challenging but rewarding field.

### Acknowledgements

We thank Marcus Duell (Exalos, Switzerland) and Ioannis Tomkos (Athens Information Technology, Greece) for their continuous academic support. We are grateful to Dir. Gral. Asuntos del Personal Académico, UNAM for financing part of our research endeavors.

### References

- [1] CISCO, "The Zettabyte Era: Trends and Analysis." White paper, 2017.
- [2] CISCO, "Global Cloud Index, 2015–2020." White paper, 2016.
- [3] M. Duell, R. Gutiérrez-Castrejón, "4 × 25-Gb/s 40-km PHY at 1310 nm for 100 GbE using SOA-based preamplifier." *J. Lightwave Technol.*, 26, pp. 1681–1689, 2008.
- [4] R. Gutiérrez-Castrejón, L. Schares, M. Duell, "SOA nonlinearities in 4x25-Gb/s WDM pre-amplified system for 100-Gb/s Ethernet." *Opt. Quantum Electron.* 40, pp. 1005–1019, 2008.
- [5] R. Gutiérrez-Castrejón, V. Dolores-Calzadilla, M. Duell, "Gain-controlled semiconductor optical preamplifier for the 100 Gbit/s 40km Ethernet receiver." *Applied Opt.*, 48, pp. F82–F89, 2009.
- [6] R. Gutiérrez-Castrejón, P. Torres-Ferrera, "Design and technical feasibility of next 400 GbE 40-km PMD based on 16 × 25 Gbps architecture," *J. Lightwave Technol.*, 31, pp. 2386–2393, 2013.
- [7] P. Torres-Ferrera, R. Gutiérrez-Castrejón, "Impact of channel-spacing on next 400 Gb/s Ethernet 40-km PMD based on 16 × 25 Gb/s WDM architecture," *Opt. Fiber Technol.* 20, pp. 177–183, 2014.
- [8] E. Ramírez-Cruz, R. Gutiérrez-Castrejón, P. Torres-Ferrera, D. E. Ceballos-Herrera, "An alternative for the implementation of 40-km reach Ethernet at 400 Gb/s using an 8 × 50 Gb/s PHY at 1310 nm with SOA pre-amplification," *Opt. Switching and Networking*, 22, pp. 86–94, 2016.
- [9] P. Torres, L. Pacheco, R. Gutiérrez, "Next-generation 400 Gb/s Ethernet PMD over SMF at 1310 nm via DD-OFDM with electroabsorption modulator-based transmitters," *IEEE Latin America Transactions*, 14, pp. 2681–2686, 2016.
- [10] P. Torres-Ferrera, R. Gutiérrez-Castrejón, I. Tomkos, "Multi-format 800–1600 Gb/s coherent transceiver for inter-data centre interconnects over SMF," in *ICTON 2017*, paper Tu.A3.5.
- [11] D. E. Ceballos-Herrera, R. Gutiérrez-Castrejón, J. Álvarez-Chávez, "Stimulated Raman scattering and four-wave mixing effects on crosstalk of multicore fibers" *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 30, No. 1, pp. 63–66, 2018.

## **Blue Sky Instruments, LLC** *Agilent Tunable Laser Repair*



**Blue Sky Instruments, LLC** [info@blueskyinstruments.com](mailto:info@blueskyinstruments.com)  
Visit us at **ECOC 2018, Booth 117**

Located in Massachusetts, Blue Sky Instruments repairs and sells Agilent tunable laser modules. We have been in business for 10 years and pride ourselves on building genuine relationships along with exceeding customer expectations.

*Contact us for all your Agilent tunable laser repair needs.*



# Diseño de una compuerta lógica fotónica OR empleando un interferómetro Mach-Zehnder asistido con SOAs

Irving Rendón-Salgado, *Miembro Estudiante IEEE*, Ramón Gutiérrez-Castrejón, *Miembro IEEE*.  
INSTITUTO DE INGENIERÍA, UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO, UNAM  
Ciudad Universitaria, Coyoacán, 04510 México Cd. Mx.  
(Tel. +52 55 5623 3600, e-mail: {IRendonS, RGutierrezC}@ii.unam.mx)

**Resumen**— Se presenta una novedosa compuerta lógica fotónica OR denominada “*Turbo-Switched OR*” y se demuestra por medio de simulaciones que, tras un proceso de optimización de los parámetros principales, puede operar libre de errores a una tasa de 10 Gbps. Se compara su desempeño con otros dos esquemas, mostrando la superioridad de la propuesta en términos del factor de calidad Q. Finalmente, se discute su potencial como elemento de procesamiento totalmente óptico al formar parte de las futuras redes ópticas de telecomunicaciones.

**Índice de Términos**— Amplificador óptico de semiconductor (SOA), álgebra de Boole, fibra óptica, fotónica, interferómetro, modulación por cruzamiento de fase (XPM), turbo-switch.

## I. INTRODUCCIÓN

Desde sus inicios, los sistemas de comunicaciones han ido experimentando un continuo aumento en su capacidad de transferencia de información, lo cual nos ha llevado a la creación de redes cada vez más robustas y complejas, de entre las que destaca la internet, gracias a la plataforma multiservicio que ofrece a través de la transmisión y recepción de datos binarios. Sin embargo, el creciente número de usuarios y de servicios han generado una mayor demanda de ancho de banda, es decir, una mayor velocidad de transferencia de datos, lo cual implica el desarrollo de nuevas técnicas y tecnologías para atender dicha demanda. Dentro de una red de comunicaciones ópticas, como lo es hoy en día un gran segmento de la internet, podemos identificar una etapa de procesamiento de datos cuyas principales funciones son las de enrutar y reenviar paquetes hacia un determinado destino. Desafortunadamente, la tecnología empleada para realizar dichas operaciones de procesamiento es mayoritariamente de tipo electrónica, por lo que se presentan los siguientes inconvenientes: aumento de latencia producida por la conversión óptica-electrónica-óptica [1], cuellos de botella debido a una insuficiente tasa de procesamiento [2] y dificultad para realizar operaciones lógicas de manera estable a tasas mayores a 40 Gbps [3].

Para superar dichos inconvenientes, actualmente se desarrollan dispositivos de procesamiento capaces de realizar las operaciones en el dominio óptico sin necesidad de recurrir a la conversión óptica-electrónica. Dichos dispositivos de procesamiento totalmente ópticos siguen los mismos principios lógicos de la electrónica digital, es decir, el álgebra de Boole, por lo que resulta indispensable la creación de compuertas lógicas fotónicas (OR, XOR, AND, NOT, etc.), las cuales son las funciones booleanas más simples y sirven como base para la creación de circuitos fotónicos más complejos como lo son los convertidores de longitud de onda [4], sumadores/restadores [5], detectores/generadores de paridad [6], etc. Para ello se han empleado técnicas que explotan las no linealidades presentes en una fibra óptica [7] o en un dispositivo semiconductor, ya sea que forme parte de alguna estructura interferométrica [8, 9, 10], o se emplee de manera individual [11]. De entre los dispositivos anteriores, el amplificador óptico de semiconductor (SOA) integrado a una estructura interferométrica Mach-Zehnder (MZI) es uno de los más prometedores gracias a su alta no linealidad, gran ancho de banda, alta estabilidad, bajo consumo de potencia, respuesta ultra-rápida y dimensiones compactas [1, 12]. Entre los fenómenos no lineales del SOA que se han explotado destacan el mezclado de cuatro ondas (FWM) [13], la absorción de dos fotones (TPA) [14], la modulación por cruzamiento de polarización (XPoIM) [15], la modulación por cruzamiento de ganancia (XGM) [16] y la modulación por cruzamiento de fase (XPM) [3, 17, 18].

En este artículo presentamos el análisis numérico de una compuerta fotónica OR operando a una tasa de 10 Gbps como parte de un conjunto de investigaciones preliminares cuyo principal objetivo es estudiar y evaluar el desempeño de dicha compuerta, así como también determinar su potencial para operar a tasas mayores a 80 Gbps. Para ello se explota el fenómeno de XPM utilizando un MZI asistido con SOA (SOA-MZI). En particular, se analiza el comportamiento de la compuerta comúnmente utilizada cuando se le incorpora el método diferencial para aumentar la velocidad de recuperación de la fase de la estructura SOA-MZI [19]. Asimismo, inspirados en investigaciones previas [17], se presenta por primera vez una compuerta que hemos llamado “*Turbo-Switched OR*” ya que incorpora la estructura de *turbo-switch* dentro de un interferómetro Mach Zehnder (TS-MZI), lo que nos permitirá aumentar la velocidad de respuesta de la estructura sin reducir de manera significativa su relación señal a ruido [20, 21].

ROC&C'2016 + CM-09 PONENCIA RECOMENDADA  
POR EL CAPITULO DE COMUNICACIONES DEL IEEE  
SECCION MEXICO Y PRESENTADA EN LA  
REUNION INTERNACIONAL DE OTOÑO,  
ROC&C'2016, ACAPULCO GRO., DEL 27 DE  
NOVIEMBRE AL 1 DE DICIEMBRE DEL 2016.



II. COMPUERTA OR

La Fig. 1 muestra la configuración convencional de una compuerta OR que consiste de una estructura SOA-MZI donde se aprovecha la saturación de ganancia del SOA 1, así como la modulación por cruzamiento de fase que se produce sobre una señal de prueba pulsante (PP). Las señales A y B representan las secuencias de datos de entrada, donde la presencia de un pulso Gaussiano constituirá un "1" lógico y su ausencia un "0" lógico; ambas comparten la misma longitud de onda  $\lambda_{Datos}$  y se introducen en los puertos 1 y 2 del interferómetro multimodo (MMI), donde se combinan. La señal PP es introducida por el puerto 3 y posteriormente es dividida por el MMI permitiendo así su transmisión a través de ambos brazos del interferómetro para que posteriormente se imprima sobre ella el resultado de la operación OR, mientras que el filtro ubicado al final de la estructura únicamente deja pasar dicha señal con longitud de onda  $\lambda_{OR}$ .

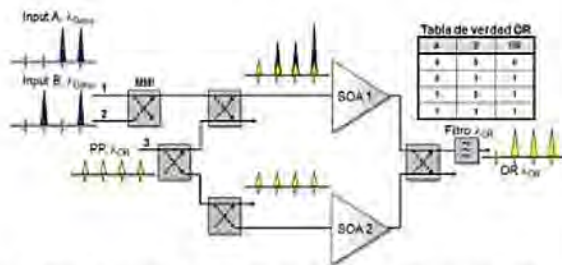


Figura 1. Compuerta OR convencional empleando una estructura SOA-MZI.

Ante la ausencia de señales de entrada, es decir, cuando  $A=0$  y  $B=0$  el interferómetro mantiene su interferencia de carácter destructivo por lo que se presentará un "0" lógico a la salida. Cuando  $A=0$  y  $B=1$  ó  $A=1$  y  $B=0$  se induce una diferencia de fase sobre la señal PP cuando ingresan de manera simultánea al SOA 1, generando de esta manera una interferencia constructiva, es decir, un "1" lógico a la salida. Finalmente, cuando  $A=1$  y  $B=1$  la potencia combinada de ambas señales debe ser tal que saturen la ganancia del SOA, produciendo una diferencia de fase similar a la que se obtiene en el caso anterior, reduciendo una posible distorsión en el patrón de datos. Así, se presenta un "1" lógico a la salida debido a la interferencia predominantemente constructiva.

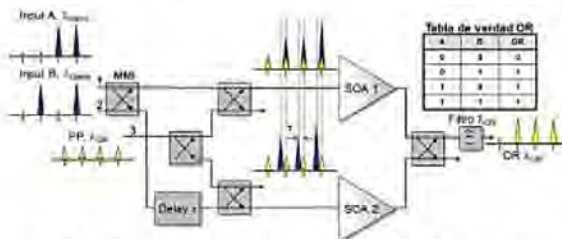


Figura 2. Compuerta OR con SOA-MZI empleando el método diferencial.

La Fig. 2 ilustra la misma compuerta, pero ahora incorporando el método diferencial. El principio de funcionamiento es prácticamente el mismo que el de la estructura anterior con la diferencia que las señales de datos de entrada A y B se introducen en el brazo inferior con un retardo  $\tau$ , de tal forma que el SOA 2 también presente los mismos fenómenos de saturación y XPM. Como se analizó anteriormente, al contar con la presencia de cuando menos un "1" lógico a la entrada, sin importar a que secuencia de datos corresponda, se generará una interferencia constructiva a la salida del interferómetro y, posteriormente, la diferencia de fases entre ambos brazos se recuperará lentamente de acuerdo a la dinámica del SOA. En el método diferencial se utiliza el concepto de ventana de transmisión, donde las secuencias de datos que viajan por el brazo superior se encargan de abrir la ventana, produciendo una interferencia constructiva mientras que la versión retrasada, que viaja en el brazo inferior, cancela la diferencia de fases presente entre ambos brazos, cerrando así la ventana y restableciendo la interferencia destructiva. De este modo la recuperación de la fase del sistema dependerá en mayor medida del tiempo de retardo  $\tau$  que se establezca y no del tiempo de recuperación intrínseco del SOA.

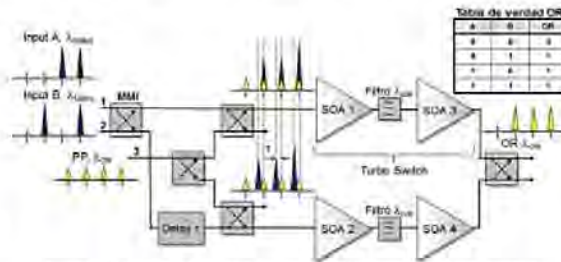


Figura 3. Compuerta "Turbo-Switched OR" propuesta en este trabajo.

La estructura de la compuerta *Turbo-Switched OR* que proponemos en este trabajo se muestra en la Fig. 3. Como puede apreciarse, se emplea una estructura TS-MZI, ya que los SOAs son reemplazados por una arquitectura de *turbo-switch* la cual fue propuesta en 2006 por el grupo de Manning [20] y ahora la empleamos dentro de una estructura interferométrica. De igual manera que en el caso anterior, se hace uso del método diferencial. El *turbo-switch* se encuentra constituido por un SOA que se conecta en cascada a un filtro óptico centrado a una longitud de onda  $\lambda_{OR}$  y este a su vez es conectado a un segundo SOA. Debido al fenómeno de auto-modulación que ocurre en el segundo SOA, se acelera la dinámica de la estructura [20], especialmente la recuperación de la fase, permitiéndonos disminuir la distorsión del patrón de datos que se presenta dentro de las ventanas de transmisión, a cambio de mayor complejidad y una relación señal a ruido ligeramente más baja.

III. DETALLES DE LA SIMULACIÓN Y RESULTADOS

En esta sección se realiza un análisis numérico de las arquitecturas que fueron estudiadas en la sección II. Para ello hacemos uso de un simulador de circuitos fotónicos probado y



validado en investigaciones previas [22]. Dicho simulador se basa en una arquitectura modular donde cada dispositivo es representado por medio de un bloque que realiza una función específica sobre una señal de datos de entrada, fungiendo de esta manera como un instrumento virtual y, gracias a su sencilla interconexión con otros bloques funcionales, nos permite crear circuitos aún más complejos. Entre estos bloques se cuenta con MMIs, filtros ópticos, elementos de retardo, generadores pseudo-aleatorios de pulsos Gaussianos y SOAs. De ellos, el más sofisticado y complejo es el SOA, que incorpora un modelo dinámico unidireccional que toma en cuenta los múltiples efectos de la respuesta ultra-rápida y los procesos no lineales propios del amplificador [23]. La Fig. 4 muestra el programa en el lenguaje de programación gráfico utilizado para simular la compuerta lógica de la Fig. 3. El enfoque que hemos seguido facilita la interconexión de los elementos para analizar estructuras fotónicas complejas.

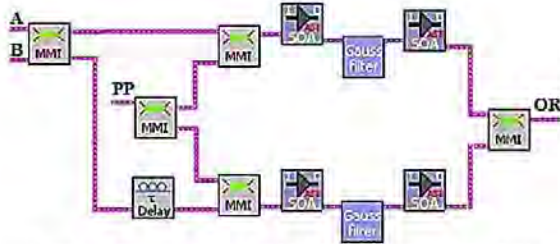


Figura 4. Compuerta "Turbo-Switched OR" en el entorno de simulación.

Para las subsiguientes simulaciones consideraremos que los SOAs presentan características idénticas. Para ser breves, el resto de los parámetros del SOA [8] así como la validación y otras características del simulador pueden ser encontrados en las referencias indicadas [22, 23, 24]. Con la finalidad de evaluar el desempeño de cada una de las estructuras se obtiene un pseudo-diagrama de ojo (PED), que consiste en la superposición, dentro de un determinado espacio temporal, de todas las combinaciones de bits obtenidas como resultado de realizar la operación OR. A partir del PED es posible calcular el factor de calidad ( $Q$ ), el cual es el parámetro más ampliamente usado para evaluar el desempeño de una compuerta lógica fotónica. Está definido como [25]:

$$Q_{[U.A.]} = \frac{P_1 - P_0}{\sigma_1 + \sigma_0}$$

donde  $P_1$  y  $P_0$  son las potencias promedio detectadas, mientras que  $\sigma_1$  y  $\sigma_0$  son las desviaciones estándar de un "1" y "0" lógicos presentes a la salida de la compuerta OR respectivamente. En el presente trabajo lo expresaremos como  $Q=10 \cdot \log(Q_{[U.A.]})$  con unidades en decibeles.

#### A. ANÁLISIS DE LA COMPUERTA OR CONVENCIONAL.

La estructura utilizada se muestra en la Fig. 1. Se emplearon dos generadores pseudo-aleatorios de pulsos Gaussianos como secuencias de datos de entrada A y B con una longitud de 512 bits y una anchura a media altura (FWHM) de 28 ps,

correspondientes a un ciclo de trabajo del 28%. Dichas secuencias fueron muestreadas a 64 muestras por bit, generando un ancho de banda de simulación de un poco más de 2.5 THz. Se tomó 192.2 THz como frecuencia de referencia de simulación. Para el caso de las señales A y B, ambas emplearon una portadora centrada en 191.5 THz, mientras que la señal de prueba pulsante se centró en 192.9 THz. Se ocuparon filtros Gaussianos con un ancho de banda de 50 GHz centrados en 192.9 THz con una pérdida de inserción de 3 dB. En los MMIs las pérdidas fueron despreciadas sin pérdida de generalidad. Finalmente, ambos SOAs fueron alimentados con una corriente de 450 mA. La Fig. 5 muestra el PED de la compuerta OR convencional. Se aprecia claramente una distorsión en el patrón de datos, aunque resultan más preocupantes las fluctuaciones presentes en el "0" lógico, ya que muestran que la recuperación de la fase no es lo suficientemente veloz como para restablecerse después de haber transcurrido 100 ps, que corresponden al periodo de la señal PP. Sin embargo, el factor de calidad es de 9.59 dB, lo que representa una correcta operación.

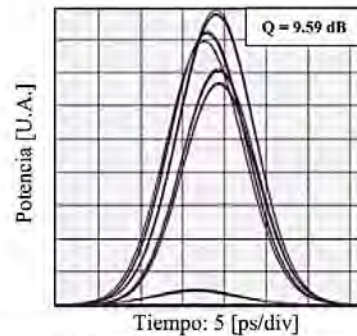


Figura 5. PED de la compuerta OR convencional.

#### B. ANÁLISIS DE LA COMPUERTA OR CON MÉTODO DIFERENCIAL

La estructura empleada se muestra en la Fig. 2. Las características de las secuencias de entrada, de la señal de prueba pulsante, así como de los dispositivos ópticos empleados son prácticamente las mismas que las de la compuerta anterior, con la diferencia de que esta arquitectura emplea un retardo  $\tau$  de 5 ps en el brazo inferior del interferómetro para crear la ventana de transmisión propia del método diferencial. La Fig. 6 presenta el PED correspondiente. Se observa cómo efectivamente se mitiga la distorsión en el patrón de datos, así como también una reducción de las fluctuaciones presentes en un estado lógico bajo debido a una recuperación más veloz de la fase del sistema. Lo anterior se refleja en un factor de calidad más alto, con  $Q = 11.53$  dB.

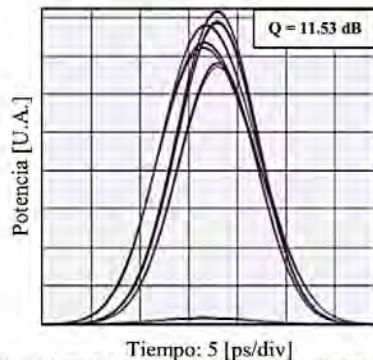


Figura 6. PED de la compuerta OR con método diferencial.

### C. ANÁLISIS DE LA COMPUERTA TURBO-SWITCHED OR

Con el fin de reducir la distorsión y acelerar la dinámica de la estructura interferométrica se propone la arquitectura de *turbo-switch* ilustrada en la Fig. 3. Las características de las señales, así como de los dispositivos ópticos utilizados son las mismas que en los dos casos anteriores, lo que nos permitirá contar con una mayor uniformidad y precisión al momento de realizar la comparación entre las estructuras presentadas. En cuanto al retardo, en este caso se emplea  $\tau = 1.17$  ps. Los SOAs 1 y 2 presentan una corriente de 450 mA, a diferencia de los SOAs 3 y 4 que son alimentados con 250 mA. El PED de la compuerta *Turbo-Switched OR* se muestra en la Fig. 7.

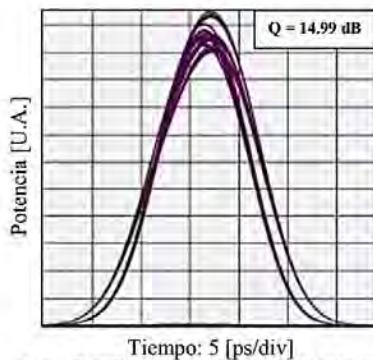


Figura 7. PED de la compuerta *Turbo-Switched OR*.

El desempeño de la compuerta es en este caso excelente, ya que se reduce de manera drástica la variación de amplitud que se presentaba en ambos niveles lógicos, en especial aquellas correspondientes al "0" lógico. Se tiene un ojo mucho más abierto y definido, lo que repercute en una mejora sustancial del factor de calidad de prácticamente 15 dB.

La Fig. 8 muestra las secuencias de entrada A y B, la onda de prueba pulsante y el resultado de aplicar la operación OR con lo que se demuestra que efectivamente la compuerta *Turbo-Switched OR* realiza su función de acuerdo a su tabla de verdad, ilustrada anteriormente en las figuras de la sección II. De acuerdo a la mencionada tabla, la única combinación que produce un "0" lógico se presenta cuando ambas entradas A y

B están ausentes, mientras que cualquier otra combinación tendrá como resultado un "1" lógico.

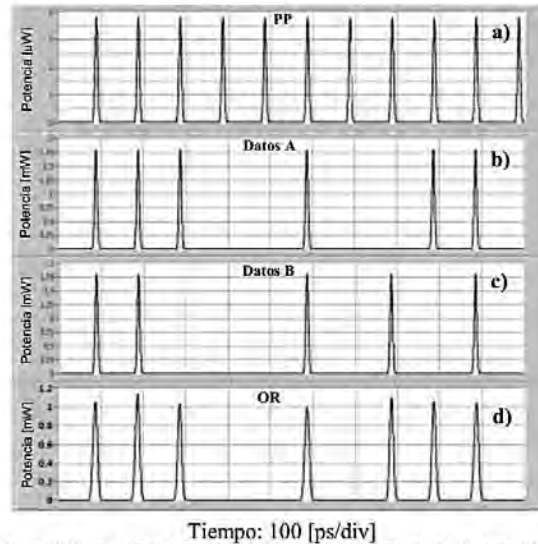


Figura 8. Secuencias de entrada y salida de la compuerta *Turbo-Switched OR*. a) Señal de prueba pulsante (PP), b) Señal de datos de entrada A, c) Señal de datos de entrada B, d) Resultado de la operación OR (A + B)

En las Figs. 9, 10 y 11 se presentan los resultados del proceso de optimización que se realizó sobre algunos de los parámetros más importantes de la compuerta *Turbo-Switched OR* con el fin de maximizar el factor de calidad Q. Cabe mencionar que el factor de calidad de la arquitectura analizada mostró ser dependiente de la potencia de salida, observándose que se producen altos valores de Q para pequeñas potencias de salida; esto no es muy conveniente, sobre todo si se considera que la señal de salida de la compuerta seguramente pasará a ser la señal de entrada de otra compuerta lógica, formándose así un circuito fotónico. Con base en este argumento, se decidió realizar el proceso de optimización bajo la premisa de mantener una potencia promedio para la señal de salida cercana a 1 mW. Este nivel de potencia resulta ser adecuado para su manejo dentro de un sistema de procesamiento fotónico. En la Fig. 9 puede apreciarse que una potencia pico de la señal de prueba pulsante de  $3.8 \mu\text{W}$  es tal que maximiza el Q de la compuerta. También se observa la existencia de una relación directamente proporcional entre la potencia de salida y la potencia de la señal de prueba pulsante, lo cual es un resultado esperado.



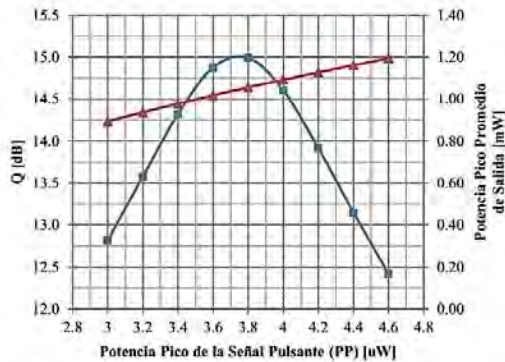


Figura 9. Dependencia del factor de calidad (cuadros) y de la potencia de salida de la compuerta *Turbo-Switched OR* (triángulos) en función de la potencia de la señal de prueba pulsante (PP).

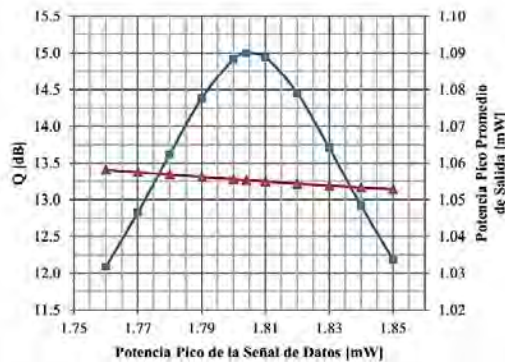


Figura 10. Dependencia del factor de calidad (cuadros) y de la potencia de salida de la compuerta *Turbo-Switched OR* (triángulos) en función de la potencia de las señales de datos A y B.

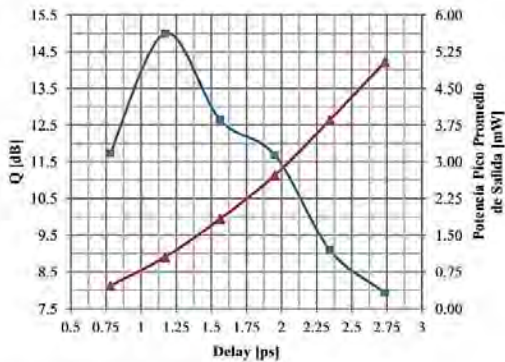


Figura 11. Dependencia del factor de calidad (cuadros) y la potencia de salida de la compuerta *Turbo-Switched OR* (triángulos) en función de  $\tau$ .

La Fig. 10 pone de manifiesto el rol que tiene la potencia de la señal de datos en el desempeño de la compuerta. Cabe mencionar que ambas secuencias de datos A y B emplean la misma potencia. Se observa una Q máxima para una potencia

pico de la señal de datos de 1.8 mW. De manera opuesta a la gráfica anterior, puede notarse una relación inversamente proporcional entre la potencia de salida y la potencia de los datos, ya que estos tienen la función de saturar al SOA y por ende reducir su ganancia, especialmente cuando la energía de los pulsos es alta.

La Fig. 11 nos indica que el tiempo de retardo  $\tau$ , propio del método diferencial, que exhibe el mejor acoplamiento entre la ventana de transmisión y las secuencias de entrada A y B es de 1.17 ps. El desempeño decae bruscamente para retardos más amplios. Además, se puede notar que conforme se aumenta la dimensión temporal de la ventana, la potencia presente a la salida de la compuerta sufre un incremento. Esto responde al hecho de que conforme  $\tau$  aumenta, se está dejando pasar mayor energía a través de la ventana. Aun así, este aumento en potencia conlleva una disminución del factor de calidad.

#### IV. CONCLUSIONES

En este artículo se analizó la compuerta lógica OR a una velocidad de 10 Gbps, para lo cual se emplearon tres arquitecturas interferométricas diferentes. La compuerta OR convencional, o tradicional, que emplea una estructura SOA-MZI presentó notorias distorsiones en el patrón de datos de salida, especialmente los que corresponden a un nivel lógico bajo. La compuerta basada en un esquema diferencial, que utiliza un elemento de retardo en el brazo inferior, definiendo así una ventana de fase, representó una mejora respecto a la compuerta anterior, exhibiendo un factor de calidad más alto. La tercera arquitectura, propuesta en este trabajo, incorpora el esquema de *turbo-switch* en cada brazo del interferómetro con el fin de disminuir el tiempo de recuperación de la fase y acelerar la dinámica de la estructura. Al combinarla con el método diferencial, creamos una compuerta que denominamos *Turbo-Switched OR*, que claramente mejoró las propiedades de la secuencia de salida. De hecho, se redujo de manera drástica la distorsión producida por la fluctuación en amplitud de los niveles lógicos de la señal de salida y prácticamente se eliminó el pulso que aparecía en las dos estructuras anteriores y que correspondía a un nivel lógico bajo.

La Tabla 1 muestra comparativamente el desempeño obtenido por cada una de las estructuras investigadas. La arquitectura propuesta exhibe una clara superioridad, alcanzando un Q de 14.99 dB, demostrando así su potencial para ser operada a velocidades cercanas a 80 Gbps. Sin embargo, tiene el inconveniente de emplear el doble de SOAs y un ligero aumento en la complejidad del circuito. Este trabajo representa, por tanto, un avance en el diseño de las estructuras fotónicas que permitirán incrementar la tasa de procesamiento de información en los nodos de futuras redes de telecomunicación basadas en el uso de fibras ópticas.



TABLA I  
DESEMPEÑO DE LA COMPUERTA LÓGICA FOTÓNICA OR A 10 GBPS  
EMPLEANDO DIFERENTES ESTRUCTURAS.

Estructura o esquema	Factor de calidad Q [dB]
OR Clásica (SOA-MZI)	9.59
OR Diferencial	11.53
Turbo-Switched OR (TS-MZI)	14.99

## REFERENCIAS

- [1] Singh P., Tripathi D.K., Jaiswal S., Dixit H.K., "Designs of all-optical buffer and OR gate using SOA-MZI", (2014) Opt. and Quantum Electron., 46 (11), pp. 1435-1444.
- [2] Shelata M.I., Mohammed N.A., "Design and optimization of novel two inputs optical logic gates (NOT, AND, OR and NOR) based on single commercial TW-SOA operating at 40 Gbit/s", (2016) Opt. and Quantum Electron., 48 (6), pp. 1-16.
- [3] Dong H., Sun H., Wang Q., Dutta N.K., Jaques J., "80 Gb/s All-optical logic AND operation using Mach-Zehnder interferometer with differential scheme", (2006) Optics Commun., 265, pp. 79-83.
- [4] Spyropoulou M., Pleros N., Vysokinos K., Apostolopoulos D., Bougioukos M., Petrantonakis D., Miliou A., Avramopoulos H., "40 Gb/s NRZ wavelength conversion using a differentially-biased SOA-MZI: Theory and experiment", (2011) J. of Lightwave Technol., 29 (10), pp. 1489-1499.
- [5] Sribhashyan S., Ramachandran M., Prince S., Ravi B.R., "Design of full adder and subtractor based on MZI-SOA", (2015) International Conference on Signal Processing and Communication Engineering Systems - Proceedings of SPACES 2015, in Association with IEEE, art. no. 7058255, pp. 19-21.
- [6] Dimitriadou E., Zoiros K.E., Chattopadhyay T., Roy J.N., "Design of ultrafast all-optical 4-bit parity generator and checker using quantum-dot semiconductor optical amplifier-based Mach-Zehnder interferometer", (2013) J. of Computational Electron., 12 (3), pp. 481-489.
- [7] Qiu J., Sun K., Rochette M., Chen L.R., "Reconfigurable all-optical multilogic gate (XOR, AND, and OR) based on cross-phase modulation in a highly nonlinear fiber", (2010) IEEE Photonics Technol. Lett., 22 (16), pp. 1199-1201.
- [8] Gutiérrez-Castrejón R., "Turbo-switched Mach-Zehnder interferometer performance as all-optical signal processing element at 160 Gb/s", (2009) Optics Commun., 282, pp. 4345-4352.
- [9] Kolb A., Alamer F.A., "Dispersion on all-optical logic XOR gate using semiconductor optical amplifier", (2016) Opt. and Quantum Electron., 48 (6), art. no. 327.
- [10] Dong H., Wang Q., Zhu G., Jaques J., Piccirilli A.B., Dutta N.K., "Demonstration of all-optical logic or gate using semiconductor optical amplifier-delayed interferometer", (2004) Optics Commun., 242, pp. 479-485.
- [11] Li Z., Li G., "Ultra-high-speed reconfigurable logic gates based on four-wave mixing in a semiconductor optical amplifier", (2006) IEEE Photonics Technol. Lett., 18 (12), pp. 1341-1343.
- [12] Zhang M., Wang L., Ye P., "All-optical XOR logic gates: Technologies and experiment demonstrations", (2005) IEEE Comm. Mag., 43, pp. S19-S24.
- [13] Deng N., Chan K., Chan C.K., Chen L.K., "An all-optical XOR logic gate for high-speed RZ-DPSK signals by FWM in semiconductor optical amplifier", (2006) IEEE J. Sel. Topics in Quantum Electron., 12 (4), pp. 702-707.
- [14] Kolb A., Zoiros K.E., "Performance of all-optical XOR gate based on two-photon absorption in semiconductor optical amplifier-assisted Mach-Zehnder interferometer with effect of amplified spontaneous emission", (2014) Opt. and Quantum Electron., 46 (7), pp. 935-944.
- [15] Soto H., Álvarez E., Díaz C.A., Topomondzo J., Erasme D., Schares L., Occhi L., Guekos G., Castro M., "Design of an all-optical NOT XOR gate based on cross-polarization modulation in a semiconductor optical amplifier" (2004) Optics Commun., 237, pp. 121-131.
- [16] Shariha A., Topomondzo J., Morel P., "All-optical logic AND-NOR gate with three inputs based on cross-gain modulation in a semiconductor optical amplifier", (2006) Optics Commun., 265, pp. 322-325.
- [17] Gutiérrez-Castrejón R., "160 Gb/s XOR gate using bulk SOA turbo-switched Mach-Zehnder interferometer" (2007) 4th International Conf. on Electrical and Electronics Engineering, ICEEE 2007, art. no. 4344991, pp. 134-137.
- [18] Singh P., Tripathi D.K., Jaiswal S., Dixit H.K., "Design and analysis of all-optical AND, XOR and or gates based on SOA-MZI configuration", (2015) Optics and Laser Technology, 66, pp. 35-44.
- [19] Wang Q., Zhu G., Chen H., Jaques J., Leuthold J., Piccirilli A.B., Dutta N.K., "Study of all-optical XOR using Mach-Zehnder interferometer and differential scheme", (2004) IEEE J. of Quantum Electron., 40 (6), pp. 703-710.
- [20] Manning R.J., Yang X., Webb R.P., Giller R., Gunning F.C.G., Ellis A.D., "The 'turbo-switch' - A novel technique to increase the high-speed response of SOAs for wavelength conversion", (2006) Optical Fiber Communication Conference, 2006, art. no. 1636676.
- [21] Yang X., Mishra A.K., Manning R.J., Webb R.P., Giller R., "Error-free all-optical 40Gb/s wavelength conversion by nonlinear polarisation rotation using SOA-based turbo-switch", (2006) European Conference on Optical Communications Proceedings, ECOC 2006, art. no. 4801256.
- [22] Gutiérrez-Castrejón R., Duelt M., Bernasconi P., "A versatile modular computational tool for complex optoelectronic integrated circuits simulation", (2006) Opt. and Quantum Electron., 38 (12-14), pp. 1125-1134.
- [23] Gutiérrez-Castrejón R., Duelt M., "Uni-directional time-domain bulk SOA simulator considering carrier depletion by amplified spontaneous emission", (2006) IEEE J. of Quantum Electron., 42 (6), pp. 581-588.
- [24] Gutiérrez-Castrejón R., Schares L., Occhi L., Guekos G., "Modeling and measurement of longitudinal gain dynamics in saturated semiconductor optical amplifiers of different length", (2000) IEEE J. of Quantum Electron., 36 (12), pp. 1476-1484.
- [25] G.P. Agrawal, "Fiber-Optic Communication Systems", third ed., John Wiley & Sons, 2002.



**Irving Rendón Salgado** nació en México. Obtuvo el grado de Ingeniero en Telecomunicaciones y de Maestro en Ingeniería Eléctrica en la Facultad de Ingeniería (FI) de la Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM), en 2012 y 2014, respectivamente. Actualmente realiza sus estudios de doctorado en el Instituto de Ingeniería de la UNAM en el área de telecomunicaciones y de manera complementaria labora como Profesor de Asignatura de la FI de la UNAM. Sus intereses de investigación incluyen los dispositivos ópticos, el procesamiento fotónico y los sistemas de telecomunicaciones. Es miembro estudiante de la IEEE desde 2016.



**Ramón Gutiérrez Castrejón** nació en la Ciudad de México, en donde recibió de la Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM) el grado de Físico y Maestro en Ingeniería Eléctrica con mención honorífica en 1990 y 1993, respectivamente. El grado de doctor en Física lo obtuvo de la Universidad de Londres (King's College) en 1997 por su trabajo en óptica no lineal. Después de una estancia posdoctoral en el grupo de Física del Láser de la Universidad Complutense de Madrid, pasó a laborar en el ETH de Zúrich, Suiza, como asistente de investigador en óptica computacional de semiconductores para aplicaciones en telecomunicaciones, participando en varios proyectos europeos. Posteriormente, en el 2001, fue contratado en el Photonics Research and Test Center de Corning Inc. en New Jersey, Estados Unidos, para realizar investigación en dispositivos y sistemas de telecomunicaciones ópticas. Desde 2003 labora en el Instituto de Ingeniería de la UNAM como investigador titular definitivo, realizando tareas de docencia e investigación en dispositivos y sistemas opto-electrónicos de procesamiento de información y telecomunicaciones. También ha fungido como Secretario Académico y Subdirector de Electromecánica del mismo Instituto. Es miembro de la IEEE desde 2010.



**T-03**  
**PONENCIA 13**

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

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

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

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

### I. INTRODUCCIÓN

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

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

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



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



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

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

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

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

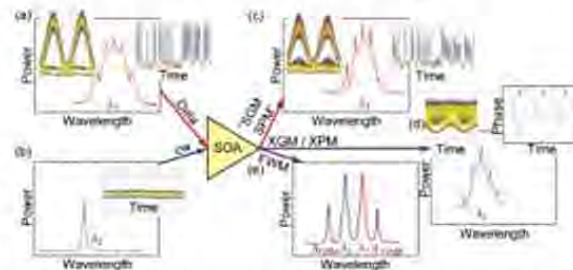


Fig. 2 Efectos no lineales asociados al amplificador óptico de semiconductor [9]: (a) Señal de datos (b) Señal continua (c) Automodulación de ganancia (SGM) y fase (SPM) (d) Modulación cruzada de ganancia (XGM) y fase (XPM) (e) Mezclado de cuatro ondas (FWM).

Durante el proceso de amplificación la interacción entre una o más señales ópticas y el medio activo del SOA llevará al amplificador a operar ya sea en un estado no saturado, donde la ganancia es constante (régimen lineal), o en un estado saturado, donde la ganancia es variable (régimen no lineal). Es en este último en el cual ocurren los distintos efectos no lineales en donde, por una parte, tenemos la automodulación de ganancia (SGM) y fase (SPM) que ocurren debido a la propia señal óptica en específico, y por otro lado tenemos la modulación cruzada de ganancia (XGM) y fase (XPM) y el mezclado de cuatro ondas (FWM) que son consecuencia de la presencia de otras señales ópticas. Por lo tanto, es importante tomar en cuenta que dependiendo del esquema de modulación seleccionando para transmitir la información, la afectación por efectos no lineales del SOA será distinta tanto en amplitud, como en fase y polarización. En nuestro caso, dado que estamos utilizando un esquema de modulación basado en la transmisión de



información a través de las variaciones de amplitud de una señal óptica, es importante conocer qué fenómenos no lineales del SOA afectarán dicha amplitud. Uno de los más importantes es el efecto *patterning*, que ocurre cuando a la entrada del SOA se presenta un pulso óptico de una potencia tal que consume gran cantidad de portadores (suministrados por una corriente eléctrica externa) que lleva a una reducción o compresión de ganancia como se muestra en la Fig. 3 [14]. Además, debido a que la recuperación de ganancia no es instantánea en el SOA una vez ocurrida la compresión de ganancia, cualquier pulso siguiente sufrirá un nivel de amplificación por debajo del nivel no saturado. Por lo tanto, se establece una dependencia entre el patrón de bits de la señal óptica y la potencia de salida ofrecida por el SOA.

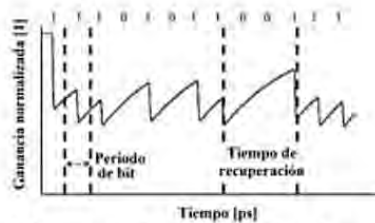


Fig. 3 Efecto de compresión de ganancia dependiente de una secuencia de datos de entrada al SOA: *patterning* [14].

Por lo tanto, con la finalidad de que el SOA recupere posición entre sus principales competidores como amplificador es necesario optimizar su comportamiento, ya sea a través de nuevas técnicas de diseño que permitan incrementar el rango de operación lineal, o mediante la definición de novedosos esquemas mitigadores de dichos efectos no lineales. Entre las técnicas más comunes para aliviar el efecto *patterning* destacan: (a) las basadas en la conversión de cambios de fase en amplitud con arreglos interferométricos, (b) la inclusión de un haz de contención continuo o modulado para acelerar la recuperación de la ganancia del SOA, (c) el uso de esquemas de modulación con una envolvente constante, (d) el uso de un control de ganancia del SOA al modificar la corriente de bombeo, (e) el uso de esquemas de filtrado óptico, (f) estructuras novedosas basadas en la conexión de SOAs y filtrado no lineal como la configuración *turbo-switch* [14].

### III. IMPLEMENTACIÓN DE UN ESQUEMA DE PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES PARA LA REDUCCIÓN DEL EFECTO PATTERNING EN UN SISTEMA DE TRANSMISIÓN ÓPTICO WDM

En el proceso de implementación y estudio de factibilidad de la red de transmisión capaz de soportar una tasa de transmisión total acorde al estándar 400 GbE se utilizó un simulador programado en el lenguaje gráfico LabView™ [15]. Este simulador se encuentra integrado por una serie de instrumentos virtuales que modelan el comportamiento de los principales elementos involucrados en un sistema multicanal DWDM (transmisor, multiplexor, fibra óptica, amplificador óptico de semiconductor, demultiplexor y receptor). Los detalles específicos de la forma en que se modela el comportamiento de

cada componente y los valores de los parámetros de diseño pueden consultarse en las referencias [7,16]. El diagrama de la Fig. 4 representa la arquitectura diseñada y configurada en el simulador; este sistema considera la transmisión de 8 canales ópticos modulados en un formato NRZ, cada uno de ellos operando a una tasa de 51.5625 Gb/s. Tras una serie de pruebas modificando dicho plan de frecuencias se decidió establecer un plan asimétrico en torno a la longitud de cero dispersión (1312.22 nm) de la fibra convencional empleada ITU-T G.652, considerando una separación entre canales ( $\Omega$ ) de 400 GHz, tal que:

$$f_n = 229 + (1 - n) \times \Omega [\text{THz}] \rightarrow \begin{cases} \Omega = 0.4 [\text{THz}] \\ n = 1, \dots, 8 \end{cases}$$

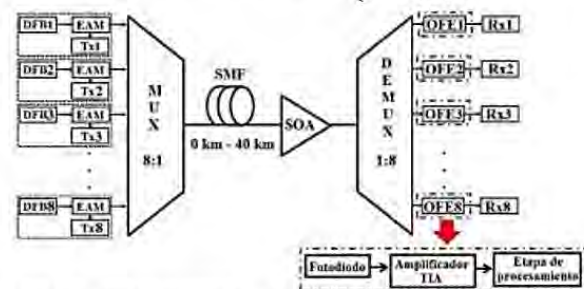


Fig. 4 Esquema del sistema de transmisión multicanal DWDM con etapa de pre-amplificación con SOA. Se destaca el punto en que se realiza el procesamiento digital de señales.

El elemento clave para que el sistema propuesto cumpliera los requerimientos del estándar 400 GbE lo representa el amplificador óptico de semiconductor que permitió extender el alcance de transmisión hasta 40 km, y cuyas principales características se definen en la tabla 1.

TABLA 1 PARÁMETROS DE SIMULACIÓN CONFIGURADOS EN EL MODELO DEL AMPLIFICADOR ÓPTICO DE SEMICONDUCTOR

Parámetro	Valor	Unidades
Ganancia de pequeña señal	23.0	dB
Potencia de saturación de salida	8.0	dBm
Longitud de onda de máxima ganancia	1317	nm
Figura de ruido	7.5	dB
Tiempo de vida de los portadores	200	ps
Tiempo de la temperatura de relajación	500	fs
Factor de compresión de ganancia por calentamiento de portadores	0.002	1/mW
Factor de ensanchamiento de línea $\alpha$	6.0	
Factor de ensanchamiento de línea para la temperatura $\alpha_T$	3.0	

Sin embargo, es este mismo que debido a la presencia de diversos fenómenos no lineales impide aprovechar al máximo las características de este elemento. Por lo tanto, fue importante que el modelo del SOA [17,18] considerara los efectos no lineales más relevantes para las condiciones de operación del sistema WDM. La Fig. 5 presenta el comportamiento de la ganancia y figura de ruido del SOA como función de la potencia inyectada en el amplificador para los parámetros de la tabla 1.



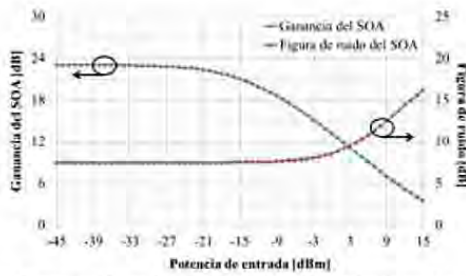


Fig. 5 Ganancia y figura de ruido del amplificador óptico de semiconductor utilizado para las pruebas.

La Fig. 6 muestra el comportamiento de la ganancia del SOA como función de la longitud de onda y la disposición de los 8 canales con el plan de frecuencias seleccionado. Se comprueba que el pico de ganancia se ubica a 1317 nm. Otro aspecto importante es el hecho de que si bien la ganancia decae de su máximo conforme nos alejamos de dicha longitud de onda, la máxima diferencia de ganancia observada por un canal es menor a 0.25 dB; con ello podemos considerar a la ganancia no saturada del SOA prácticamente constante para todos los canales del sistema propuesto.

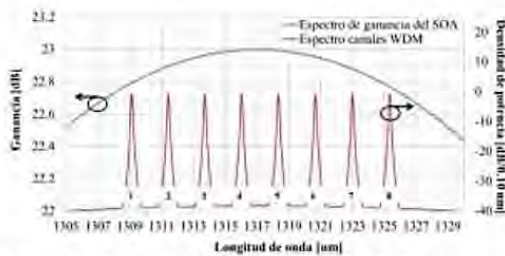


Fig. 6 Espectro de ganancia del SOA y distribución de los canales ópticos del sistema DWDM.

La Fig. 7 muestra el comportamiento de la potencia a la salida del SOA ( $P_{out}$ ) y la relación señal a ruido óptica (OSNR) para el canal 8 como función de la distancia de transmisión.

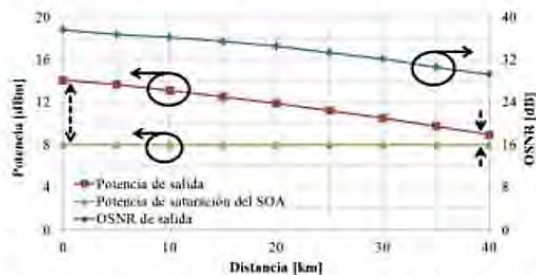


Fig. 7 Comportamiento de la potencia de salida y relación señal a ruido óptica del canal 8 a la salida del SOA como función de la distancia.

Se observa que  $P_{out}$  está siempre por encima del nivel de la potencia de saturación a la salida del SOA ( $P_{sat}$ ) que es de 8 dBm, de acuerdo a la tabla 1. La máxima diferencia ( $P_{out}-P_{sat}$ ) se presenta a una distancia de 0.001 km con un valor 6 dB, lo que significa que el SOA está altamente saturado, mientras que el mínimo de 0.9 dB se encuentra a 40km, donde el SOA se

comporta prácticamente de manera lineal. Con base en estas diferencias se espera una mayor presencia de efectos *patterning* donde la diferencia es mayor (cortas distancias) en comparación al caso donde la potencia de entrada evita llevar al SOA a operar en régimen no lineal (grandes distancias). Sin embargo, en este último caso la reducción en el rendimiento del sistema vendrá dado por una degradación de la OSNR por parte del SOA como consecuencia de una figura de ruido de 7.5 dB. Una vez identificados los diversos problemas que van a impactar de manera negativa en el rendimiento del sistema propuesto, lo siguiente es definir la metodología a seguir para llevar a cabo el procesamiento de la señal eléctrica afectada por las no linealidades del dispositivo fotónico de amplificación. La Fig. 8 presenta esquemáticamente los principales procesos involucrados en la corrección del efecto *patterning*.

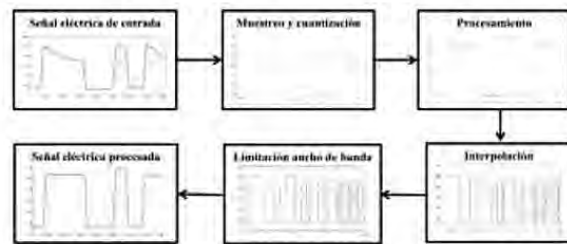


Fig. 8 Etapas de procesamiento digital de señales para la reducción de efecto *patterning*.

El primer paso consiste en la adquisición de la señal eléctrica afectada por las no linealidades generadas por la interacción de los 8 canales en el SOA, esta señal se obtuvo después del amplificador de transimpedancia ubicado en la parte del receptor como se indica en la Fig. 4. Con dicha información se procedió a implementar un algoritmo programado en Matlab capaz de reducir las variaciones de amplitud que posee cada pulso dentro de la secuencia de datos transmitida. Para ello se muestreó y cuantizó con una resolución de 8 bits la señal eléctrica teniendo en cuenta las limitaciones según el estado del arte que presentan los convertidores analógico-digital [19] y digital-analógico [20]. Enseguida se definió un esquema de decisión que nos permitiera identificar tres situaciones: (i) Cambio de un voltaje bajo (“0 lógico”) a un voltaje alto (“1 lógico”) (ii) Cambio de un voltaje alto “1 lógico” a un voltaje bajo (“0 lógico”) (iii) El voltaje se mantiene alto (“1 lógico”) o se mantiene bajo (“0 lógico”). Logrado esto último, la parte importante del algoritmo se basa en la ponderación entre los niveles del pulso correspondiente al “1 lógico” anterior y posterior a un “0 lógico” o secuencia de estos, manteniéndose este nivel promediado para el resto de pulsos en caso de que se trate de una secuencia de “1s lógicos”. De forma similar se llevó a cabo la ponderación para el caso de los niveles del pulso del “0 lógico” anterior y posterior a un “1 lógico” o secuencia de estos. Después, se realiza un proceso de interpolación lineal y limitación de ancho de banda de tal forma que tengamos nuevamente una forma de onda continua y suave de la señal eléctrica. Finalmente, se reinserta la señal procesada al simulador a la entrada del receptor eléctrico como se muestra



en la Fig. 4 para que se realicen los cálculos correspondientes de los principales parámetros de evaluación de rendimiento [16].

#### IV. RESULTADOS DE LA ETAPA DE PROCESAMIENTO DE SEÑALES

A continuación se describen los principales resultados obtenidos con la implementación del esquema de procesamiento digital de señales descrito en la sección anterior para minimizar el impacto del efecto *patterning* sobre el rendimiento observado en el sistema de transmisión multicanal DWDM propuesto para el estándar 400 GbE. Es importante mencionar que las pruebas realizadas con el algoritmo diseñado no toman en consideración los efectos de ruido dentro de la señal eléctrica adquirida en el lado del receptor debido a que el simulador considera de manera independiente a la señal de datos y al ruido. Sin embargo, los resultados obtenidos tienen validez bajo la consideración de que el efecto de ruido no es relevante en distancias de transmisión en las cuales el efecto de *patterning* es más intenso, tal y como se presentó en la Fig. 7 en cuanto a la poca degradación del OSNR. La Fig. 9 presenta las curvas de rendimiento correspondientes al canal 8 del sistema DWDM como función de la distancia y para distintos escenarios.

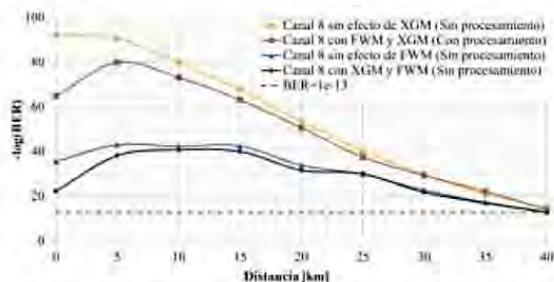


Fig. 9 Comparativa de curvas de rendimiento para el canal 8 como función de la distancia.

La curva punteada en verde corresponde a una tasa de bits erróneos de  $1 \times 10^{-13}$  equivalente a un  $-\log(\text{BER})=13$  que representa el valor mínimo que el sistema propuesto debe ser capaz de ofrecer de acuerdo al estándar 400 GbE para todo el alcance de transmisión. La curva en negro considera todos efectos no lineales relevantes del SOA y por tanto corresponde al sistema DWDM original, sin que se le aplique ningún esquema de procesamiento y que servirá como referencia para los otros casos. La curva en azul y naranja corresponden a casos en los que se eliminaron de manera artificial los efectos del mezclado de cuatro ondas y modulación cruzada de ganancia del SOA, esto nos permite definir que el efecto de XGM es el más importante en la degradación del rendimiento del sistema si se compara con la curva en negro. Por último, la curva en rojo representa el principal resultado obtenido de la aplicación de la etapa de procesamiento para la corrección del efecto *patterning*. Al compararla con la curva en negro del sistema base es notoria la gran mejora alcanzada con dicho procesamiento. Aunque no

se alcanza la situación en que la modulación cruzada de la ganancia se elimina por completo, la efectividad que tiene la etapa de post-procesado propuesta es notoria. La Fig. 10 muestra el comportamiento que presentan los diagramas de ojo de tres canales (Canal 1, 4 y 8) representativos del sistema DWDM, tanto la original, como aquella con etapa de procesamiento. Como se puede observar, existe una clara apertura de los diagramas de ojo para el caso de distancias entre el caso (back-to-back) BtB y 10 km, donde la potencia de entrada es tal que el SOA opera en un régimen no lineal más intenso de acuerdo a la Fig.7. Con ello se demuestra la efectividad que presenta el algoritmo diseñado para la corrección del efecto *patterning* para el sistema multicanal con etapa de amplificación con SOAs.

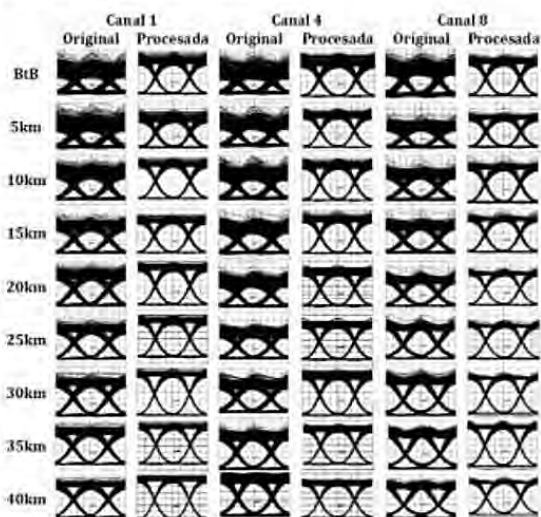


Fig. 10 Comportamiento de los diagramas de ojo para los canales 1, 4 y 8 del sistema WDM sin procesar y con etapa de procesamiento.

#### IV. CONCLUSIONES

En este artículo se han presentado los resultados de la propuesta de utilizar una etapa de procesamiento digital de señales con la finalidad de minimizar el impacto del efecto *patterning* observado en el rendimiento del sistema DWDM propuesto para el estándar 400 GbE. Los resultados muestran una clara mejora con respecto al sistema afectado por las no linealidades asociadas al elemento amplificador SOA. Estos esquemas de procesamiento permitirán incrementar la aceptación del SOA como elemento amplificador multicanal ante futuras actualizaciones del estándar Ethernet considerando una posible escalada en el número de canales ópticos a transmitir, incrementos en la tasa de transmisión por canal, cambios en el formato de modulación empleado e incrementos en la potencia transmitida en la fibra óptica. *Ernesto Ramírez-Cruz e Irving Rendón-Salgado agradecen el apoyo proporcionado por el CONACyT. R. Gutiérrez Castrejón agradece el apoyo de la Dir. Gra.. Asuntos del Personal Académico, UNAM, por proyecto PAPIIT IN103416.*



## REFERENCIAS

- [1] Cisco, The Zettabyte Era: Trends and Analysis, Libro Blanco. Junio de 2017.
- [2] Cisco, VNI Forecast Highlights Tool, Mexico. [Online] [http://www.cisco.com/c/m/en\\_us/solutions/service-provider/vni-forecast-highlights.html#](http://www.cisco.com/c/m/en_us/solutions/service-provider/vni-forecast-highlights.html#), Junio, 2017.
- [3] E. Agrell, et al., "Roadmap of optical communications," J. Opt. 18(6), 063002 (2016).
- [4] C.E. Spurgeon, Joan Zimmerman, Ethernet: The Definitive Guide, 2nd ed. Sebastopol, CA: O'Reilly, 2014.
- [5] IEEE P802.3bs 400 Gb/s Ethernet Task Force. [www.ieee802.org/3/bs/](http://www.ieee802.org/3/bs/)
- [6] [http://www.ieee802.org/3/400GSG/public/13\\_05/song\\_400\\_01\\_05\\_13.pdf](http://www.ieee802.org/3/400GSG/public/13_05/song_400_01_05_13.pdf)
- [7] Ramírez-Cruz, E., Gutiérrez-Castrejón, R. et al. (2016). An alternative for the implementation of 40-km reach Ethernet at 400 Gb/s using an 8×50 Gb/s PHY at 1310 nm with SOA pre-amplification. *Optical Switching and Networking*, 22, 86-94.
- [8] J. D'Ambrosia, Closing Report, presented at IEEE 802.3 400 GbE Study Group Plenary Meeting, March, 2014, Beijing, China. [http://www.ieee802.org/3/400GSG/public/14\\_03/0314\\_400g\\_close\\_report.pdf](http://www.ieee802.org/3/400GSG/public/14_03/0314_400g_close_report.pdf)
- [9] Bonk, R. (2013). *Linear and Nonlinear Semiconductor Optical Amplifiers for Next-Generation Optical Networks*. KarlsruheHannover: KIT Scientific Publishing Technische Informationsbibliothek u. Universitätsbibliothek.
- [10] Rendón-Salgado, I., Gutiérrez-Castrejón, R. (2017). 160 Gb/s all-optical AND gate using bulk SOA turbo-switched Mach-Zehnder interferometer. *Optics Communications*, 399, 77-86.
- [11] T. Durhuus, B. Mikkelsen, C. Joergensen, et al., "All-optical wavelength conversion by semiconductor optical amplifiers", *J. Lightwave Technol.*, vol. 14, pp. 942-954, June 1996.
- [12] M. L. Nielsen, K. Mizutani, S. Sudo, K. Tsuruoka et al. "Transmission over 360 km using a 2.5-Gb/s SOA-modulator integrated full C-band wavelength-tunable transmitter", *IEEE Photonics Technol. Lett.* 18 (2006) pp. 1987-1989.
- [13] J. Leuthold, et al., "160 Gb/s SOA all-optical wavelength converter and assessment of its regenerative properties," *Technical Digest (CD) (Optical Society of America, 2004)*, paper OTuB2.
- [14] Rizou, Z.V.; Zoiros, K.E.; Hatziefremidis, A.; Connelly, M.J. Design analysis and performance optimization of a Lyot filter for semiconductor optical amplifier pattern effect suppression. *J. Sel. Top. Quantum Electron.* 2013, 19, 1-9.
- [15] R. Gutiérrez-Castrejón, M. Duelk, Using LabVIEW for advanced nonlinear optoelectronic device simulations in high-speed optical communications, *Comput. Phys. Commun.* 174 (2006) 431-440.
- [16] M. Duelk and R. Gutiérrez-Castrejón, "4x25-Gb/s 40-km PHY at 1310 nm for 100 GbE using SOA-based preamplifier," *J. of Lightwave Technol.*, vol. 26, no. 12, pp. 1681-1689, June 2008.
- [17] R. Gutiérrez-Castrejón, "Nonlinear Dynamics of Semiconductor Optical Amplifiers", en "Optical Amplifiers", Cap. 3. G. Nemova (Editor). Nova Publishers, 2012, p. 41-70.
- [18] R. Gutiérrez-Castrejón, M. Duelk, "Uni-directional time-domain bulk SOA simulator considering carrier depletion by amplified spontaneous emission", *IEEE J. Quantum Electron.* 42, (2006) pp. 581-588.
- [19] L. Kull et al., "A 90GS/s 8b 667mW 64× Interleaved SAR ADC in 32nm Digital SOI CMOS", *ISSCC Dig. Tech. Papers*, pp. 378-379, Feb. 2014.
- [20] Keysight Technologies 2015 (<http://keysight.com/en/pd-2583267-pn-M8196A/92-gsa-s-arbitrary-waveform-generators?cc=US&lc=eng>)



**Ernesto Ramírez Cruz** nació en la Ciudad de México. Obtuvo el grado de Ingeniero en Telecomunicaciones y de Maestro en Ingeniería Eléctrica con mención honorífica en la Facultad de Ingeniería (FI) de la Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM), en 2012 y 2013, respectivamente. Actualmente realiza sus estudios de doctorado en el Instituto de Ingeniería de la UNAM en el área de telecomunicaciones y de manera complementaria labora como Profesor de Asignatura de la FI de la UNAM. Sus intereses de investigación incluyen los dispositivos ópticos, sistemas de transmisión WDM y los sistemas de telecomunicaciones.



**Ramón Gutiérrez Castrejón** nació en la Ciudad de México, en donde recibió de la UNAM el grado de Físico y Maestro en Ingeniería Eléctrica con mención honorífica en 1990 y 1993, respectivamente. El grado de doctor en Física lo obtuvo de la Universidad de Londres (King's College) en 1997 por su trabajo en óptica no lineal. Después de una estancia posdoctoral en el grupo de Física del Láser de la Universidad Complutense de Madrid, pasó a laborar en el ETH de Zürich, Suiza, como asistente de investigador en óptica computacional de semiconductores para aplicaciones en telecomunicaciones, participando en varios proyectos europeos. Posteriormente, en el 2001, fue contratado en el Photonics Research and Test Center de Corning Inc. en New Jersey, Estados Unidos, para realizar investigación en dispositivos y sistemas de telecomunicaciones ópticos. Desde 2003 labora en el Instituto de Ingeniería de la UNAM como investigador titular, realizando docencia e investigación en dispositivos y sistemas opto-electrónicos de procesamiento de información y telecomunicaciones. También ha fungido como Secretario Académico y Subdirector de Electromecánica del mismo Instituto. Es miembro de la IEEE desde 2010.



**Irving Rendón Salgado** nació en México. Obtuvo el grado de Ingeniero en Telecomunicaciones y de Maestro en Ingeniería Eléctrica en la Facultad de Ingeniería (FI) de la Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM), en 2012 y 2014, respectivamente. Actualmente realiza sus estudios de doctorado en el Instituto de Ingeniería de la UNAM en el área de telecomunicaciones y de manera complementaria labora como Profesor de Asignatura de la FI de la UNAM. Sus intereses de investigación incluyen los dispositivos ópticos, el procesamiento fotónico y los sistemas de telecomunicaciones. Es miembro estudiante de la IEEE desde 2016.