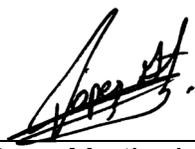


TESIS DEFENDIDA POR
Cesar Alberto López Mercado
Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ



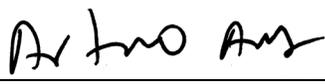
Dr. Horacio Soto Ortiz
Director del Comité



Dra. Rosa Martha López Gutiérrez
Miembro del Comité



Dr. Alfonso García Weidner
Miembro del Comité



Dr. Arturo Arvizu Mondragón
Miembro del Comité



Dr. Heriberto Márquez Becerra
Miembro del Comité



Dra. María del Carmen Maya Sánchez
*Coordinadora del programa de
posgrado en Electrónica y
Telecomunicaciones*



Dr. David Hilario Covarrubias Rosales
Director de Estudios de Posgrado

03 de Septiembre del 2009.

**CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE EDUCACIÓN SUPERIOR
DE ENSENADA**



**PROGRAMA DE POSGRADO EN CIENCIAS
EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

**ESTUDIO DEL DESEMPEÑO DE
LA CONVERSIÓN DE LA LONGITUD DE ONDA**

TESIS

que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de
MAESTRO EN CIENCIAS

Presenta:

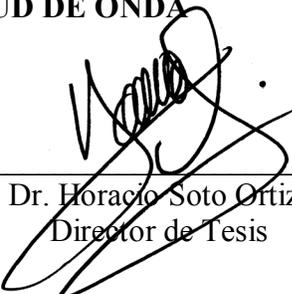
CESAR ALBERTO LÓPEZ MERCADO

Ensenada, Baja California, México, Septiembre del 2009.

RESUMEN de la tesis de **Cesar Alberto López Mercado**, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en Electrónica y Telecomunicaciones. Ensenada, Baja California. Septiembre 2009.

**ESTUDIO DEL DESEMPEÑO DE
LA CONVERSIÓN DE LA LONGITUD DE ONDA**

Resumen aprobado por:



Dr. Horacio Soto Ortiz
Director de Tesis

Actualmente, las redes de telecomunicaciones enfrentan el reto de poder proporcionar, de manera eficiente, nuevos servicios multimedia, los cuales requieren de un gran ancho de banda. Por esta razón es trascendental que a los sistemas de comunicaciones fotónicos basados en fibra óptica, los cuales se caracterizan por tener una potencial elevada capacidad de transmisión, se les explote al máximo posible su gran ancho de banda. Para tal efecto, se han utilizado de manera exitosa técnicas como la de la multicanalización densa por longitud de onda (DWDM). Esta técnica permite enviar varios canales de datos, cada uno de ellos siendo una longitud de onda diferente, por una sola fibra óptica. Sin embargo, existe un cuello de botella. En efecto, es común encontrar en los nodos de estos sistemas canales de datos que provienen de diferentes partes con la misma longitud de onda, lo cual produce un conflicto. Para resolver este problema, es necesario transponer los datos de uno de los canales en conflicto a otra longitud de onda. A este proceso se le conoce como conversión de la longitud de onda y en general existen dos técnicas para lograrla: la electro-óptica y la completamente óptica, siendo esta última la de mayores ventajas. Los dispositivos más prometedores, para llevar a cabo la conversión de la longitud de onda son los basados en amplificadores ópticos de semiconductor (AOS).

En particular, en este trabajo se presenta un estudio teórico y experimental del desempeño de dos convertidores de longitud de onda basados en los fenómenos de la modulación cruzada de la ganancia (XGM) y de la mezcla de cuatro ondas (FWM) dentro de un AOS. El desempeño de estos convertidores se estima, a través de la comparación de las tasas de error de bit (BER) de la señal original y convertida a una velocidad de 12.5 Gb/s. El estudio se extiende a la evaluación experimental del desempeño de los convertidores antes mencionados cuando la señal convertida viaja a través de 10 y 20 kilómetros de fibra óptica estándar monomodo.

Palabras Clave: Amplificador Óptico de Semiconductor (AOS), BER, Conversión de la longitud de onda, Mezcla de Cuatro Ondas (FWM), Modulación Cruzada de la Ganancia (XGM), WDM.

ABSTRACT of the thesis presented by **Cesar Alberto López Mercado** as a partial requirement to obtain the MASTER OF SCIENCE degree in Electronic and Telecommunications with orientation in Telecommunications. Ensenada, Baja California, México September 2009.

PERFORMANCE STUDY OF WAVELENGTH CONVERSION

At present, the telecommunications networks confront the challenge to provide multimedia services, which requires elevated bandwidth and efficiently. For this reason is transcendental to exploit as maximum as possible the high bandwidth of the photonic communication systems based on optical fiber, which has a potentially high transmission capacity. In order to achieve this, some techniques such as Dense Wavelength Division Multiplexing (DWDM) it has been used. This technique sends several data channels in a single optical fiber, each of them in a different wavelength. However, a bottle neck exists. Indeed, it is common to find in the nodes of these systems data channels that come from different parts with the same wavelength, that which produces a conflict. To solve this problem, it is necessary to transpose the data of one of the channels in conflict to another wavelength or free channel. This process is called wavelength conversion and generally there are two techniques to achieve it: the electro-optic and all-optical, being the last one with the greatest advantages. The most promised devices to get the wavelength conversion are those based on semiconductor optical amplifier (SOA).

Particularly, this thesis presents a theoretical and experimental study of the performance of two wavelength converters based on the cross-gain modulation (XGM) and four-wave mixing (FWM) phenomena in a SOA. The performance of these converters is estimated by comparing bit errors rates (BER) of the original and converted signals at 12.5 Gb/s. The study is extended to the experimental estimation of the performance of these converters when their output signals travel through 10 and 20 kilometers of a single-mode optical fiber (SMF).

Keywords: BER, Cross-Gain modulation (XGM), Four-Wave Mixing (FWM), Semiconductor Optical Amplifier (SOA), WDM, Wavelength conversion.

DEDICATORIA

A mi madre

Guadalupe Mercado Moreno.

A ti que desde tu vientre percibí ese amor y cariño, que aun con la distancia y el tiempo sigue siendo el mismo.

A ti que me trajiste a este mundo y me arropaste con tus brazos y amor profundo.

A ti que me enseñaste a dar mis primeros pasos, protegiéndome y levantándome de las caídas y trancazos.

A ti que cuando lo único que hacía era quejarme, tú me dabas tu tiempo al escucharme y aconsejarme.

A ti que siempre en mí has creído, aunque me encuentre en el suelo caído o de pie erguido.

A ti que nos llevaste a la puerta de la escuela, aunque de dolor te matara la muela.

A ti que estás conmigo y mi hermana en las buenas y en las malas, aunque tus angelitos no tengamos alas.

A ti que te preocupas por nosotros de día y de noche, esperándonos despierta sentada en el porche.

A ti que guiaste mis pasos por el sendero de la vida de la mejor manera, aunque los azotes fueran con madera.

A ti que te trabajaste duro de día y de noche, solo para que tu hijo anduviera en coche.

A ti que en la vida soportaste tanto, y frente a nosotros nunca mostraste tu llanto.

A ti que nos llevaste al templo, pero aprendimos más de tu ejemplo.

A ti madre que te amo, de mí jamás tendrás un reclamo y al estar en tus brazos mis lágrimas derramo.

A ti que al partir de nuestro hogar no paraste de llorar, hoy es el momento de celebrar.

AGRADECIMIENTOS

A Dios por brindarme esta vida llena de satisfacciones y dejarme alcanzar esta meta.

Al **Dr. Horacio Soto** por ser mi guía durante este periodo de aprendizaje, por su tiempo, paciencia, regaños, risas y haber confiado en mí, así como el compartir su experiencia. Gracias!

A mi madre por tu amor y comprensión, que siempre me has impulsado a seguir adelante.

A mi hermana Karla por tu ánimo, entusiasmo y coraje de alcanzar todas las metas propuestas.

A mi novia Jonalyn por tu gran amor, consejos, paciencia y apoyo incondicional, por estar siempre conmigo en las buenas y malas, ayudándome a pasar los momentos más difíciles. Gracias!

A Ramón Muraoka por ser el hermano mayor que nunca tuve, por tu confianza, amistad, consejos y el gran apoyo en los momentos difíciles. Gracias!

A mi madre y hermana de Ensenada Martha Rodríguez y Martha Gamboa por su cariño y por consentirme con su deliciosa comida.

A la familia Alvarado Terrones por su apoyo, cariño, compañía y por aceptarme como parte de su familia.

A las familias Amador Escobar, García Romero y Rojas Félix por su amistad y porras, así como las noches de fiesta y juego.

A los miembros del comité de tesis, por sus observaciones y contribuciones que fueron vitales para este trabajo de tesis.

A mi gran amigo Víctor Fierro por tu confianza y gran apoyo, que desde el inicio creíste en mí y nunca me has fallado.

A mis amigos Jesús, Victorino, Irwin, Israel A., Israel O., Obed, Ramiro, Aurelio, Josué, Horacio, Lennin, Juan de Dios, Juan C., Miguel Farfán y Miguel Martínez, por su amistad.

Al personal del CICESE, así como a las secretarías de electrónica y computación.

Al CICESE y al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por el apoyo económico para realizar mis estudios de maestría.

CONTENIDO

Resumen en español	i
Resumen en inglés.....	ii
Dedicatoria.....	iii
Agradecimientos	iv
Contenido.....	v
Lista de figuras.....	viii
Lista de tablas	xv
Capítulo I. Introducción.....	1
I.1 Perspectiva histórica.	1
I.2 Generaciones de los Sistemas Ópticos.....	2
I.3 Comunicaciones ópticas basadas en WDM.....	4
I.4 Objetivos Principales.	6
Capítulo II. Conceptos Generales	8
II.1 Introducción.....	8
II.2 Conversión de la longitud de onda.....	8
II.3 Técnicas de conversión de longitud de onda.....	10
II.3.1 Conversión de la longitud de onda opto-electro-óptica.	10
II.3.2 Conversión de la longitud de onda completamente óptica.....	11
II.4 Amplificador Óptico de Semiconductor (AOS).	12
II.4.1 Procesos radiativos presentes dentro del AOS.....	13
II.4.2 Modos fundamentales de propagación de la guía de onda del AOS	15
II.4.3 Principales características de los AOS.....	17
II.5 Convertidor de longitud de onda basado en la modulación cruzada de la ganancia (XGM).	18
II.6 Convertidor de longitud de onda basado en la mezcla de cuatro ondas (FWM).....	18
II.7 Tasa de Bit Erróneo (BER).....	19
II.8 Diagrama de Ojo.....	21

CONTENIDO (continuación)

Capítulo III. Conversión de la longitud de onda basada en la modulación cruzada de la ganancia	24
III.1 Introducción.....	24
III.2 Teoría de la conversión de la longitud de onda basada en la modulación cruzada de la ganancia.....	24
III.3 Modelo teórico de la conversión de la longitud de onda mediante la modulación cruzada de la ganancia.	31
Capítulo IV. Estudio de la conversión de la longitud de onda basada en la modulación cruzada de la ganancia	37
IV.1 Introducción.....	37
IV.2 Características del AOS utilizado.....	37
IV.3 Medición de la ganancia en pequeña señal del AOS.....	40
IV.4 Caracterización estática de la modulación cruzada de la ganancia.....	42
IV.5 Conversión de la longitud de onda basada en la XGM con señal de control modulada a 12.5 Gb/s.....	47
IV.6 Diagramas de ojo de la señal convertida del convertidor de longitud de onda basado en la XGM.	53
IV.7 Comparación de los diagramas de ojo experimentales y teóricos de la señal convertida.	56
IV.8 Penalización por el proceso de conversión de la longitud de onda.	59
IV.9 BER de la señal convertida después de viajar por 10 y 20 km de fibra óptica. .	61
Capítulo V. Conversión de la longitud de onda basada en la mezcla de cuatro ondas	64
V.1 Introducción.....	64
V.2 Teoría de la conversión de la longitud de onda basada en la mezcla de cuatro ondas.	64
V.3 Mecanismos no lineales que intervienen en la mezcla de cuatro ondas.	67
V.3.1 Mecanismo de un hoyo espectral.	68
V.3.2 Mecanismo del calentamiento de portadores.....	70
V.3.3 Modificación de la densidad de portadores.....	71

CONTENIDO (continuación)

V.4 Mecanismos no lineales dinámicos que intervienen en la mezcla de cuatro ondas.	72
V.5 Desventajas de la conversión de la longitud de onda basada en la mezcla de cuatro ondas.	73
V.6 Modelo teórico de la conversión de la longitud de onda mediante la mezcla de cuatro ondas.	74
V.7 Resultados teóricos del proceso de la conversión de la longitud de onda basado en la mezcla de cuatro ondas.	80
Capítulo VI. Estudio de la conversión de la longitud de onda basada en la mezcla de cuatro ondas	83
VI.1 Introducción.	83
VI.2 Caracterización estática de la mezcla de cuatro ondas.	83
VI.3 Conversión de la longitud de onda basada en la mezcla de cuatro ondas con señal de sonda modulada a 12.5 Gb/s.	87
VI.4 Diagramas de ojo de la señal convertida del convertidor de longitud de onda basado en la mezcla de cuatro ondas.	92
VI.5 Comparación de los diagramas de ojo experimentales y teóricos de la señal convertida.	94
VI.6 Penalización por el proceso de conversión de la longitud de onda.	97
VI.7 BER de la señal convertida después de pasar por 10 y 20 km de fibra óptica. ...	99
Capítulo VII. Comparación de las conversiones de la longitud de onda basadas en la XGM y la FWM	104
VII.1 Introducción.	104
VII.2 Comparación de los convertidores de longitud de onda basados en la XGM y la FWM.	104
Capítulo VIII. Conclusiones	111
VIII.1 Conclusiones.	111
VIII.2 Aportaciones.	113
VIII.3 Trabajo futuro.	113
Bibliografía	114

LISTA DE FIGURAS

<i>Figura</i>		<i>Página</i>
1	Representación de una red óptica, (a) sin convertidor de longitud de onda, (b) con convertidor de longitud de onda.	9
2	Esquema de la sección transversal de un AOS de doble heteroestructura.	13
3	Procesos radiativos en un sistema de dos niveles de energía.	14
4	Morfología general de un diagrama de ojo. En este diagrama se muestra como se estima el <i>jitter</i> , los sobretiros de los flancos de subida y bajada así como sus tiempos de establecimiento, la longitud y apertura del ojo así como σ_1 y σ_0 .	23
5	Representación gráfica de las evoluciones en el tiempo de la potencia de la señal de datos, la densidad de portadores, el índice de refracción de la región activa, la ganancia del medio semiconductor y la potencia de la señal convertida en un convertidor de longitud de onda basado en la XGM (Campi y Coriasso, 2000).	27
6	Configuraciones típicas utilizadas para realizar la conversión de la longitud de onda basada en la XGM. En (a) y (b) se muestran los esquemas en co-propagación y en contra-propagación, respectivamente.	28
7	Representación esquemática de la perturbación, deformación y modulación que sufren la densidad de portadores, un bit de la señal de control y el haz CW, respectivamente, en un convertidor de longitud de onda basado en la XGM a lo largo del AOS utilizado (Marcenac <i>et al.</i> , 1995).	30
8	Trama de datos de entrada de la señal de control, utilizada para predecir el comportamiento de un convertidor de longitud de onda co-propagativo, basado en la XGM dentro de un AOS.	35
9	Trama de datos de la señal convertida, calculada a la salida del AOS utilizado para simular la respuesta de un convertidor de longitud de onda co-propagativo, basado en la XGM.	35
10	Trama de datos de la señal de control, calculada a la salida del AOS utilizado para simular la respuesta de un convertidor de longitud de onda co-propagativo, basado en la XGM.	35
11	Diagrama de ojo obtenido a través de superponer tramas de datos de la señal convertida, la cual fue calculada a la salida del AOS utilizado para simular la respuesta de un convertidor de longitud de onda co-propagativo, basado en la XGM.	36
12	AOS empaquetado de tipo mariposa de 14 patas utilizado.	38

LISTA DE FIGURAS (continuación)

<i>Figura</i>		<i>Página</i>
13	Espectro de emisión espontanea amplificada (ASE).	38
14	Banco experimental para realizar el cálculo de la ganancia en pequeña señal del AOS utilizado.	40
15	Ganancias para los modos de propagación TE y TM del AOS bajo estudio.	41
16	Potencia de salida del SOA para diferentes longitudes de onda y potencias de la señal de entrada.	42
17	Banco experimental para caracterizar a la XGM en estado estático.	42
18	Espectros obtenidos a la salida del AOS que permiten la detección de la tasa de extinción del haz convertido. El trazo de color azul representa el haz CW y el trazo de rojo representa al CW y control simultáneamente, alcanzando una tasa de extinción de 7.14 dB.	43
19	Tasa de Extinción del haz convertido para diferentes inclinaciones del estado lineal de polarización del haz CW.	44
20	Tasa de Extinción del haz convertido para diferentes separaciones espectrales de los haces de control y CW. El trazo de color azul representa la tasa de extinción al colocar el haz de control en 1530 nm, el rojo en 1535 nm, el verde en 1555 nm y el signo negativo y positivo a longitud de onda menor y mayor que la del haz de control, respectivamente.	45
21	Tasa de extinción del haz convertido para diferentes potencias del haz CW y el control de +2.5 dBm. El trazo de color azul representa a la tasa de extinción cuando el haz de control y CW se colocan en 1530 y 1526 nm, el de rojo en 1534 y 1530 nm y el de verde en 1555 y 1551 nm, respectivamente.	46
22	Esquema del convertidor de longitud de onda basado en la XGM con una señal de control modulada pseudoaleatoriamente en intensidad a 12.5 Gb/s.	47
23	Fotografía del banco experimental del convertidor de longitud de onda basado en la XGM con una señal de control modulada pseudoaleatoriamente en intensidad a 12.5Gb/s.	48
24	Señal convertida basada en la XGM, con una potencia de la señal de control de +2.5 dBm y diferentes potencias de la señal de sonda de: -9 (azul), -6 (rojo), -3 (verde), -1 (cian), 0 (negro) y +1 (magenta).	50

LISTA DE FIGURAS (continuación)

<i>Figura</i>		<i>Página</i>
25	Espectro de las señales que intervienen en el proceso de conversión de la longitud de onda basada en la XGM. (a) Señales de control y CW antes de entrar al AOS. (b) Señales de control, convertida y la ASE a la salida del AOS. (c) Señal convertida a la salida del convertidor.	51
26	Visualización de 5 ns de la trama pseudoaleatoria de la señal de control introducida en la entrada del AOS.	52
27	Visualización de 5 ns de la trama pseudoaleatoria de la señal de salida del convertidor de longitud de onda basado en la XGM.	52
28	Visualización de 5 ns de las tramas pseudoaleatorias sincronizadas de las señales de control de entrada (trazo azul) y convertida (trazo rojo).	53
29	Diagramas de ojo de la señal convertida de salida, obtenidos experimentalmente, para diferentes potencias de la señal de control de entrada. Las potencias de la señal de control de entrada y la BER resultante fueron respectivamente de: (a) 0 dBm y 1×10^{-15} , (b) -3 dBm y 1×10^{-6} , (c) -5 dBm y 2.9×10^{-5} , (d) -7 dBm y 4.6×10^{-4} , (e) -9 dBm y 2.75×10^{-6} , (f) -11 dBm y 1.37×10^{-2} .	55
30	Diagramas de ojo de la señal convertida obtenidos en forma experimental (columna de la izquierda) y teórica (columna de la derecha).	57
31	BER de la señales convertida de salida experimental (trazo azul) y teórica (trazo rojo) en función de la potencia de entrada de la señal de control.	58
32	BER de la señal convertida de salida en función de la potencia de entrada de la señal de control. Los trazos de color azul y verde representan la BER obtenida a partir de los diagramas de ojo experimentales y del detector de error Anritsu, respectivamente.	59
33	BER de las señales de sonda de entrada, convertida a la salida y después de viajar 10 km de fibra estándar para observar la penalización en cada una de ellas, representadas por los trazos de color azul, rojo y verde, respectivamente.	60
34	Esquema utilizado para determinar la degradación de la BER de la señal convertida después de pasar por tramos de fibra óptica estándar monomodo de 10 y 20 km.	61
35	Visualización de 5 ns de la trama pseudoaleatoria de la señal convertida después de viajar por (a) 10 km y (b) 20 km, de fibra estándar monomodo.	62

LISTA DE FIGURAS (continuación)

<i>Figura</i>	<i>Página</i>
36	Diagramas de ojo de la señal convertida después de viajar por (a) 10 y (b) 20 km de fibra óptica estándar. 63
37	Representación espectral de las señales de bomba, de sonda y de los armónicos de modulación generados dentro de la región activa del AOS conocidos como señales conjugada y engendrada. (a) Señal de sonda con frecuencia mayor a la bomba y (b) Sonda con frecuencia menor a la bomba. 65
38	Configuración típica utilizada para realizar la conversión de la longitud de onda basada en la mezcla de cuatro ondas. 66
39	Mecanismos no lineales que intervienen en el proceso de la mezcla de cuatro ondas. 71
40	Trama de datos de entrada, de la señal de sonda, utilizada para predecir el comportamiento de un convertidor de longitud de onda basado en la mezcla de cuatro ondas dentro de un AOS. 81
41	Trama de datos de la señal conjugada o convertida, calculada a la salida del AOS. 82
42	Trama de datos de la señal de sonda, calculada a la salida del AOS utilizado para efectuar la conversión de la longitud de onda basada en la mezcla de cuatro ondas. 82
43	Diagrama de ojo para la señal conjugada, calculado a la salida del AOS utilizado para efectuar la conversión de la longitud de onda basada en la mezcla de cuatro ondas. 82
44	Banco experimental para caracterizar la mezcla de cuatro ondas en forma estática. 84
45	Potencia del haz convertido para diferentes separaciones espectrales de los haces de bomba y sonda. Los trazos en color azul y rojo son el resultado de fijar la longitud de onda de la señal de sonda en 1530 y 1535 nm, respectivamente, y desplazar la de la señal de bomba. El trazo verde es el resultado de fijar la longitud de onda de la señal de bomba en 1530 nm y desplazar la de la señal de sonda. 85
46	Tasa de Extinción del haz convertido para diferentes separaciones espectrales de los haces de bomba y sonda. Los trazos en color azul y rojo son el resultado de fijar la longitud de onda de la señal de sonda en 1530 y 1535 nm, respectivamente, y desplazar la señal de bomba. El trazo verde es el resultado de fijar la longitud de onda de la señal de bomba en 1530 nm y desplazar la de la señal de sonda. 85

LISTA DE FIGURAS (continuación)

<i>Figura</i>		<i>Página</i>
47	Eficiencia de conversión del la conversión de longitud de onda para diferentes separaciones espectrales de los haces de bomba y sonda. Los trazos en color azul y rojo son el resultado de fijar la longitud de onda de la señal de sonda en 1530 y 1535 nm, respectivamente, y desplazar la de la señal de bomba. El trazo verde es el resultado de fijar la longitud de onda de la señal de bomba en 1630 nm y desplazar la de la señal de sonda.	86
48	Potencia de la señal conjugada para diferentes potencias del haz de sonda. Los trazos discontinuos (⋯) y continuos (—) indican que la longitud de onda de la señal de sonda se encuentra a la izquierda y a la derecha, respectivamente, de la posición espectral de la señal de bomba. Los trazos en color negro, verde, azul y rojo indican que la separación entre las longitudes de onda de la señales de bomba y sonda fue de 3, 2, 1 y 0.5 nm, respectivamente.	87
49	Esquema del convertidor de longitud de onda basado en la mezcla de cuatro ondas con una señal de sonda modulada pseudoaleatoriamente en intensidad a 12.5 Gb/s.	88
50	Fotografía del banco experimental del convertidor de longitud de onda basado en la mezcla de cuatro ondas con una señal de sonda modulada pseudoaleatoriamente en intensidad a 12.5 Gb/s.	88
51	Espectro de las señales que intervienen en el proceso de conversión de la longitud de onda basada en la mezcla de cuatro ondas, adquirido a la salida del convertidor.	89
52	Visualización de 5 ns de la trama pseudoaleatoria de la señal de sonda introducida en la entrada del AOS.	90
53	Visualización de 5 ns de la trama pseudoaleatoria de la señal de salida del convertidor de longitud de onda basado en la mezcla de cuatro ondas.	91
54	Visualización de 5 ns de las tramas pseudoaleatorias sincronizadas de las señales de sonda de entrada (trazo azul) y convertida (trazo rojo).	91
55	Diagramas de ojo de la señal convertida de salida, obtenidos experimentalmente para diferentes potencias de la señal de sonda de entrada.	93
56	Diagramas de ojo de la señal convertida obtenidos en forma experimental (columna de la izquierda) y teórica (columna de la derecha).	95

LISTA DE FIGURAS (continuación)

<i>Figura</i>		<i>Página</i>
57	BER de la señal convertida de salida experimental (trazo azul) y teórica (trazo rojo) en función de la potencia de entrada de la señal de sonda.	96
58	BER de la señal convertida de salida en función de la potencia de entrada de la señal de sonda. Los trazos de color azul y rojo representan la BER obtenida a partir de los diagramas de ojo experimentales y del detector de error Anritsu, respectivamente.	97
59	BER de las señales de sonda de entrada (trazo azul) y convertida de salida (trazo rojo).	98
60	Esquema utilizado para determinar la degradación de la BER de la señal convertida después de pasar por tramos de fibra óptica estándar monomodo de 10 y 20 km.	99
61	Visualización de 5 ns de la trama pseudoaleatoria de la señal convertida después de viajar por (a) 10 km y (b) 20 km, de fibra estándar monomodo.	100
62	Diagramas de ojo de la señal convertida después de viajar por 10 km de fibra estándar. Las potencias de la señal de sonda de entrada y la BER resultante para la señal convertida fueron, respectivamente, de: a) -1 dBm y 1×10^{-15} , b) -5 dBm y 3.9×10^{-11} , c) -10 dBm y 4.37×10^{-5} , y d) -16 dBm y 9.8×10^{-3} .	101
63	Diagramas de ojo de la señal convertida después de viajar por 20 km de fibra estándar. Las potencias de la señal de sonda de entrada y la BER resultante para la señal convertida fueron, respectivamente, de: a) -1 dBm y 1×10^{-15} , b) -5 dBm y 2.85×10^{-9} , c) -10 dBm y 5.97×10^{-5} , y d) -15 dBm y 8.4×10^{-3} .	102
64	BER de las señales de sonda de entrada (trazo rojo) y convertida después de recorrer 0 (trazo verde), 10 (trazo azul) y 20 (trazo negro) km, graficada contra la potencia promedio de la señal de sonda de entrada.	103
65	Señales convertidas. (a) y (b) Señales convertidas teóricas para las conversiones basadas en la XGM y FWM, respectivamente. (c) y (d) Señales convertidas experimentales para las conversiones basadas en la XGM y la FWM, respectivamente.	108
66	BERs de las señales convertidas. Los trazos en color azul, verde y rojo representan a las evoluciones de la BER de las señales de entrada, convertida mediante la FWM y la XGM, respectivamente.	109

LISTA DE FIGURAS (continuación)

<i>Figura</i>		<i>Página</i>
67	BERs de la señal convertida después de viajar por 0, 10 y 20 km de fibra estándar. los trazos en color rojo, magenta, negro, azul y cian representan las evoluciones de las BERs de la señal convertida mediante las conversiones basadas en la: XGM después de 0 km, la XGM después de 10 km, la FWM después de 0 km, la FWM después de 10 km y la FWM después de 20 km, respectivamente.	109

LISTA DE TABLAS

<i>Tabla</i>		<i>Página</i>
I	Comparación de los requerimientos que se demandan en los sistemas de <i>DataCom</i> y <i>TeleCom</i> (DeCusatis, 2007).	21
II	Parámetros típicos del AOS bajo estudio obtenidos de la hoja de especificaciones del fabricante (Covega catalogo, 2007. Rev C) y de las mediciones efectuadas.	39
III	Comparación de los parámetros que intervienen en los procesos de conversión de la longitud de onda estudiados.	110

Capítulo I

Introducción

I. 1 Perspectiva histórica.

El uso de la luz para fines de comunicación se remonta a la antigüedad, donde la mayoría de las civilizaciones han utilizado espejos, faros de fuego o señales de humo para transmitir un sólo dato de información (como la victoria en una guerra).

La llegada del telégrafo en la década de 1830 sustituyó el uso de la luz por la electricidad y dio comienzo a la era de las comunicaciones eléctricas, en la cual la tasa de bits podría aumentar a 10 b/s por el uso de nuevas técnicas de codificación, como el código Morse. El primer éxito fue el cable telegráfico trasatlántico, el cual entró en funcionamiento en 1866, utilizando esencialmente un sistema digital de dos pulsos eléctricos de diferentes duraciones (puntos y guiones del código Morse). La invención del teléfono, en 1876, produjo un cambio importante en la transmisión de las señales eléctricas, las cuales se comenzaron a enviar en forma analógica a través de una corriente eléctrica variable. Esta técnica dominó los sistemas de comunicaciones por un siglo o más (Agrawal, 2002).

El desarrollo de las redes telefónicas en todo el mundo, durante el siglo XX, dio lugar a numerosos avances en el diseño de sistemas de comunicaciones eléctricas. Hace algunos años la infraestructura de red fue desarrollada para proveer servicios de telefonía clásica. Clientes del sector privado y empresarial se comunicaban con tasas de datos de 64 Kb/s a través de enlaces que contenían dos alambres de cobre (Ehrhardt, 2007). El uso de cables coaxiales en lugar del par de alambres aumentó considerablemente la capacidad del sistema. El primer sistema de cable coaxial, puesto en servicio en 1940, fue de 3 MHz y capaz de transmitir 300 canales de voz o uno solo de televisión (Agrawal, 2002).

I. 2 Generaciones de los Sistemas Ópticos.

La invención del láser de Schawlow y Townes en 1958, seguida por los estudios de fibras ópticas que efectuaron Kao y Hockham en 1965, así como la posterior demostración de esta como guías de onda por Maurer *et al.* en 1970, pusieron de manifiesto el inicio de una nueva plataforma tecnológica de comunicaciones (O'Mahony *et al.*, 2006). En particular, la investigación de los sistemas de comunicaciones con fibra óptica se inició alrededor de 1975 (Agrawal, 2002).

A finales de los 70's, la fibra comenzó a sustituir al cable coaxial como medio de transmisión en los sistemas de redes de telecomunicaciones, brindando muchas ventajas tanto técnicas como económicas (O'Mahony *et al.*, 2006).

La primera generación de sistemas ópticos operó cerca de los 800 nm, utilizando láseres de semiconductor de GaAs, los cuales se comercializaron en 1980. Estos sistemas operaron a una tasa de 45 Mb/s y la separación entre repetidores fue de hasta 10 km. A finales de los 70's el espaciamiento entre repetidores se aumentó considerablemente al operar al sistema con una longitud de onda cercana a los 1300 nm, en donde las pérdidas de la fibra eran menores a 1 dB/km.

La segunda generación de sistemas de comunicaciones por fibra óptica estuvo disponible a principios de los 80's, sin embargo, la tasa de bits se limitó a menos de 100 Mb/s debido a la dispersión cromática de la fibra. Fue hasta 1981 que en un experimento de laboratorio se demostró la transmisión a 2 Gb/s sobre más de 44 km. La introducción de sistemas comerciales de segunda generación fue hasta 1987, los cuales operaron a una tasa de bits de hasta 1.7 Gb/s con un espaciamiento entre repetidores de hasta 50 km. No obstante, el espaciamiento de los repetidores de los sistemas de segunda generación se vio limitado por las pérdidas en la ventana de los 1300 nm (típicamente 0.5 dB/km). Así, las pérdidas en las fibras de sílice se minimizaron en la región espectral de los 1550 nm, llegando a ser de hasta 0.2 dB/km. Sin embargo, la introducción de esta generación de sistemas de

comunicaciones ópticas, funcionando en la ventana de los 1550 nm, se vio retrasada considerablemente por la gran dispersión cromática que se presentó alrededor de esta longitud de onda. Los láseres Fabry-Perot de semiconductor no podían ser utilizados debido a la gran dispersión que sufrían sus pulsos como consecuencia de su alto contenido espectral compuesto de varios modos longitudinales. El problema de la dispersión cromática se puede superar, ya sea mediante el uso de fibras con dispersión desplazada (DSF¹) diseñadas para tener la mínima dispersión en 1550 nm, o por limitar el espectro del láser a un único modo longitudinal. En 1985, experimentos de laboratorio, utilizando láseres monomodo mostraron la posibilidad de transmitir información a una tasa de bits de hasta 4 Gb/s sobre distancias superiores a 100 km.

La tercera generación de sistemas ópticos que inicialmente operaron a 2.5 Gb/s estuvo comercialmente disponible en 1990, y fue capaz de funcionar a una tasa de bits de hasta 10 Gb/s. Un inconveniente de estos sistemas fue que la señal se regeneraba periódicamente por medio de repetidores electrónicos espaciados entre 60 y 70 km. Esta distancia entre repetidores se pudo aumentar mediante la utilización de detección homodina o heterodina, la cual mejora la sensibilidad del receptor. En particular, estos sistemas se denominan coherentes, sin embargo, la introducción comercial de estos se aplazó con el advenimiento de los amplificadores de fibra en 1989.

La cuarta generación de sistemas de comunicaciones ópticas hace uso de sistemas de amplificación óptica, para aumentar la separación entre los repetidores, y de la multicanalización por división de longitud de onda (WDM²) para aumentar la tasa de bits. El advenimiento de los sistemas WDM, en 1992, inició una revolución tecnológica que dio lugar a la duplicación de la capacidad de transmisión y en el 2001 se demostraron sistemas ópticos que funcionaron a una tasa de bits de hasta 10 Tb/s. En la mayoría de los sistemas WDM, las pérdidas de la fibra se compensan periódicamente utilizando amplificadores de

¹ Acrónimo del inglés: *Dispersion-shifted fiber*.

² Acrónimo del inglés: *Wavelength Division Multiplexing*.

fibra dopada de erbio (EDFA³), espaciados 60 a 80 km, los cuales se desarrollaron después de 1985 y estuvieron comercialmente disponibles en 1990. Estos amplificadores hicieron posible los enlaces submarinos para las comunicaciones intercontinentales. Sistemas terrestres con capacidad de 1.6 Tb/s ya estaban disponibles a finales del año 2000.

La quinta generación de sistemas de comunicación por fibra óptica se refiere a la ampliación de canales o del número de longitudes de onda transmitidas simultáneamente por WDM. Por otra parte, se ha desarrollado un nuevo tipo de fibra “seca” con la característica de presentar pérdidas bajas en la ventana de 1300 a 1650 nm. La disponibilidad de estas fibras y de nuevos sistemas de amplificación puede dar lugar a sistemas ópticos de comunicación con miles de canales, cada uno de ellos con elevadas tasa de bits. Por ejemplo, a partir del año 2000, varios experimentos mostraron enlaces que funcionaban a tasas de 40 Gb/s por canal. Hoy en día hay demostraciones de sistemas con tasas de bits de entre 160 y 640 Gb/s.

I. 3 Comunicaciones ópticas basadas en WDM.

La aparición de avanzadas aplicaciones, tales como la videoconferencia, el vídeo bajo demanda, el compartir archivos de audio y video de persona a persona (*peer-to-peer*), la multicanalización de canales de televisión de alta definición, el “triple-play”, juegos en línea multiparticipantes, la telemedicina, el teletrabajo, la televigilancia, etc., ha demandado un gran ancho de banda a las redes de comunicaciones. Por esta razón, la multicanalización por división de longitud de onda (WDM), se han convertido en una de las tecnologías más prometedoras para la construcción de la próxima generación de sistemas de comunicaciones ópticas. En efecto, esta técnica permite explotar el gran ancho de banda de la fibra óptica de manera más eficiente, sumando la tasa de bits de cada canal (Ehrhardt, 2007; Liu *et al.*, 2000; Maier y Herzog, 2007; Marinčić y Aćimović-Raspopović, 2001; Xin *et al.*, 2004).

³ Acrónimo del inglés: *Erbium Doped Fiber Amplifier*.

No obstante, es común encontrar en los nodos de estos sistemas que hay canales proviniendo de diferentes partes, con la misma longitud de onda, lo cual produce un conflicto. Para reducir o incluso eliminar este problema, además de mejorar la eficiencia de la red y el reuso de canales, es necesario utilizar la conversión de la longitud de onda, que es una técnica que permite transferir los datos de una longitud de onda a otra (Borella, *et al.*, 1997; Contreras Torres y Gutiérrez Castrejón, 2005; Qin y Yang, 2003; Xiao *et al.*, 2004).

La capacidad de poder intercambiar la información digital, entre dos canales de diferente longitud de onda, sin utilizar una conversión electrónica de los datos es ahora el siguiente paso crítico en la evolución de las redes ópticas (Teixeira *et al.*, 2003). Los dispositivos más prometedores, hasta la fecha, para llegar a cabo la conversión de la longitud de onda son los basados en amplificadores ópticos de semiconductor (AOS⁴) (Nesset *et al.*, 1998; O'Mahony *et al.*, 2006; Yu *et al.*, 1999). De hecho estos dispositivos permitirán conversión transparente al formato de modulación, enrutamiento dinámico, acoplamiento de la luz a través de fibra óptica. Además, se pueden diseñar convertidores con esquemas simples, fáciles de integrar, bajo consumo de energía, muy compactos, con ventajas adicionales de proporcionar ganancia y contar con el potencial de poderse producir en masa, usando técnicas de fabricación similares a las de circuitos integrados (Contreras Torres y Gutiérrez Castrejón, 2005; Dong *et al.*, 2005; Iannone *et al.*, 1996; Mao *et al.*, 1999; Nesset *et al.*, 1998; O'Mahony *et al.*, 2006; Sun, 2002; Teixeira *et al.*, 2003).

El amplificador óptico de semiconductor (AOS) es un dispositivo al que se le pueden inducir fuertes cambios no lineales, en su ganancia e índice de refracción, en función de la intensidad del campo óptico inyectado en su región activa. La conversión de la longitud de onda completamente óptica se ha demostrado mediante diferentes técnicas y explotando diversos fenómenos que se presentan dentro de los AOSs (Teixeira *et al.*, 2003).

⁴ Acrónimo del inglés: *Semiconductor Optical Amplifier*.

En particular, en este trabajo se presenta un estudio teórico y experimental del desempeño de dos convertidores de longitud de onda basados en los fenómenos de la modulación cruzada de la ganancia (XGM) y de la mezcla de cuatro ondas (FWM) dentro de un amplificador óptico de semiconductor. El desempeño de estos convertidores se estima teórica y experimentalmente, a través de la comparación de las tasas de error de las señales de entrada y convertida. El estudio se extiende a la estimación experimental del desempeño de un sistema compuesto por los convertidores antes mencionados y fibras estándar de salida de 10 y 20 kilómetros. Cabe mencionar que todos los análisis efectuados en este trabajo fueron realizados para señales ópticas pseudoaleatorias de 12.5 Gb/s.

I. 4 Objetivos Principales.

Los objetivos principales que se buscan en este trabajo son:

- ◆ Revisar los mecanismos que permiten la conversión de la longitud de onda utilizando guías de onda activas de semiconductor.
- ◆ Diseñar los convertidores de longitud de onda utilizando respectivamente la XGM y la FWM dentro de un medio no lineal de InGaAsP/InP.
- ◆ Desarrollar un modelo que sea capaz de predecir el desempeño del convertidor de longitud de onda basado en la XGM propuesto en este trabajo de tesis.
- ◆ Instrumentar un banco experimental repetitivo que permita medir la tasa de error y el diagrama de ojo, de las señales de entrada y convertida, a la entrada y salida, respectivamente, de un sistema compuesto por un convertidor de longitud de onda, basado en la XGM dentro de un AOS, y una fibra de salida de 0, 10 y 20 km de largo.

- ◆ Desarrollar un modelo que sea capaz de predecir el desempeño del convertidor de longitud de onda basado en la FWM propuesto en este trabajo de tesis.
- ◆ Instrumentar un banco experimental repetitivo que permita medir la tasa de error y el diagrama de ojo, de las señales de entrada y convertida, a la entrada y salida respectivamente, de un sistema compuesto por un convertidor de longitud de onda, basado en la FWM dentro de un AOS, y una fibra de salida de 0, 10 y 20 km de largo.
- ◆ Realizar un análisis comparativo del desempeño de los convertidores caracterizados en base a los resultados experimentales y teóricos obtenidos.

Conceptos Generales

II. 1 Introducción.

En este capítulo se encuentra una breve descripción de qué es y cómo se logra la conversión de la longitud de onda, además de las ventajas que puede proporcionar a un sistema de comunicaciones ópticas. En particular se exponen dos diferentes tipos de conversión, a saber la opto-electro-óptica y la completamente óptica. Además, se describe el funcionamiento del amplificador óptico de semiconductor, el cual es el elemento básico de los convertidores de longitud de onda completamente ópticos implementados en este trabajo. Asimismo se analizan los fenómenos de la modulación cruzada de la ganancia (XGM) y de la mezcla de cuatro ondas (FWM), los cuales se utilizan en este trabajo para realizar dos convertidores de longitud de onda. Para finalizar se introducen los conceptos de tasa de error de bits (BER) y de diagrama de ojo y se discute como estos pueden ser utilizados para estimar el desempeño de los convertidores propuestos en este trabajo de tesis.

II. 2 Conversión de la longitud de onda.

Para entender que es un convertidor de longitud de onda y su función en una red óptica tomaremos el ejemplo de la figura 1(a) donde dos trayectorias han sido establecidas: una entre el nodo 1 y 2 donde circula la longitud de onda λ_1 , y la otra entre el nodo 2 y 3 donde circula la longitud de onda λ_2 . Ahora suponga que se debe de crear un enlace entre el nodo 1 y el 3. Establecer este enlace presenta una complicación, incluso si existe una longitud de

onda disponible en cada uno de los nodos que componen la trayectoria. Esto se debe a que las longitudes de onda disponibles en los nodos son diferentes.

Sin embargo, el problema de la discontinuidad de la longitud de onda se podría eliminar si fuéramos capaces de transponer los datos que porta una onda de cierta longitud de onda a otra de diferente longitud de onda en el nodo intermedio, para posteriormente ser transmitidos al nodo terminal. Esta técnica es factible y llamada conversión de la longitud de onda. En la figura 1(b), en el nodo 2 se emplea un convertidor de longitud de onda para transponer los datos que porta la onda de longitud de onda λ_1 a una longitud de onda λ_2 . El nuevo enlace óptico entre el nodo 1 y el 3 ahora puede ser establecido usando λ_2 en el enlace del nodo 1 al 2, y usando λ_1 para llegar al nodo 3 a partir del 2. Observe que un simple enlace óptico en una red con conversión de longitud de onda puede usar diferentes longitudes de onda a lo largo de cada una de sus trayectorias hasta llegar a su destino. Así, la conversión de longitud de onda elimina el bloqueo, mejorará la eficiencia en la red resolviendo conflictos en nodos, incrementa la flexibilidad y su capacidad usando un conjunto fijo de longitudes de onda (Sivalingam y Subramaniam, 2002).

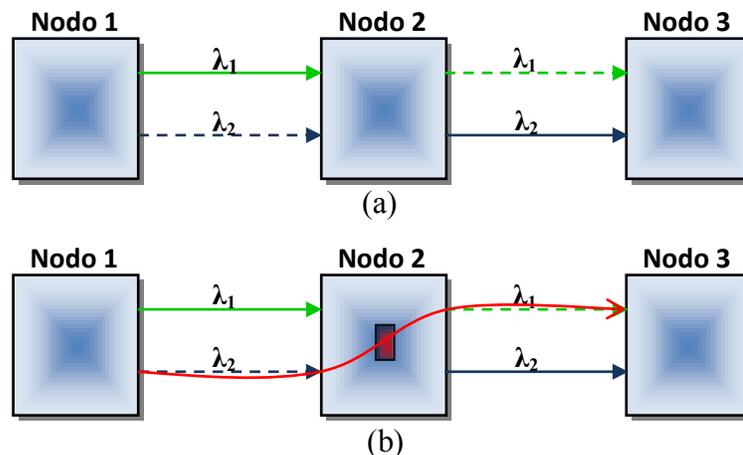


Figura 1. Representación de una red óptica, (a) sin convertidor de longitud de onda, (b) con convertidor de longitud de onda.

Un convertidor de longitud de onda ideal debe poseer las siguientes características:

- ♦ Transparencia a la tasa de bits y al formato de modulación de la señal.
- ♦ Tiempo rápido de configuración de longitud de onda de salida.
- ♦ Conversión a longitudes de onda mayores y menores.
- ♦ Niveles moderados de potencia de entrada.
- ♦ Posibilidad que la entrada pueda ser transmitida a la salida sin conversión.
- ♦ Insensible a la polarización de la señal de entrada.
- ♦ Bajo *chirp*⁵ en la señal de salida.
- ♦ Gran relación señal a ruido (SNR⁶).
- ♦ No degradación de la tasa de extinción.
- ♦ No degradación de la tasa de extinción y aumento de ésta con respecto a la de entrada.
- ♦ Simple implementación. (Durhuus *et al.*, 1996)

II. 3 Técnicas de conversión de longitud de onda.

Diferentes técnicas han sido propuestas para alcanzar la conversión de longitud de onda y se pueden clasificar en: opto-electro-óptica (OEWC⁷) y completamente óptica (AOWC⁸).

II. 3. 1 Conversión de la longitud de onda opto-electro-óptica.

La conversión de longitud de onda opto-electro-óptica consiste en la conversión de la señal óptica en eléctrica utilizando un fotodetector con la cual se modula un láser sintonizado a la longitud de onda deseada. Sin embargo, el procesamiento de señales electrónicas en redes ópticas crea un cuello de botella debido a su relativa baja tasa de operación (Ezra *et al.*,

⁵ Ensanchamiento del espectro por efecto de la modulación.

⁶ Acrónimo del inglés: *Signal to Noise Ratio*.

⁷ Acrónimo del inglés: *OptoElectronic Wavelength Converter*.

⁸ Acrónimo del inglés: *All-Optical Wavelength Converter*.

2007). Las desventajas de estos convertidores son su lentitud, complejidad, gran consumo de energía, no transparencia a la tasa de bits y al formato de modulación de la señal de entrada.

II. 3. 2 Conversión de la longitud de onda completamente óptica.

Por otra parte, la conversión de la longitud de onda completamente óptica es ahora el siguiente paso crítico en la evolución de las redes ópticas, permaneciendo el proceso en el dominio completamente óptico (Teixeira *et al.*, 2003). Esto permite que la gestión de la red sea más flexible, sin limitar la tasa de bits y la transparencia al formato de modulación. Además permite efectuar un enrutamiento dinámico en un tiempo muy corto, son dispositivos simples y requieren un menor consumo de energía como de volumen (Contreras Torres y Gutiérrez Castrejón, 2005; Iannone *et al.*, 1996; Mao *et al.*, 1999; Sun, 2002; Dong *et al.*, 2005).

Es importante destacar que la conversión de la longitud de onda completamente óptica se puede llevar a cabo de diferentes formas y con distintos medios. Por ejemplo, las débiles no linealidades ópticas del sílice pueden ser usadas tomando ventaja de las bajas pérdidas por propagación que presentan las fibras ópticas monomodo⁹, lo cual permite grandes longitudes de interacción y altas densidades de potencia. A pesar de que estas no linealidades son muy rápidas y de que los dispositivos basados en fibras ópticas han demostrado un buen desempeño, no son generalmente considerados idóneos para la aplicación de la conversión de la longitud de onda debido a la necesidad que tienen de grandes distancias de fibra óptica (1 a 10 km). Los avances recientes en las tecnologías, que permiten la construcción de nuevas fibras, han reducido las longitudes de los dispositivos de conversión en un orden de magnitud. Sin embargo, la imposibilidad para integrar estos dispositivos con los componentes optoelectrónicos de semiconductor usados en los nodos de las redes sigue siendo un obstáculo para su adopción (Nesset *et al.*, 1998).

⁹ Modo: Solución específica de la ecuación de onda que satisface las condiciones de frontera.

En contraste, los convertidores de longitud de onda completamente ópticos realizados con semiconductores son muy compactos, se prestan fácilmente a la integración y producción en masa usando técnicas de fabricación similares a las utilizadas en circuitos integrados. Los dispositivos basados en semiconductores, más prometedores hasta la fecha, usan las no linealidades del amplificador óptico semiconductor (AOS), cuya manifestación por milímetro cúbico, es muy superior a la que se presenta en las fibras ópticas (Nesset *et al.*, 1998; O'Mahony *et al.*, 2006; Yu *et al.*, 1999).

II. 4 Amplificador Óptico de Semiconductor (AOS).

Un AOS es un componente optoelectrónico que bajo condiciones de operación adecuadas puede amplificar una señal de luz; su estructura es basada en los diodos láser de semiconductor de doble heteroestructura con películas antireflejantes. En este tipo de heteroestructuras la región activa está en medio de dos materiales semiconductores, uno tipo “*p*” y el otro tipo “*n*” (ver figura 2), que cuentan con una mayor energía de la banda prohibida (*bandgap*¹⁰) y con un índice de refracción menor. Para evitar las reflectividades residuales la región activa se encuentra inclinada entre 10 y 12° con respecto al plano de entrada (Soto Ortiz *et al.*, 2004).

En un AOS los electrones (más comúnmente referidos como portadores) son inyectados de una fuente de corriente externa hacia la región activa, a través de un electrodo en forma de microcinta conductora (ver figura 2). Si la corriente inyectada es lo suficientemente grande entonces se lleva a cabo una *inversión de población* creada cuando la cantidad de portadores en la banda de conducción (BC) superan a los de la banda de valencia (BV). Estos portadores “ocupan” estados de energía en la banda de conducción de la región activa del material, dejando huecos en la banda de valencia (figura 3).

¹⁰ Diferencia de energía entre la banda de conducción y de valencia, no existe ningún electrón en ella.

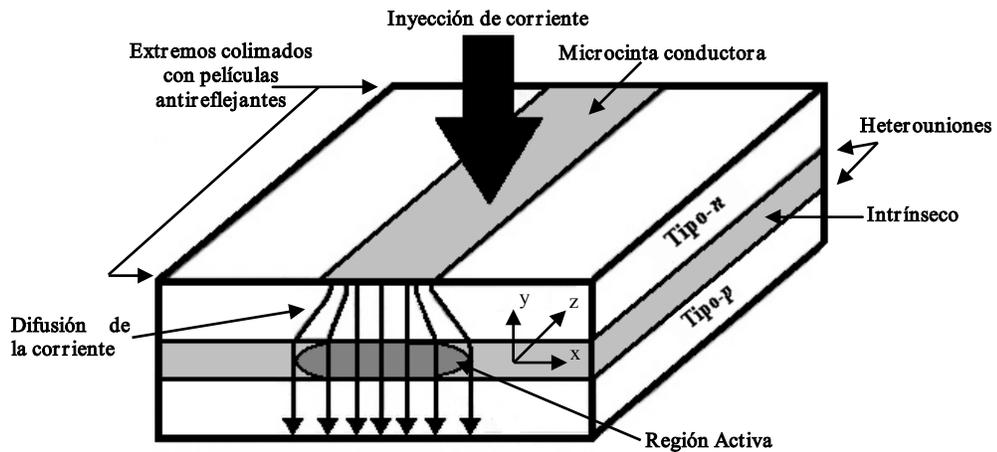


Figura 2. Esquema de la sección transversal de un AOS de doble heteroestructura.

II. 4. 1 Procesos radiativos presentes dentro del AOS.

Por otra parte, dentro del semiconductor se pueden llevar a cabo tres procesos radiativos, los cuales se muestran en la figura 3, la cual representa un diagrama simplificado de “bandas de energía” que consta de dos niveles discretos (Connelly, 2002).

El primer proceso es el de la absorción de un fotón de luz incidente por un portador, cuya energía se encuentra representada en la banda de valencia, para que este fenómeno se pueda suscitar, es necesario que no haya inversión de población y que el fotón incidente posea una energía igual a la de transición del portador de la banda de valencia a la de conducción. Este es un proceso de pérdida en el cual el fotón incidente es extinguido.

El segundo proceso es el de la emisión estimulada producida por un fotón de luz incidente. Para que este fenómeno se pueda suscitar, es necesario que haya inversión de población y que el fotón incidente posea una energía igual a la de transición del portador de la banda de conducción a la de valencia. En este caso, el portador libera parte de su energía en forma de un fotón, el cual será idéntico en todos los aspectos al fotón incidente (idéntica fase,

frecuencia y dirección). El fotón original y el estimulado pueden dar lugar a más transiciones estimuladas conforme se propagan dentro del material produciéndose una amplificación de la luz incidente.

El tercer proceso es el de la emisión espontánea. Para que este fenómeno se pueda suscitar, es necesario que haya inversión de población y que un portador de la banda de conducción, se relaje a la de valencia, después de haber permanecido en la primera cierto lapso promedio llamado tiempo de vida. La pérdida de energía del portador se hace a través de la liberación de un fotón que genera una onda de fase, polarización y dirección de propagación aleatorias. Dado que todos los portadores de la banda de conducción, de cualquier energía, cumplen con el tiempo de vida, la emisión espontánea tiene un contenido espectral muy amplio y es considerada una fuente de ruido. Los fotones producidos por esta emisión pueden producir una emisión estimulada, por lo que la emisión espontánea disminuye la ganancia del medio semiconductor. La emisión espontánea amplificada (ASE¹¹) es una consecuencia directa del proceso de amplificación y no puede ser evitada; por lo tanto, no se puede crear un AOS sin ruido (Connelly, 2002).

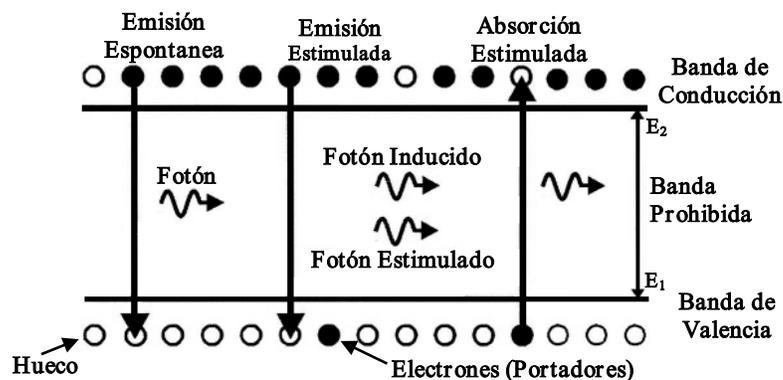


Figura 3. Procesos radiativos en un sistema de dos niveles de energía.

¹¹ Acrónimo del inglés: *Amplified Spontaneous Emission*.

II. 4. 2 Modos fundamentales de propagación de la guía de onda del AOS.

Es importante mencionar que la eficiencia de un AOS mejora si la señal de luz incidente es confinada en su región activa. En una doble heteroestructura, la región activa tiene un índice de refracción un poco mayor que el de las regiones del recubrimiento, lo cual permite que ésta se comporte como una guía de onda dieléctrica con una sección transversal rectangular. La proporción de la potencia total que es guiada por la región activa es determinada por el factor de confinamiento Γ , definido como el coeficiente de la potencia que viaja dentro de la región activa y la potencia total contenida en el modo que se propaga dentro de ésta.

Si la guía de onda es diseñada para ser monomodo, sólo soportará dos modos de propagación fundamentales el transverso eléctrico (TE_{00}) y el transverso magnético (TM_{00}). Es importante notar que en los modos TE_{00} y TM_{00} , los vectores del campo eléctrico y magnético, respectivamente, son ambos paralelos al plano de la heterounión, es decir paralelos al eje “ x ”. No obstante, en el modo TM_{00} existe una componente de campo eléctrico en la dirección “ y ” y otra en la dirección “ z ”, las cuales, efectivamente, se propagan a la misma velocidad que el campo magnético y observan el mismo confinamiento que éste último sufre. Por esta razón, se acostumbra decir que la componente E_y de un campo eléctrico que se propaga dentro de AOS, lo hace con una constante de propagación β_{TM} , gobernada por un índice de refracción n_{TM} , y con una ganancia de simple paso G_{TM} que es regida por el factor de confinamiento Γ_{TM} . Todos estos parámetros dependen de la estructura de los materiales que componen a la guía de onda, en el caso en el que el campo eléctrico que se propaga dentro de la región activa del amplificador tuviera una componente E_x , la constante de propagación, el índice de refracción, el factor de confinamiento y la ganancia de simple paso que regirían su propagación serían aquellos que afectan al campo eléctrico del modo fundamental transverso eléctrico, es decir β_{TE} , n_{TE} , Γ_{TE} y G_{TE} . Estos parámetros poseen, en efecto, un valor diferente a los correspondientes para el modo TM_{00} ya que la estructura es no simétrica en relación a los ejes “ x ” y “ y ”. Es decir, la ganancia y la constante de propagación de los AOSs son generalmente

dependientes de la polarización, por lo que la sensibilidad a la polarización de un amplificador se caracteriza por las ecuaciones siguientes:

$$\beta_{TE/TM} = |\beta_{TE} - \beta_{TM}| \quad (1)$$

$$G_{TE/TM} = |G_{TE} - G_{TM}| \quad (2)$$

La ganancia y el índice de refracción de los AOSs son influenciados por la potencia de la señal de entrada y el ruido interno generado por el proceso de emisión espontánea amplificada. En razón del incremento de la potencia de la señal de entrada, los portadores en la región activa se consumen dando lugar a una disminución en la ganancia del medio. Si la potencia de la señal de entrada es lo suficientemente grande, entonces la ganancia se saturará, lo cual ocurre cuando el valor de la ganancia se reduce al menos 3 dB de su valor en pequeña señal. Esto no sería un problema serio si el llenado de portadores en las bandas de energía fuera un proceso lento. Sin embargo, este llenado está gobernado por el tiempo de vida de los portadores, el cual es normalmente de algunos cientos de picosegundos, lo que significa que la densidad de portadores y por lo tanto la ganancia del amplificado puede fluctuar, relativamente rápido, en concordancia con los cambios en la potencia de la señal de entrada. Este comportamiento de la densidad de portadores y de la ganancia, puede causar distorsión en los datos de la señal la cual se acentúa si se incrementa el ancho de banda de modulación. En sistemas multicanal, este fenómeno da lugar a fuertes interferencias.

Las fuertes no linealidades de los AOSs, surgen entonces de las variaciones inducidas en la densidad de portadores por la señal óptica de entrada, pero también por varios mecanismos intrabanda (colisiones portador-portador y portador-fotón) que cambian la distribución de energía de los portadores. Estos cambios en la distribución de energía se producen en escalas de tiempo muy pequeñas (<1 ns), y producen fluctuaciones rápidas, tanto en el índice como en la ganancia del medio semiconductor, lo que es aprovechado para efectuar procesamientos veloces de señales ópticas. Todos estos mecanismos permiten la

manifestación de diversos fenómenos no lineales con los que se ha demostrado la conversión de la longitud de onda, utilizando AOSs. Estos fenómenos típicamente se conocen como: modulación cruzada de la ganancia (XGM¹²) (Contestabile *et al.*, 2007), modulación cruzada de la fase (XPM¹³) (Durhuus *et al.*, 1994), mezcla de cuatro ondas (FWM¹⁴) (D'Ottavi *et al.*, 1997) y modulación cruzada de la polarización (XPolM¹⁵) (Soto Ortiz *et al.*, 1999), (Capmany *et al.*, 2003; Ezra *et al.*, 2007; Javaloyes, J. y Balle, S., 2007; Mao *et al.*, 1999; Wong y Tsang, 2003; Rogowski *et al.*, 2007; Stephens *et al.*, 1997; Sun, 2002; Yang *et al.*, 2007).

II. 4. 3 Principales características de los AOS.

Para finalizar con esta sección, a continuación se citan las principales características de los AOSs:

- ♦ Ganancia (25–30 dB).
- ♦ Potencia de saturación de la salida en el intervalo de 5 a +13 dBm.
- ♦ Distorsiones no lineales.
- ♦ Amplio ancho de banda.
- ♦ Respuesta espectral en las regiones de 800, 1300 y 1500 nm.
- ♦ Muy pequeños, fáciles de integrar con otros componentes ópticos.
- ♦ Dependientes a la polarización.
- ♦ Figura de ruido mayor a 6 dB.
- ♦ Gran interferencia cruzada por fenómenos no lineales (Kartalopoulos, 2008).

Los AOSs además son usados para efectuar la regeneración de señales, la multicanalización en el dominio del tiempo, la sincronización de señales, el procesamiento booleano de señales ópticas binarias, etc. (Soto Ortiz *et al.*, 2001; Soto Ortiz *et al.*, 2002; Soto Ortiz *et al.*, 2004).

¹² Acrónimo del inglés *Cross-Gain Modulation*.

¹³ Acrónimo del inglés *Cross-Phase Modulation*.

¹⁴ Acrónimo del inglés *Four-Wave Mixing*.

¹⁵ Acrónimo del inglés *Cross-Polarization Modulation*.

II. 5 Convertidor de longitud de onda basado en la modulación cruzada de la ganancia (XGM).

El método de la conversión de la longitud de onda basado en la modulación cruzada de la ganancia es uno de los más usados y explotados por su simplicidad. Este método consiste en la inyección de dos campos ópticos en la entrada de un amplificador óptico de semiconductor, uno que contiene la información y el otro de onda continua (CW), a diferentes longitudes de onda. La señal de información tiene una potencia promedio mayor que la de onda continua, lo que hace que la ganancia del AOS se encuentre fluctuando por el gran consumo de portadores debido al patrón de los datos. De esta manera, el campo CW será amplificado sólo cuando no se encuentre saturado el medio, en caso contrario no se tendrá amplificación. El resultado final será la transferencia de la información del haz que contiene los datos de entrada al haz que se introduce con una amplitud constante. Este proceso tiene la particularidad de que los datos aparecen invertidos sobre la nueva longitud de onda de interés (Durhuus *et al.*, 1992; Durhuus *et al.*, 1996; Iannone *et al.*, 1996; Nettet *et al.*, 1998).

II. 6 Convertidor de longitud de onda basado en la mezcla de cuatro ondas (FWM).

El principio de operación de este convertidor, consiste en generar nuevas señales ópticas por medio de la interacción de dos campos introducidos, a través de un acoplador óptico, en el interior de un medio no lineal (AOS). A la salida del acoplador, los campos ópticos producen una señal de batimiento que se inserta dentro del AOS en conjunto con éstos. La señal de batimiento modula el medio del amplificador, provocando cambios en el número de portadores, la ganancia y el índice de refracción. Esto a su vez modulará la fase y la amplitud de los campos ópticos, formando armónicos de modulación separados de éstos una frecuencia igual a la diferencia de sus frecuencias. Los armónicos se generarán

únicamente cuando ambos haces se encuentren en estado alto. Así, si un campo es de onda continua y el otro es de datos, la amplitud de los armónicos adquirirá fielmente el formato de modulación en amplitud de éste último pero evidentemente en una longitud de onda distinta (D'Ottavi *et al.*, 1997; Nettet *et al.*, 1998; Uskov *et al.*, 1994).

II. 7 Tasa de Bit Erróneo (BER).

En cualquier sistema de comunicaciones digitales, el desempeño del sistema es determinado a partir de la probabilidad de que los bits transmitidos sean recibidos correctamente (Ilyas y Mouftah, 2003). En efecto, cuando los datos son transmitidos sobre un enlace, estos son atenuados así como combinados con ruido y con fuentes de *jitter*¹⁶, que distorsionan su forma a tal grado que el receptor puede malinterpretar los niveles de los bits, produciéndose una probabilidad de error no nula. Es decir, algunos “unos” lógicos serán detectados como “ceros” y algunos “ceros” lógicos como “unos” causando un error en la transmisión (Gumaste y Antony, 2002). En los sistemas de comunicaciones, el número de bits erróneos sobre el número de bits transmitidos, en un cierto tiempo, proporciona una medición del desempeño del canal y sirve para verificar la calidad del servicio (QoS¹⁷) que ofrece el operador de la red a sus clientes (Yahya, 2005). Por lo tanto, dependiendo del valor de este cociente, el rendimiento del sistema de comunicaciones puede ser o no aceptable para una aplicación dada (Dutton, 1998).

En la literatura, se encuentran dos términos que pueden generar cierta confusión. El primero es la proporción de bits erróneos (BERatio), definido como el número de bits erróneos recibidos sobre un gran número de bits transmitidos. El segundo es la tasa de bits erróneos (BERate), definido como la cantidad de bits erróneos entre el total de bits transmitidos en un intervalo de tiempo. Por ejemplo, un desempeño de 10^{-11} , en BERatio, significa 1 error en 100,000,000,000 de bits recibidos, los cuales en tasas de bits de 1 y 40

¹⁶ Variación en el tiempo de llegada de los bits.

¹⁷ Acrónimo del inglés: *Quality-of-Service*

Gb/s se obtendrían en un tiempo de 100 y 2.5 segundos, respectivamente. En cambio, el BERate es obtenido para cualquier tiempo y entre más grande mejor. El punto es que de manera general, y a reserva de que se indique el tiempo de adquisición de los datos o la tasa de bits, tanto el BERate como el BERatio se les conoce como simplemente BER y frecuentemente son utilizados en lugar de la relación señal a ruido (SNR¹⁸) para estimar el desempeño del sistema (DeCusatis, 2007).

Para la comunicación de datos (*DataCom*) a menudo se requiere un BER de 1×10^{-15} , sin embargo, los requerimientos para las telecomunicaciones (*TeleCom*) son más relajados y la tasa de error de bits puede ser tan baja como 1×10^{-9} . En la tabla I se enumeran los requerimientos para éstos sistemas de comunicaciones. Las especificaciones de la tasa de BER para enlaces de comunicaciones ópticas de datos se encuentran entre 1×10^{-15} a 1×10^{-12} , siendo mucho menores a las de alambres de cobre, que entregan un BER de aproximadamente de 1×10^{-6} (Dutton, 1998). En efecto, las consecuencias de un sólo bit erróneo en un sistema de *DataCom* puede ser muy seria, datos críticos, tales como registros médicos o financieros pudieran ser dañados, o grandes sistemas de computación pueden ser apagados (DeCusatis, 2007; Ilyas y Mouftah, 2003; Keiser, 2003).

Por otra parte, el factor de calidad o el factor Q es un parámetro que está cercanamente relacionado con la calidad de la señal óptica transmitida en términos de la relación señal a ruido y la tasa de bits erróneos (Contreras Torres y Gutiérrez Castrejón, 2005; Kartalopoulos, 2004).

¹⁸ Acrónimo del inglés: *signal-to-noise ratio*.

Tabla I. Comparación de los requerimientos que se demandan en los sistemas de *DataCom* y *TeleCom* (DeCusatis, 2007).

	<i>DataCom</i>	<i>TeleCom</i>
BER	10^{-12} a 10^{-15}	10^{-9}
Distancia	20 – 50 km	Varía con repetidores
No. Regeneradores/km	Grande	Pequeño
No. de reconexiones	250 – 500	< 100/el tiempo de vida

II. 8 Diagrama de Ojo.

Una forma rápida y simple, de determinar la calidad de una señal es analizando, en un osciloscopio, la morfología del trazo, o el “diagrama de ojo”, que resulta de la superposición de varios periodos de bits (Kartalopoulos, 2004; Keiser, 2003).

En particular, el diagrama de ojo es creado en el dominio del tiempo y revela la distorsión que sufre la señal así como sus características dinámicas, tales como el “*jitter*” asociado, la forma y tiempo de duración de los flancos de subida y bajada, la asimetría de la señal, los posibles sobretiros en los flancos de subida y bajada (*overshoot* y *undershoot*), las fluctuaciones de la amplitud; todas mostradas en la figura 4. Si la señal tiene un ruido pequeño y su amplitud instantánea es claramente reconocida como un “uno” o un “cero”, entonces la superposición de varios periodos de bits producirá un ojo abierto. Si el ruido y la distorsión son excesivos, entonces el ojo aparecerá perturbado y borroso (Kartalopoulos, 2004). Así, es posible relacionar al BER con la apertura del ojo.

Aspectos importantes del diagrama de ojo:

- La apertura vertical del ojo indica la diferencia en el nivel de los unos y ceros de la señal presente. Una mayor apertura hace más sencilla la discriminación de un nivel de cero y un uno.

- ♦ La apertura horizontal del ojo y el grosor de la línea por cruce de cero indica la cantidad de *jitter* presente en la señal. una apertura grande en este eje representa menor probabilidad de error en la señal.
- ♦ El mejor indicador de la calidad de la señal es simplemente la apertura del ojo. Mientras mayor sea esta apertura, será más fácil de detectar la señal y entre más pequeña sea esta apertura se presentan más errores. Cuando el ojo este casi cerrado será muy difícil o imposible determinar el valor de los datos de la señal.

Desde un punto de vista eléctrico, en el diagrama de ojo se tienen dos umbrales de corriente; uno para determinar el “uno” lógico $I_{1,min}$ y otro para determinar el cero lógico $I_{0,max}$, entonces la apertura del ojo es definida por:

$$E_{eye} = I_{1,min} - I_{0,max} \quad (3)$$

Si la diferencia de los valores máximos y mínimos para un bit 1 lógico (“marca”) es σ_1 y para un 0 lógico (“espacio”) es σ_0 y sus correspondientes valores medios son μ_1 y μ_0 , entonces el factor de calidad, Q, es definido como: (Keiser, 2003; Shapiro *et al.*, 2001):

$$Q = \frac{|\mu_1 - \mu_0|}{(\sigma_1 + \sigma_0)} \quad (4)$$

Por lo tanto el BER es definido como:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \quad (5)$$

donde *erfc* es la función de error complementaria. Dicha fórmula en conjunto con el diagrama de ojo se usará para el cálculo del BER en los próximos capítulos.

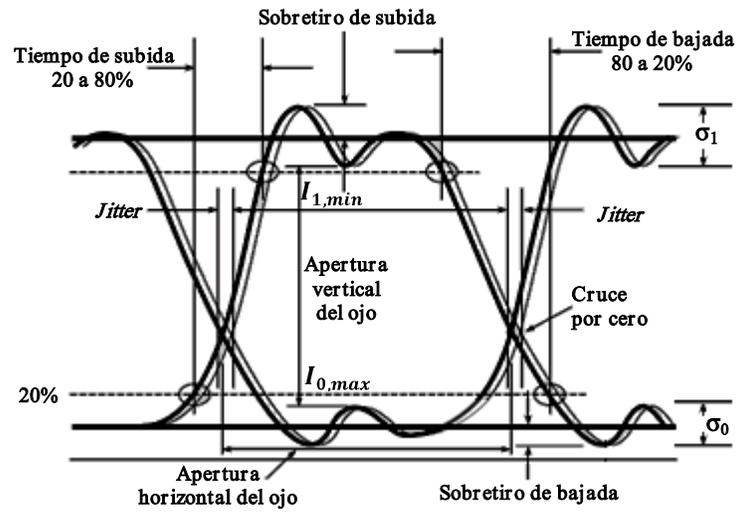


Figura 4. Morfología general de un diagrama de ojo. En este diagrama se muestra como se estima el *jitter*, los sobretiros de los flancos de subida y bajada así como sus tiempos de establecimiento, la longitud y apertura del ojo así como σ_1 y σ_0 .

Conversión de la longitud de onda basada en la modulación cruzada de la ganancia

III. 1 Introducción.

En este capítulo se describe la técnica que permite efectuar la conversión de la longitud de onda, utilizando la modulación cruzada de la ganancia dentro de un amplificador óptico de semiconductor. Además se discuten sus ventajas y desventajas y se presenta un modelo teórico que permite simular su comportamiento y desempeño, los cuales más tarde serán verificados experimentalmente.

III. 2 Teoría de la conversión de la longitud de onda basada en la modulación cruzada de la ganancia.

La conversión de la longitud de onda, basada en la modulación cruzada de la ganancia (XGM), dentro de un amplificador óptico de semiconductor es una de las técnicas más simple de implementar y tiene las ventajas de ser razonablemente eficiente e insensible a la polarización (siempre y cuando el AOS utilizado lo sea) (Lee *et al.*, 1999; Mao *et al.*, 1999; Tiago *et al.*, 2005).

Para realizar la conversión de longitud de onda completamente óptica utilizando la XGM se requieren dos haces, comúnmente llamados prueba o CW y control. El haz de control es de mayor potencia, contiene los datos que se desean transferir y debe presentar una modulación en amplitud (ASK¹⁹) en la longitud de onda original λ_c . El haz de prueba es de

¹⁹ Acrónimo del inglés: *Amplitude-Shift Keying*.

menor potencia, de onda continua (CW) y tiene la longitud de onda objetivo λ_p (Jin *et al.*, 2000; Marcenac y Mecozzi, 1997).

Dentro del AOS, la señal de control es amplificada, a través de la emisión estimulada, cuando la corriente de inyección establece una inversión de población en su región activa. La señal de control de gran potencia provocará una reducción significativa de la densidad de portadores N , que se traduce en una saturación de la ganancia. El consumo de la densidad de portadores causado por la señal incidente de control provoca irremediablemente una disminución de la ganancia de simple paso G_s , lo cual hace que el haz de CW sea menos amplificado. Específicamente, la ganancia de simple paso que afecta el haz CW se puede expresar como:

$$G_s = e^{[\Gamma \cdot g(\omega, N) - \alpha_i] \cdot L} \quad (6)$$

donde Γ es el factor de confinamiento, α_i son las pérdidas internas por unidad de longitud, L es la longitud del amplificador y $g(\omega, N)$ es la ganancia material (Durhuus *et al.*, 1992).

Nótese que la ganancia material $g(\omega, N_m)$ y el índice de refracción n del AOS son dependientes de la densidad de portadores y la longitud de onda de la señal de entrada. Efectivamente la ganancia material puede ser expresada como:

$$g(\omega, N_m) = a_m(N_m - N_o) - \gamma \left(\omega - \omega_p(N_m) \right)^2 \quad (7)$$

donde N_m representa a la densidad de portadores, N_o es la densidad de portadores en la transparencia²⁰, a_m y γ son constantes de ganancia, ω es la longitud de onda de la señal de entrada y ω_p es la frecuencia del pico de la curva de ganancia determinada por:

²⁰ Se presenta cuando la cantidad de fotones de un haz a la entrada del AOS es la misma a su salida.

$$\omega_p(N_m) = \omega_{po} + \frac{\partial \omega_p}{\partial N} (N_m - N_r) \quad (8)$$

siendo ω_{po} la frecuencia del pico de la curva de ganancia para la densidad de portadores de referencia N_r , y $\partial \omega_p / \partial N$ es considerada como constante (Durhuus *et al.*, 1992).

Asimismo, el índice de refracción está ligado a la ganancia material a través de la relación de Kramers-Kronig.

Dentro del amplificador, la ganancia variará en sincronía con la excursión de los datos que porta el haz potente de control. Es decir, cuando la señal de control presente un nivel alto “1”, este demandará un gran consumo de portadores, comprimiendo así la ganancia, por lo tanto la cantidad de portadores disponibles para amplificar la señal CW será muy pequeña y el índice de refracción aumentará como se observa en la figura 5. Cuando la señal de control tenga un nivel bajo “0”, el consumo de portadores será mínimo, aumentando así la ganancia que experimenta el haz CW y el índice de refracción disminuirá como se observa en la figura 5. Lo anterior da por resultado que se transfieran, en forma invertida, los datos del haz de control, de la longitud de onda λ_c , al de la prueba de longitud de onda λ_p (Contreras Torres y Gutiérrez Castrejón, 2005; Ghafouri-Shiraz, 2004; Ribeiro *et al.*, 2007). Cabe mencionar que la rapidez de este convertidor de longitud de onda es principalmente gobernada por el tiempo de vida de los portadores (típicamente 100 ps) (Connelly, 2002; Ghafouri-Shiraz, 2004; Shin *et al.*, 2001). Es decir, por el lapso que les toma a los electrones de la banda de conducción relajarse a la de valencia, cuando el dato de la señal de control pasa abruptamente de un nivel alto a uno bajo.

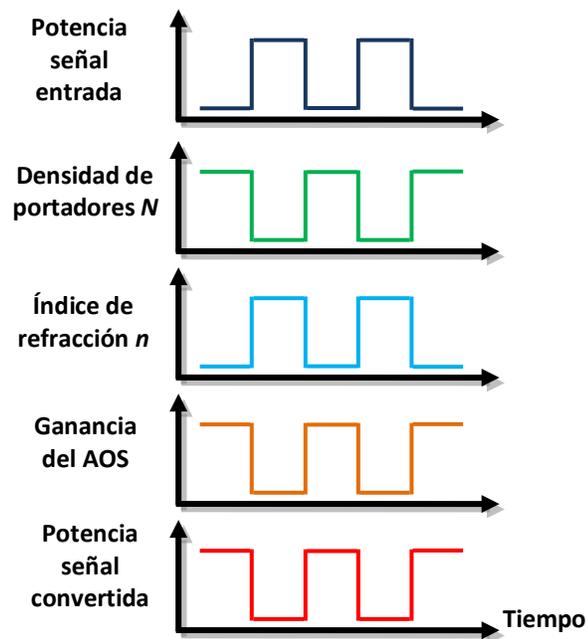


Figura 5. Representación grafica de las evoluciones en el tiempo de la potencia de la señal de datos, la densidad de portadores, el índice de refracción de la región activa, la ganancia del medio semiconductor y la potencia de la señal convertida en un convertidor de longitud de onda basado en la XGM (Campi y Coriasso, 2000).

Existen dos esquemas básicos para realizar la conversión de longitud de onda basada en la XGM que dependen de la dirección de propagación de los haces involucrados, a saber estos son en contra- y en co-propagación mostrados en la figura 6. En co-propagación se requiere un filtro en la salida del convertidor para aislar la señal convertida de la de datos o control (Campi y Coriasso, 2000; Durhuus *et al.*, 1996; Marcenac y Mecozzi, 1997; Obermann *et al.*, 1998). El esquema en contra-propagación tiene la ventaja de que no requiere que la señal convertida sea filtrada. Sin embargo, esta configuración es ineficiente cuando la tasa de bits, es tan alta, que dos bits pueden estar presentes dentro del AOS utilizado. Esto significa, que la propagación del haz CW, que viaja en dirección contraria al haz de control, observa una densidad de portadores perturbada por dos pulsos consecutivos de la señal de control (Marcenac y Mecozzi, 1997; Nettet *et al.*, 1998), en lugar de por uno sólo. Así, en un solo bit convertido, se tiene “traslapada” la información de dos bits de la señal de entrada.

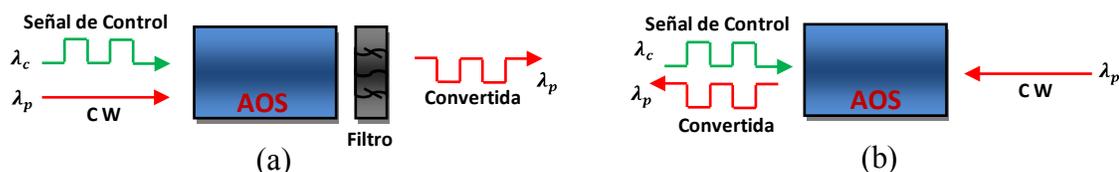


Figura 6. Configuraciones típicas utilizadas para realizar la conversión de la longitud de onda basada en la XGM. En (a) y (b) se muestran los esquemas en co-propagación y en contra-propagación, respectivamente.

Una característica importante de un convertidor de longitud de onda es obtener el mismo desempeño cuando la conversión se efectúa hacia una longitud de onda mayor (*Up-Conversion*) o hacia una menor (*Down-Conversion*). Un inconveniente más de la modulación cruzada de la ganancia es la mayor degradación de la tasa de extinción y el incremento de la tasa de bit erróneo (BER), en la señal convertida, que se obtiene cuando la conversión se efectúa hacia longitudes de onda mayores (Mao *et al.*, 1999). Efectivamente, cuando el haz de control tiene una longitud de onda cercana a la del pico de la curva de ganancia, éste recibirá mayor amplificación, causando que la ganancia se comprima con mayor profundidad y que su valor pico se desplace hacia una longitud de onda más grande. Por lo tanto, si el haz CW se encuentra en una longitud de onda menor, experimentará una mayor variación de ganancia y por lo tanto la señal convertida experimentará una mejor tasa de extinción. Cabe mencionar que esta tasa de extinción en conversión ascendente o descendente siempre se verá degradada por la emisión espontánea amplificada (ASE) (Ghafouri-Shiraz, 2004).

Otro aspecto relevante de destacar, es que la forma de los bits de la señal de control, así como los de la señal de prueba que están siendo transpuestos dentro del amplificador se deforman por el tiempo de respuesta del medio y por la saturación de la ganancia. Para entender este fenómeno es necesario aclarar que el tiempo de vida de los portadores en la banda de conducción es inversamente proporcional a la densidad de fotones que se encuentra dentro de la región activa del amplificador. Así, una menor densidad de fotones

producirá un tiempo de vida más grande, lo cual disminuye el tiempo de respuesta del medio, por lo tanto en el inicio del amplificador, los pulsos cuadrados de la señal de control saturan lentamente la densidad de portadores. De hecho, en la primera mitad del dispositivo (punto 1 de la figura 7) se crean, en la señal de prueba, pequeños y lentos flancos de bajada y subida. La lenta respuesta de los portadores en el inicio del amplificador, produce una distorsión de los pulsos ópticos, equivalente a la obtenida después de haberlos introducido a un filtro pasa altas. En la sección media del amplificador, los flancos de subida de los datos de la señal de control, ahora presentando una excursión más amplia, se amplifican fuertemente, gozando instantáneamente de toda la ganancia del medio. Sin embargo, la ganancia es inmediatamente comprimida y rápidamente adquiere un valor estable menor. Esta fenomenología produce que se generen sobretiros breves en los flancos de subida del haz de control, que causan una fuerte reducción instantánea de la densidad de portadores y de la ganancia del medio (punto 2 de la figura 7), lo cual genera una rápida caída de los flancos de bajada de la señal de prueba. De manera similar, cuando se presentan los flancos de bajada del haz de control, la señal de prueba incrementa abruptamente su potencia y comienza instantáneamente a consumir portadores, lo que sobre reduce la ganancia, en un lapso muy pequeño, y genera un sobretiro en el flanco de bajada del haz de control. Como los haces se acercan a la parte final del amplificador, la potencia del haz de prueba se incrementa y satura con mayor fuerza al medio. Por esta razón, los sobretiros que generan los flancos de subida del haz de prueba, en los flancos de bajada del haz de control, se reducen, ya que el nivel alto estable de los bits de la señal de prueba es ahora tan potente que la recuperación de la ganancia es muy pequeña (punto 3 de la figura 7) (Annetts *et al.*, 1997; Durhuus *et al.*, 1996; Marcenac *et al.*, 1995; Sun, 2002;). Además, al poseer una alta potencia la señal de prueba, sus flancos de subida tenderán a observar una sobre amplificación instantánea. En este caso, no se presentan sobre tiros, porque la señal de prueba viene con flancos de subida lentos que se formaron en el inicio del amplificador. Sin embargo, la forma de los bits de la señal de prueba se mejora, es decir sus flancos de subida se vuelven más abruptos.

Así, el contenido de bajas frecuencias de la señal de entrada es transferido al haz CW en la parte inicial del amplificador, mientras que las componentes de alta frecuencia son transferidas en la parte final del AOS (Durhuus *et al.*, 1996).

Por otra parte, la simultánea y desigual modulación de la ganancia y del índice de refracción que se suscita en el interior del amplificador, cuando la densidad de portadores es fluctuada por ambos haces, produce un fuerte *chirp* en la señal convertida. Es decir, los flancos de subida del haz de control producen una reducción instantánea en la densidad de portadores que genera un incremento rápido en el índice de refracción, lo que a su vez produce que la portadora de la señal de prueba se atrase progresivamente durante este breve tiempo. Este atraso progresivo en la portadora de la señal de prueba produce que induzcan en su flanco de bajada, que se está generando, componentes espectrales de bajas frecuencias. El caso inverso sucede para su flanco de subida donde se agregan componentes de alta frecuencia. Lo anterior se conoce como *chirp* y en este caso es positivo ya que en los flancos de bajada y subida, de la señal convertida, se generan las componentes espectrales de baja y alta frecuencia respectivamente. Es importante señalar que este *chirp* limita severamente la distancia en la que la señal convertida puede ser transmitida dentro de una fibra óptica ya que la dispersión cromática ensancha los bits y por tanto se aumenta considerablemente la tasa de error.

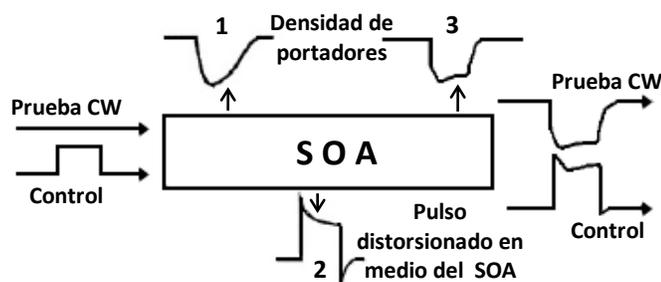


Figura 7. Representación esquemática de la perturbación, deformación y modulación que sufren la densidad de portadores, un bit de la señal de control y el haz CW, respectivamente, en un convertidor de longitud de onda basado en la XGM a lo largo del AOS utilizado (Marcenac *et al.*, 1995).

Normalmente, la distorsión que sufre la señal convertida lleva a una disminución de la apertura del diagrama de ojo, la cual además puede ser progresivamente degradada en la medida en que la tasa de bits se aumente y la respuesta de la ganancia del amplificador se comience a comprometer.

En resumen, las principales desventajas de esta técnica de conversión basada en la modulación cruzada de la ganancia son la inducción de un *chirp* elevado en la señal convertida, la obtención de una señal convertida con una tasa de extinción menor a la de la señal de entrada, inversión de los niveles de los bits de la señal convertida con respecto a los de la señal de entrada, desempeño diferente en conversión ascendente y descendente y distorsión de los bits en la señal convertida. Además, es importante señalar que esta técnica no es transparente al formato de modulación de la señal de entrada y sólo funciona para modulaciones en amplitud (Ezra *et al.*, 2007; Mao *et al.*, 1999; Chi *et al.*, 2001; Nettet *et al.*, 1998).

III. 3 Modelo teórico de la conversión de la longitud de onda mediante la Modulación cruzada de la Ganancia.

Para poder modelar la conversión de la longitud de onda basada en la modulación cruzada de la ganancia dentro de un AOS, es necesario, a partir de la señal de control, determinar la densidad de portadores y enseguida la ganancia del amplificador, ambas en el dominio del tiempo, para después estimar la amplitud instantánea de la señal convertida, no obstante, esto no es una tarea fácil ya que la densidad de portadores no permanece constante a lo largo de la región activa del amplificador. En efecto, la amplificación progresiva del haz de control produce que la densidad de portadores disminuya paulatinamente sobre el eje de propagación, haciendo que la ganancia se vuelva dependiente de la longitud de onda del AOS. Un método que permite determinar la distribución longitudinal de la densidad de portadores se basa en dividir al AOS en secciones imaginarias de densidad de portadores constantes. Así en cada sección se resuelve la ecuación de evolución siguiente:

$$\frac{dN_m}{dt} = \frac{I_m}{eV_m} - R(N_m) - [g(\omega, N_m)S_{m,sig} + a_m(N_m - N_o)S_{m,spont}] \frac{c}{n_{g,o}} \quad (9)$$

donde I_m es la corriente inyectada a la emésima sección, e es la carga del electrón, V_m el volumen de la región activa de la emésima sección m , $S_{m,sig}$ y $S_{m,spont}$ son las densidades de fotones de la señal de control y de la emisión espontánea, c es la velocidad de la luz y $n_{g,o}$ es el índice de grupo. En esta ecuación el coeficiente de recombinación $R(N_m)$ es definido como:

$$R(N_m) = c_1N + c_2N^2 + c_3N^3 \quad (10)$$

donde c_1 , c_2 y c_3 son constantes de recombinación.

Posteriormente se calcula la ganancia de cada sección, a través de la ecuación 7 y se determinan las densidades de fotones de las señales de control $S_{out,m}^{sig}$ y prueba $S_{out,m}^{pro}$ a la salida de cada sección por medio de las ecuaciones siguientes:

$$S_{out,m}^{sig} = S_{in,m}^{sig} \left(\bar{G}_{s,m}^{sig} - \frac{\Gamma \frac{\partial g_m^{sig}}{\partial N} L \bar{g}_m^{sig} v_g \tau_{e,m} \bar{S}_{in,m}^{sig}}{1 + j\omega_m \tau_{e,m}} \right) \quad (11)$$

$$S_{out,m}^{pro} = -S_{in,m}^{sig} \frac{\Gamma \frac{\partial g_m^{pro}}{\partial N} L \bar{g}_m^{sig} v_g \tau_{e,m} \bar{S}_{in,m}^{pro}}{1 + j\omega_m \tau_e} \quad (12)$$

donde τ_e es el tiempo de vida efectivo de los portadores en la banda de conducción, Γ el factor de confinamiento, \bar{g} la ganancia material, v_g la velocidad de grupo, ω la frecuencia angular, $\frac{\partial g}{\partial N}$ la ganancia diferencial, \bar{G}_s^{sig} la ganancia de simple paso y L la longitud del AOS.

En el modelo, las densidades de fotones de las señales de control y prueba a la salida de la sección $m-1$ ($S_{out,m-1}^{sig}$ y $S_{out,m-1}^{pro}$) son las densidades de fotones de entrada en la sección m ($S_{in,m}^{sig}$ y $S_{in,m}^{pro}$), excepto para la sección 1 donde las densidades de fotones de entrada son las producidas por las potencias de las señales que inciden en el amplificador. Asimismo, las densidades de fotones de las señales de control y prueba, a la salida de la última sección, son las densidades de fotones de salida del amplificador de las señales de control y convertida.

Es interesante notar que dado que la expresión que se encuentra dentro del paréntesis de la ecuación 11 es positiva, entonces las fluctuaciones en amplitud de la señal de prueba, gobernadas por la ecuación 12, siempre estarán fuera de fase con respecto a las de la señal de control (regidas por la ecuación 11). Lo anterior en concordancia con lo explicado en párrafos anteriores. Asimismo, la ecuación 11, que permite determinar la densidad de fotones de salida de la señal de control, tiene la forma de una función de transferencia de un filtro pasa altas, mientras que la ecuación 12, que rige a la densidad de fotones de la señal convertida, tiene la forma de un filtro pasa bajas. Es decir, que las ecuaciones 11 y 12 serán capaces de predecir la deformación de los bits de las señales de control y de prueba que se observan a la salida del amplificador. En el primer caso, agregando sobretiros en los flancos de subida y de bajada y en el segundo suavizando o alentando su establecimiento.

En este trabajo de tesis, este modelo fue utilizado para predecir la forma que tendrán los bits, a la salida del AOS bajo estudio, de las señales de control y prueba cuando se efectúa la conversión de la longitud de onda basada en la XGM en un esquema co-propagativo en “*down-conversion*”. En particular, se simula la inserción de una trama de datos de 12.5 Gb/s y se superponen las tramas de bits de salida, resultantes en la señal de control y convertida, para determinar sus respectivos diagramas de ojo teóricos. Lo anterior permite calcular teóricamente la tasa de bits erróneos de cada señal a la salida del amplificador. En las simulaciones se consideró un amplificador de 2 mm de longitud, alimentado con una corriente de 500 mA y atacado con un haz CW de 0 dBm así como con un haz de control,

cuyos niveles altos y bajos fueron de +8 y -16 dBm, respectivamente. Además, se asumió que el pico de la curva de ganancia del amplificador, sin perturbación óptica, se encuentra en 1530 nm y que las longitudes de onda de las señales de control y CW fueron de 1532.68 y 1528.77 nm, respectivamente. De acuerdo a las especificaciones de la longitud de onda de canales para DWDM, en la recomendación ITU-T Rec. G.694.1, 2002.

En la figura 8 se observa la trama de la señal de control a la entrada del amplificador, la cual es perfectamente cuadrada y con tiempos de bit bien definidos.

La figura 9 muestra la señal convertida mediante la XGM, la cual es una réplica invertida y filtrada pasa bajas de la señal de control (figura 8). En esta señal se puede observar que algunos de los pulsos son de mayor amplitud que otros, debido al tiempo de respuesta del AOS, el cual es gobernado por el tiempo de vida de los portadores. De hecho, cuando en varios ciclos de reloj se presentan transiciones continuas de unos y ceros, el tiempo de respuesta del amplificador no es lo suficientemente rápido para que la señal convertida alcance su nivel máximo antes de que se vea forzada a regresar a su nivel bajo, dando por resultado bits de más baja amplitud. Esta situación puede producir que los niveles alto y bajo, de la señal convertida, se salgan de sus umbrales de detección y se genere un error en la detección de los bits de la señal convertida.

En la figura 10 se muestra la señal de control a la salida del AOS, la cual presenta, como se esperaba, sobretiros tanto en los flancos de subida, como en los de bajada.

Finalmente, efectuando una superposición de los bits de la señal convertida a la salida del amplificador, se obtiene la figura 11, que es el diagrama de ojo teórico de esta señal. En esta figura se puede observar un ojo abierto y es posible determinar los tiempos de subida y de bajada, el *jitter*, la apertura del ojo, la variación en amplitud de los niveles altos y bajos, etc. Estos datos permiten calcular teóricamente el factor Q y por lo tanto el BER teórico esperado, que en este caso es de 8.15×10^{-13} de acuerdo a la ecuación 5.

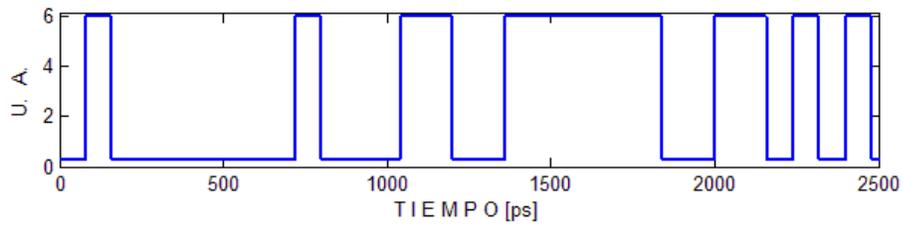


Figura 8. Trama de datos de entrada, de la señal de control, utilizada para predecir el comportamiento de un convertidor de longitud de onda co-propagativo, basado en la XGM dentro de un AOS.

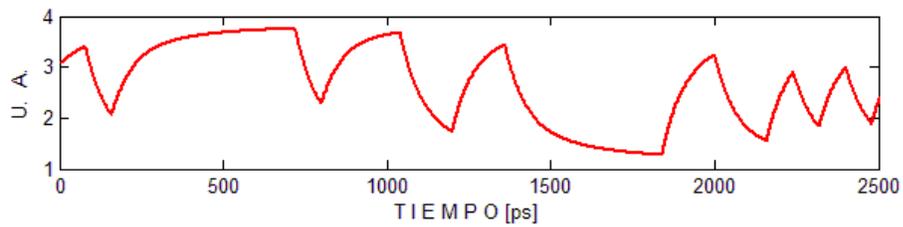


Figura 9. Trama de datos de la señal convertida, calculada a la salida del AOS utilizado para simular la respuesta de un convertidor de longitud de onda co-propagativo, basado en la XGM.

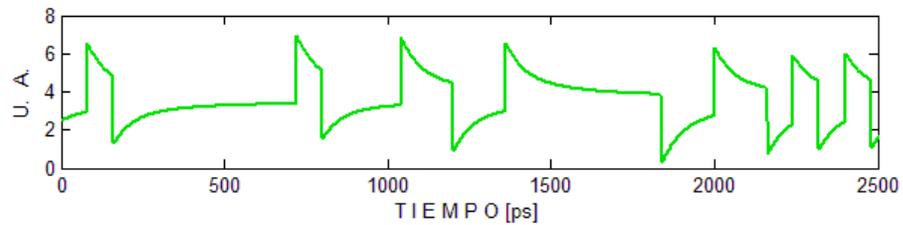


Figura 10. Trama de datos de la señal de control, calculada a la salida del AOS utilizado para simular la respuesta de un convertidor de longitud de onda co-propagativo, basado en la XGM.

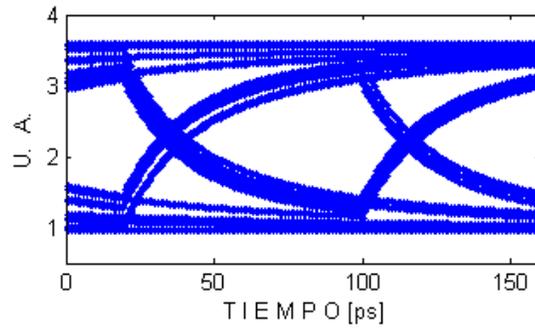


Figura 11. Diagrama de ojo obtenido a través de superponer tramas de datos de la señal convertida, la cual fue calculada a la salida del AOS utilizado para simular la respuesta de un convertidor de longitud de onda co-propagativo, basado en la XGM.

Capítulo IV

Estudio de la conversión de la longitud de onda basada en la modulación cruzada de la ganancia

IV. 1 Introducción.

En este capítulo se presentan los parámetros típicos del AOS utilizado, para efectuar la conversión de la longitud de onda mediante la XGM, tanto en forma estática (control sin modulación) como con una señal de control modulada a 12.5 Gb/s. Además, se caracteriza el esquema implementado para efectuar tal función y se eligen las condiciones de operación que proporcionan el mejor desempeño del convertidor en base al diagrama de ojo y al BER, de la señal convertida, calculados después de pasar a ésta por 10 y 20 km de fibra óptica. Para finalizar, se efectúa una comparación entre los resultados experimentales obtenidos para la conversión de longitud de onda, basada en la XGM, con los resultados teóricos emanados del formalismo presentado en el capítulo III.

IV. 2 Características del AOS utilizado.

El AOS utilizado es un Amplificador Óptico Reforzador (Boster Optical Amplifier–BOA) de InP/InGaAsP de la marca COVEGA, serie BOA-589 (1004-15-0-0-S-A-A) mostrado en la figura 12. Su estructura es de pozos cuánticos y se encuentra en un empaquetado tipo mariposa estándar de 14 patas que contiene un enfriador termoeléctrico y un termistor de 10 k Ω . El dispositivo está acoplado con fibras ópticas lentilladas (*pig-tails*), de polarización preservada a su entrada, y estándar a su salida.



Figura 12. AOS empaquetado de tipo mariposa de 14 patas utilizado.

Para que el AOS opere adecuadamente se debe controlar tanto su corriente de alimentación como su temperatura. Para tal efecto, se cuenta con una fuente de corriente externa LDC-3700B Series (*Laser Diode Controller*) de la marca ILX Lightwave, y con un controlador de temperatura TEC 2000 (*Thermoelectric Temperature Controller*) de la marca Thorlabs. A través de estos equipos se consigue establecer una corriente de 500 mA en una temperatura de 20 °C como lo recomienda el fabricante.

En la figura 13 se presenta el espectro de la emisión espontánea amplificada (ASE) que sale por una de las facetas del AOS, operando bajo las condiciones antes descritas.

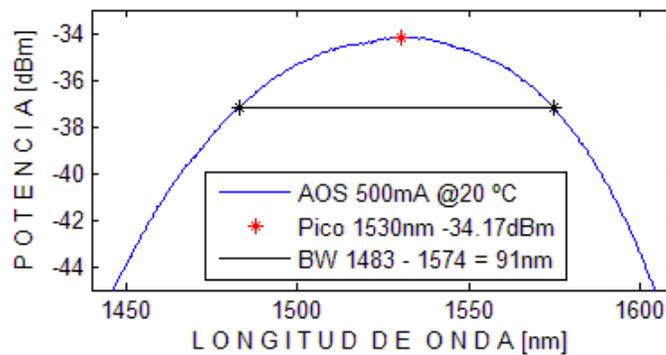


Figura 13. Espectro de emisión espontánea amplificada (ASE).

El espectro de la ASE presentado en esta figura fue obtenido a través de un analizador de espectro óptico Hp 70004A, en ausencia de señal óptica de entrada al amplificador. Este espectro, que es muy cercano al de la ganancia del amplificador dado que éste es de una gran longitud (2 mm), permite identificar el ancho de banda de amplificación y la longitud de onda en donde se encuentra el pico de ganancia. Estos parámetros se encuentran enlistados en la Tabla II y son importantes porque permiten seleccionar las longitudes de onda de las señales ópticas que se emplean para llevar a cabo la conversión de la longitud de onda mediante la XGM.

Tabla II. Parámetros típicos del AOS bajo estudio obtenidos de la hoja de especificaciones del fabricante (Covega catalogo, 2007. Rev C) y de las mediciones efectuadas.

Amplificador óptico de semiconductor BOA-589 (1004-15-0-0-S-A-A)				
Temperatura = 20 °C, I _{OP} =500 mA				
Parámetro	Nom.	Fabricante	Medición	Unidad
Corriente de operación	I _{OP}	600	500	mA
Longitud de onda del pico del espectro de la ASE	λ_C	1532.1	1530	Nm
Ancho de banda óptico 3 dB	BW	100.5	91	Nm
Potencia de saturación de salida @ -3 dB	P _{SAT}	14.5	18	dBm
Ganancia en pequeña señal @ P _{in} =-20dBm	G	26.5	22	dB
Riso del pico de ganancia (p-p) @ I _{OP}	δG	0.09	0.06	dB
Figura de Ruido	NF	6.9	7.25	dB
Dependencia a la polarización	PER	20	20	dB
TEC Operación @ T = 25°C				
- Corriente del TEC	I _{TEC}	0.29		A
- Resistencia del Termistor	R _{TH}	10 K		Ω

IV. 3 Medición de la Ganancia en pequeña señal del AOS.

Uno de los principales parámetros de los AOSs, es la ganancia en pequeña señal, qué en este amplificador es calculada fibra a fibra. Para realizar esta medición, se utiliza el banco experimental de la figura 14. En particular, se determina tanto la potencia de entrada, proveniente de una señal CW que se inyecta al AOS bajo estudio, como la de salida y se aplica la formula siguiente:

$$G (dB) = P_{out} (dBm) - P_{in} (dBm) \quad (13)$$

donde P_{out} y P_{in} son las potencias de las señales de salida y entrada, respectivamente.

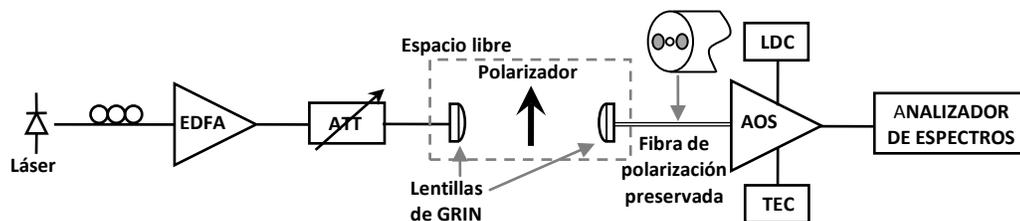


Figura 14. Banco experimental para realizar el cálculo de la ganancia en pequeña señal del AOS utilizado.

En este experimento se utiliza un EDFA para amplificar la señal del haz CW centrado en la longitud de onda del pico de la curva de ganancia (1530 nm). Con el atenuador óptico variable se controla su potencia de inyección desde -40 hasta +4 dBm. Cabe mencionar que el haz CW es pasado por espacio libre antes de ser inyectado a la fibra de entrada del AOS para poder determinar y controlar su estado de polarización. En efecto, dado que la ganancia del amplificador empleado es dependiente del estado de polarización de la señal de entrada, ésta tiene que ser inyectada con una polarización definida. Para establecer el estado de polarización del haz CW a la entrada de la fibra de inyección se emplea un controlador de polarización y un polarizador lineal en espacio libre colocado entre dos

fibras terminadas en lentillas de GRIN, siendo la salida de polarización preservada. La polarización de elije lineal horizontal (o vertical), la cual coincide con el eje lento (o rápido) de las fibras de salida del arreglo en espacio libre y de entrada al AOS. Lo anterior permite excitar el modo TE (o el TM) dentro del amplificador. Posteriormente se efectúa la medición de la potencia de la señal de salida con el analizador de espectro óptico es de polarización preservada, esta fibra conservara la polarización presente en su entrada hasta llegar a la región activa del SOA. La medición de la potencia de la señal de salida se realiza con un analizador de espectro óptico Hp 70004 y se calcula la ganancia en pequeña señal, empleando la fórmula 13, lo cual arroja los resultados mostrados en la figura 15.

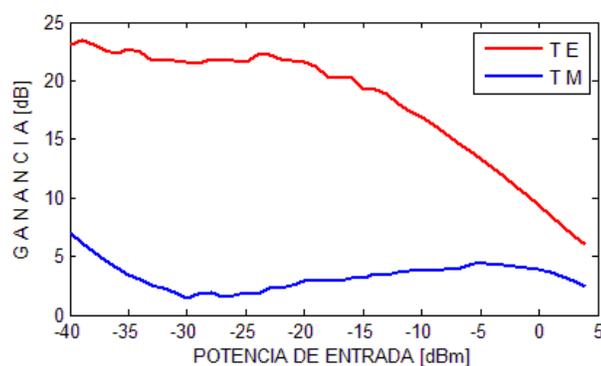


Figura 15. Ganancias para los modos de propagación TE y TM del AOS bajo estudio.

En la figura 15 se observa claramente que hay una diferencia de aproximadamente 20 dB en la ganancia en pequeña señal para los estados de polarización correspondientes a los modos TE y TM. Comprobada esta dependencia de la ganancia del AOS con el estado de polarización de la señal de entrada, se hace ahora un barrido en la potencia de entrada pero con diferentes longitudes de onda, como se muestra en la figura 16. En esta figura se demuestra que para diferentes longitudes de onda de la señal de entrada se tiene una potencia de salida similar, debido al gran ancho de banda del amplificador.

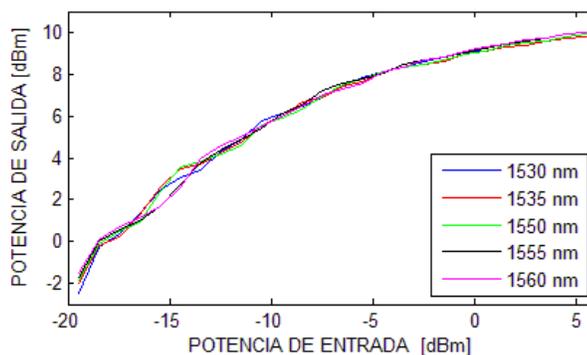


Figura 16. Potencia de salida del SOA para diferentes longitudes de onda y potencias de la señal de entrada.

IV. 4 Caracterización estática de la modulación cruzada de la ganancia.

Para obtener los parámetros óptimos para llevar a cabo la conversión de la longitud de onda mediante la XGM, se implementó el banco experimental de la figura 17, en el cual se hacen incidir, en co-propagación dos haces CW dentro del AOS antes descrito mediante un acoplador óptico 50/50. Estos haces simulan a los de control y CW utilizados para efectuar la conversión. Es importante señalar que se eligió el esquema en co-propagación dado que éste presenta una mayor eficiencia en grandes tasas de bits (Durhuus *et al.*, 1996). Por otra parte, el haz que simula al control es de mayor potencia que el CW y sus niveles alto (“1”) y bajo (“0”) serán establecidos al activar y desactivar el EDFA.

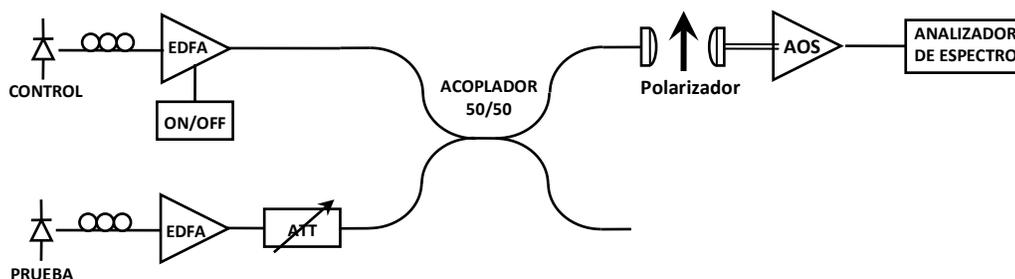


Figura 17. Banco experimental para caracterizar a la XGM en estado estático.

En la figura 18 se muestran dos espectros capturados a la salida del AOS que permiten determinar la Tasa de Extinción del haz convertido, (antes CW). Primero se inyecta sólo el haz CW con una longitud de onda de 1550 nm, una potencia de -40 dBm y un estado de polarización lineal horizontal (TE). Estos parámetros dan como resultado un haz convertido de potencia pico de -16.06 dBm el cual se puede apreciar en el espectro de color azul mostrado en la figura 18. Después se inyecta el haz de control con una longitud de onda de 1555 nm, una potencia de +3 dBm y una polarización TE, lo que da por resultado que su potencia pico de salida sea de +8.2 dBm. La presencia del haz de control, modifica el espectro de salida, ahora representado con un trazo rojo en la figura 18. En efecto, este haz consume una gran cantidad de portadores, lo que disminuye la ganancia que observa el haz CW, reduciendo así la potencia de éste hasta -23.2 dBm. Es decir, la potencia del haz de control, a través de la XGM, fluctúa la potencia del haz CW imprimiéndole una tasa de extinción de 7.14 dB.

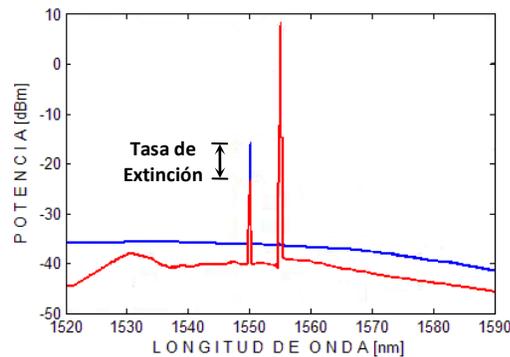


Figura 18. Espectros obtenidos a la salida del AOS que permiten la detección de la tasa de extinción del haz convertido. El trazo de color azul representa el haz CW y el trazo de rojo representa al CW y control simultáneamente, alcanzando una tasa de extinción de 7.14 dB.

A continuación se rota el estado de polarización lineal de entrada del haz CW, de 0° (TE) a 180° en pasos de 20 grados, con el objeto de observar su repercusión en la tasa de extinción del haz convertido y así obtener la polarización de entrada del haz CW en la que se presenta el mayor efecto de la XGM. El haz de control se mantiene en una polarización TE, dado

que es justo en ésta en donde el AOS presenta la mayor ganancia y por lo tanto donde se suscita el mayor consumo de portadores. Los resultados son mostrados en la figura 19.

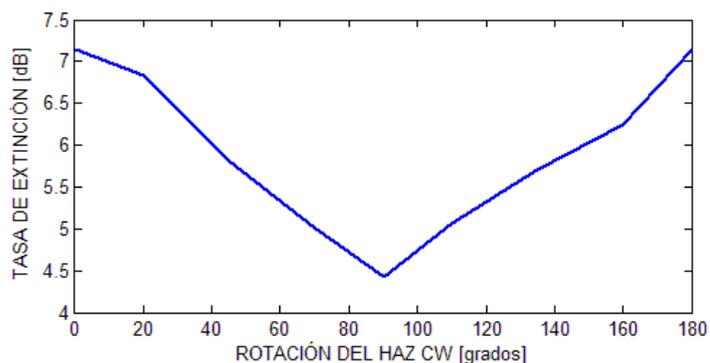


Figura 19. Tasa de Extinción del haz convertido para diferentes inclinaciones del estado lineal de polarización del haz CW.

Como se observa en esta figura, la mayor tasa de extinción alcanzada se obtiene cuando los haces de control y CW presentan un estado de polarización lineal horizontal (TE). Por lo tanto, este estado de polarización será impuesto en los haces de control y CW para realizar el proceso de la conversión de la longitud de onda en base a la modulación cruzada de la ganancia.

Un parámetro muy importante y que debe ser tomado en cuenta en la XGM es la colocación espectral óptima de los haces de control y CW. Para determinar este parámetro, se realizaron varias mediciones de la tasa de extinción del haz convertido para diferentes longitudes de onda de los haces de control y CW, el haz de control se fija en las longitudes de onda de 1530, 1535 y 1550 nm. Para cada una de estas posiciones espectrales, la longitud de onda del haz CW se desplaza 4 nm de manera creciente y decreciente, a partir de una longitud de onda separada un nanómetro de la del haz de control. Lo anterior se efectuó como descrito para poder filtrar los haces de control y convertido a la salida del convertidor. Los resultados son mostrados en la figura 20, en donde la línea discontinua vertical central representa la posición espectral relativa del haz de control, y los trazos de

color representan la tasa de extinción para las diferentes separaciones espectrales relativas que se obtuvieron entre los haces de control y CW. En particular, los trazos azul, rojo y verde son las tasas de extinción obtenidas cuando el haz de control fue colocado en 1530, 1535 y 1550 nm, respectivamente.

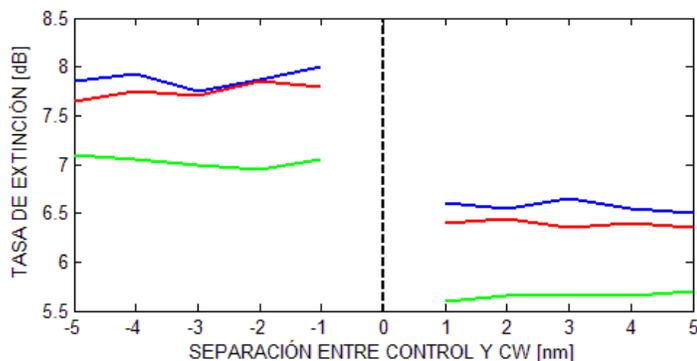


Figura 20. Tasa de Extinción del haz convertido para diferentes separaciones espectrales de los haces de control y CW. El trazo de color azul representa la tasa de extinción al colocar el haz de control en 1530 nm, el rojo en 1535 nm, el verde en 1555 nm y el signo negativo y positivo a longitud de onda menor y mayor que la del haz de control, respectivamente.

Como se puede apreciar, el haz CW presenta tasas de extinción mayores, para la misma separación espectral, cuando se encuentra colocado en una longitud de onda menor a la del control (conversión descendente). Esto se debe a que el haz de control, al consumir portadores, provoca que el pico de la curva de ganancia del AOS se desplace hacia longitudes de onda mayores. De esta manera, el haz CW observa una mayor supresión de la ganancia y por tanto una mejor tasa de extinción. Es interesante notar que para ambos casos, conversión ascendente y descendente, las curvas de las tasas de extinción generan trazos casi planos, lo que pone en manifiesto la existencia de una tasa de extinción constante para las separaciones espectrales estudiadas.

Otro parámetro importante a considerar es la relación de potencias que debe existir entre los haces de control y CW. En particular, se ha dicho que el haz CW debe ser más débil, pero no en qué grado, por lo que se realiza un experimento para obtener la mejor tasa de

extinción, en el haz convertido, cuando la potencia del haz de control es mantenida constante en +2.5 dBm y la del haz CW es fluctuada desde -30 a +2 dBm. Para tal efecto, se utilizó el banco experimental de la figura 17 y se ajusto paulatinamente la atenuación proporcionada por el atenuador óptico. El experimento se repitió para las tres parejas de longitudes de onda de los haces de control y CW (1530 y 1526 nm, 1534 y 1530 nm y 1555 y 1551 nm, respectivamente) que arrojaron las mejores tasas de extinción en el experimento reportado en la figura 21. Los haces de control y CW fueron linealmente copolarizados con una orientación a 0° (TE). Los resultados son mostrados en la figura 21, en la cual se observa que la mejor tasa de extinción se obtiene cuando la potencia del haz CW es de -25 dBm y su longitud de onda es de 1526 nm, mientras que la del haz de control es de 1530 nm.

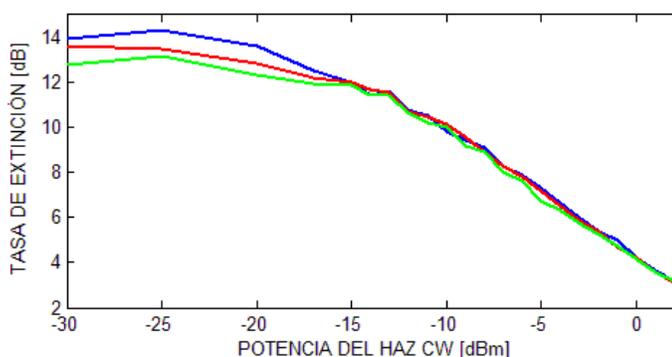


Figura 21. Tasa de extinción del haz convertido para diferentes potencias del haz CW y el control de +2.5 dBm. El trazo de color azul representa a la tasa de extinción cuando el haz de control y CW se colocan en 1530 y 1526 nm, el de rojo en 1534 y 1530 nm y el de verde en 1555 y 1551 nm, respectivamente.

En resumen se puede establecer que cuando el haz de control presenta una potencia de +2.5 dBm, una longitud de onda cercana a la del pico de la curva de ganancia y una polarización lineal horizontal, la tasa de extinción del haz convertido se maximiza ajustando la polarización, potencia y longitud de onda del haz CW a una lineal horizontal, a -25 dBm, y a una inferior próxima a la longitud de onda del haz de control, respetivamente. Con estos

parámetros es posible inducir en el haz convertido una tasa de extinción, en estado estático de hasta 14.3 dB.

IV. 5 Conversión de la longitud de onda basada en la XGM con señal de control modulada a 12.5 Gb/s.

En base a los resultados obtenidos para la conversión de la longitud de onda, mediante la XGM en forma estática, ahora ésta se realizará con una señal de control modulada en intensidad con una tasa de bits de 12.5 Gb/s. En las figuras 22 y 23 se muestran un diagrama esquemático del convertidor y una fotografía del banco experimental de este dispositivo implementado en el laboratorio de comunicaciones ópticas, respectivamente.

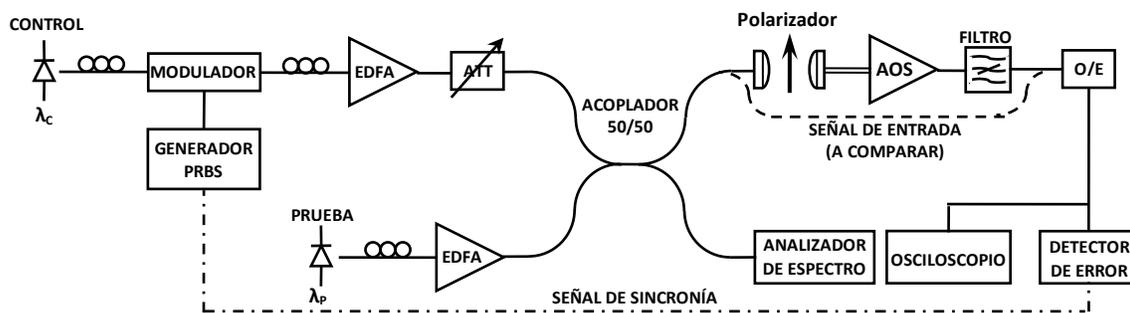


Figura 22. Esquema del convertidor de longitud de onda basado en la XGM con una señal de control modulada pseudoaleatoriamente en intensidad a 12.5 Gb/s.

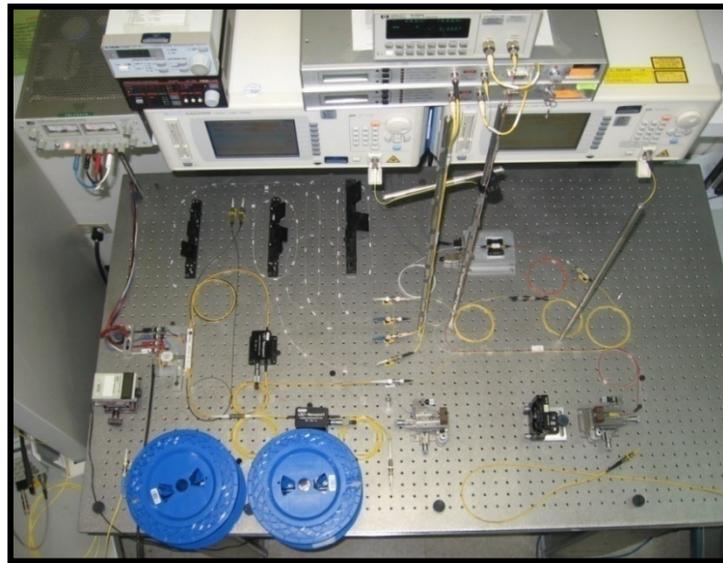


Figura 23. Fotografía del banco experimental del convertidor de longitud de onda basado en la XGM con una señal de control modulada pseudoaleatoriamente en intensidad a 12.5 Gb/s.

En este experimento, los datos que se introducen a la señal de control son proporcionados por un generador de secuencias binarias pseudoaleatorias de la marca Anritsu a una tasa de bits de 12.5 Gb/s, con una longitud de palabra de $2^{15}-1$ (32,767 bits). En particular, estos “datos eléctricos” manejan a un modulador de niobato de litio MX-LN-10 de la marca Photline Technologies, donde la señal de control es modulada en intensidad. Cabe mencionar que este dispositivo es dependiente del estado de polarización, por lo que fue necesario manipular la polarización de entrada del haz de control, con un controlador de polarización, para lograr la mayor tasa de extinción posible a la salida del modulador. La señal de salida del modulador se hace pasar por otro controlador de polarización para sintetizar un estado de polarización lineal horizontal en el polarizador que se coloca antes de la fibra de inyección al AOS utilizado. La potencia de la señal de control es reducida por la atenuación que exhibe el proceso de modulación, las pérdidas que existen en los conectores y el acoplador 50/50 que fue utilizado para insertar simultáneamente los haces de control y CW dentro del AOS. Por tal motivo, fue necesario amplificar la señal de control a través de un EDFA y atenuar convenientemente su salida para obtener el valor óptimo de potencia en el que el convertidor opera de manera más eficiente. Por otra parte,

el haz CW se hace pasar por un controlador de polarización para aparear su estado de polarización, a la entrada del AOS, con la del haz de control (polarización TE) y se amplifica con un EDFA para compensar las pérdidas inducidas por los conectores y el acoplador.

Antes de ser insertadas dentro del AOS, las señales de control y CW son introducidas a un arreglo en espacio libre donde se encuentra un polarizador que les impone un estado de polarización lineal horizontal estable. La orientación de dicho estado de polarización está en coincidencia con la del eje lento de la fibra birrefringente que se encuentra a la entrada del AOS. Al coexistir ambas señales dentro del amplificador se produce la modulación cruzada de la ganancia, y por lo tanto en su salida se encontrará la señal de control amplificada y la que era CW, ahora la convertida, tendrá transpuestos los datos. Dado que en la salida del AOS están presentes las dos señales y además la ASE, éstas se introducen a un filtro óptico que únicamente permite el paso de la señal convertida así como de la ASE que alcanza a pasar por la ventana de transmisión del filtro (1 nm). La salida del filtro es convertida a una señal eléctrica y entonces, es comparada con una señal de referencia que contiene el mismo patrón pseudoaleatorio de modulación. Para tal efecto, la señal de referencia es extraída de la salida invertida del generador de señales pseudoaleatorias y un detector de error, de la marca Anritsu (MP1764A), en sincronía con este equipo realiza la comparación, proporcionando a su vez la cantidad de bits erróneos que se encontraron en la señal convertida. Es decir, este aparato es capaz de proporcionar la BER, la cual es evaluada para distintas potencias de la señal de entrada de control.

Por otra parte la señal convertida es también desplegada en el osciloscopio y capturada a través del puerto GPIB²¹ de este aparato con la ayuda de una computadora y un instrumento virtual elaborado en LabView. En seguida, se manipula el osciloscopio para obtener el diagrama de ojo, el cual es también capturado y almacenado en forma digital para determinar, con esta herramienta, la BER.

²¹ Acrónimo del inglés: *General-Purpose Instrumentation Bus*. Puerto de comunicación para conectar dispositivos de prueba y medida con equipos que los controlen como una computadora.

Iniciando el proceso de la conversión de la longitud de onda mediante la XGM con una señal de control modulada, en base a los resultados óptimos obtenidos en el proceso de la conversión en estado estático, la señal convertida no se manifestaba como se esperaba, siendo ésta apenas perceptible en el osciloscopio digital. Por lo tanto, se realizó un barrido en la potencia promedio del haz CW, de -9 a +1 dBm, consiguiendo una notable mejoría de la señal convertida, la cual se es mostrada en la figura 24.

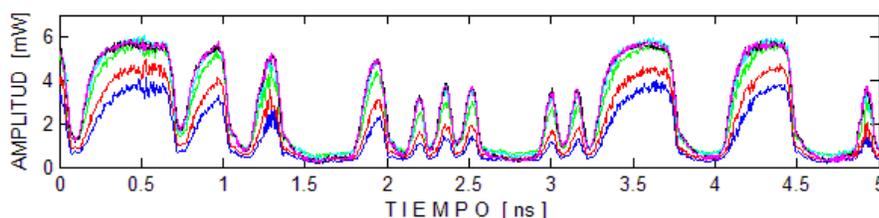


Figura 24. Señal convertida basada en la XGM, con una potencia de la señal de control de +2.5 dBm y diferentes potencias de la señal de sonda de: -9 (azul), -6 (rojo), -3 (verde), -1 (cian), 0 (negro) y +1 (magenta).

En la figura 24 se observa que al aumentar la potencia promedio del haz CW, se acrecentó la tasa de extinción de la señal convertida, presentando la mayor tasa de extinción cuando la potencias fueron de +2.5 y 0 dBm, para las señales de control y CW, respectivamente.

Para comenzar con la presentación de los resultados, en la figura 25(a) se muestra el espectro de las señales de control y CW antes de entrar al AOS. Como se puede observar, el haz de control, con los datos impresos, presenta una potencia promedio de +2.5 dBm y una longitud de onda de 1532.68 nm, mientras que la potencia del haz CW fue de 0 dBm y su longitud de onda de 1528.77 nm. En la figura 25(b) se muestra el espectro de la salida del AOS, donde ambos haces están amplificados y los datos ya se encuentran transpuestos en el haz convertido. En este caso, el haz de control y el haz convertido presentan una potencia promedio de +6.2 dBm y +5.5 dBm, respectivamente. Finalmente en la figura 25(c) se presenta el espectro de salida del convertidor, capturado justo después del filtro mostrado en el esquema de la figura 22. En este espectro se puede notar que el haz de control ha sido

eliminado por completo y la señal convertida presenta una potencia promedio de aproximadamente 0 dBm.

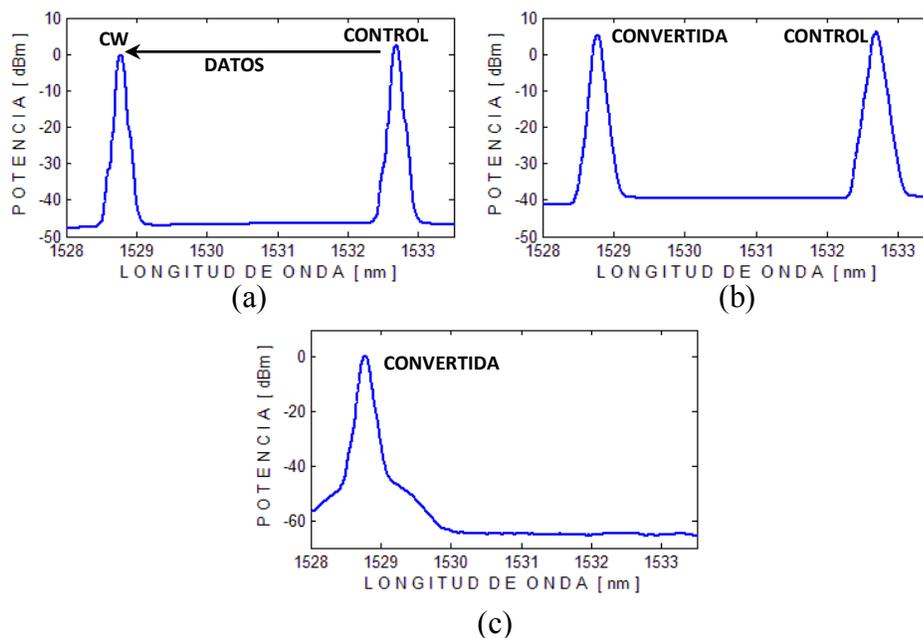


Figura 25. Espectro de las señales que intervienen en el proceso de conversión de la longitud de onda basada en la XGM. (a) Señales de control y CW antes de entrar al AOS. (b) Señales de control, convertida y la ASE a la salida del AOS. (c) Señal convertida a la salida del convertidor.

Al realizar el proceso de la conversión de la longitud de onda basada en la XGM, se observó que al reducir la potencia promedio de la señal de control, la señal convertida presentaba un comportamiento más estable, en cuanto a sus niveles altos (“1”). De donde se toma que, la mejor morfología en cuanto a la discrepancia de los niveles de los “unos” y “ceros”, resulta de introducir una señal de control con una potencia promedio de 0 dBm, con valores altos y bajos de +8 y -16 dBm, respectivamente. En complemento con una señal de prueba o CW con potencia promedio de 0 dBm.

Por lo que, en la figura 26 se muestra la señal de control capturada a la entrada del AOS, la cual está modulada en intensidad a 12.5 Gb/s y posee una tasa de extinción de 7.7 dB, una potencia promedio de 0 dBm y una longitud de onda de 1532.68 nm.

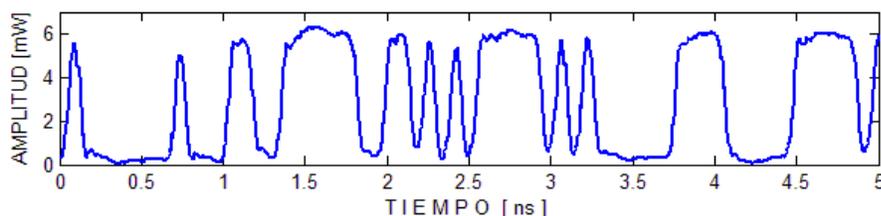


Figura 26. Visualización de 5 ns de la trama pseudoaleatoria de la señal de control introducida en la entrada del AOS.

Asimismo, en la figura 27 se muestra la señal convertida, la cual efectivamente, contiene una réplica invertida de la trama de datos que posee la señal de control mostrada en la figura 26. No obstante, la tasa de extinción de la señal convertida resulto ser de 2.25 dB en el peor de los casos. Es decir, se genero una degradación entre las tasas de extinción de la señal de control de entrada y convertida de salida de 5.45 dB (29%), provocada por una fluctuación temporal de las amplitudes de los niveles “1” y “0” de los bits de esta última señal. Lo anterior es atribuible al tiempo de respuesta de la ganancia del AOS, el cual fluctúa entre 100 y 200 ps y depende de la potencia óptica instantánea que se encuentra dentro del AOS. Por tal motivo, este experimento confirma que, en un convertidor basado en la XGM, existe una gran dependencia entre la tasa de extinción de la señal convertida y el patrón de bits de la señal de control.

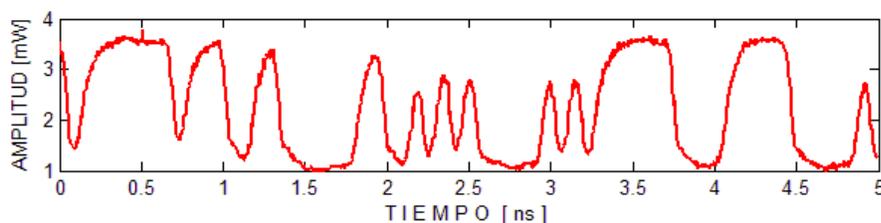


Figura 27. Visualización de 5 ns de la trama pseudoaleatoria de la señal de salida del convertidor de longitud de onda basado en la XGM.

Para corroborar el resultado de la conversión de la longitud de onda basada en la XGM, en la figura 28 se muestran simultáneamente las señales de control de entrada y la convertida de salida. En esta figura se demuestra que la señal convertida tiene un formato en amplitud inverso al de la señal de control de entrada, es decir contiene los mismos datos pero los “unos lógicos” son los “ceros lógicos” y viceversa.

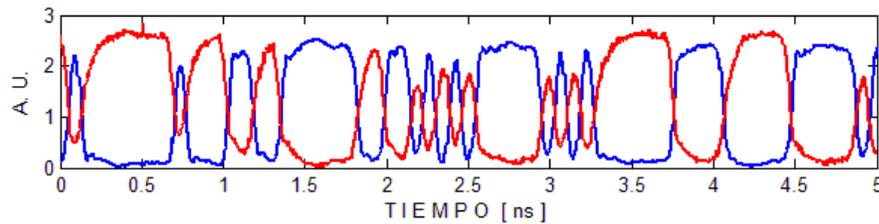


Figura 28. Visualización de 5 ns de las tramas pseudoaleatorias sincronizadas de las señales de control de entrada (trazo azul) y convertida (trazo rojo).

IV. 6 Diagramas de ojo de la señal convertida del convertidor de longitud de onda basado en la XGM.

En los experimentos efectuados se pudo observar que al disminuir la potencia óptica de la señal de control de entrada se producía una reducción en la tasa de extinción de la señal convertida, así como su BER. De esta manera, fue necesario investigar el desempeño del convertidor, utilizando como parámetro de evaluación la BER de la señal convertida de salida en función de la potencia de entrada de la señal de control. Para tal efecto, se realizaron diversas mediciones del diagrama de ojo de la señal convertida de salida, el cual permite la estimación de la BER. Es importante aclarar que el analizador de error Anritsu MP1764A, con el que cuenta el laboratorio de comunicaciones ópticas, puede proporcionar directamente la BER de la señal convertida de salida. Sin embargo, en este trabajo, aparte de determinar la BER con el citado detector de error, también se efectuó su estimación

indirecta a través de la medición del diagrama de ojo de la señal convertida de salida. Lo anterior se llevó a cabo de esta manera para poder comparar, en todas sus etapas, esta estimación experimental con la teórica, la cual está basada justamente en la simulación del diagrama de ojo de la señal convertida de salida (ver capítulo IV).

En particular, los diagramas de ojo experimentales fueron adquiridos con el osciloscopio digital HP54120B, siendo la potencia de la señal CW de entrada de 0 dBm y su longitud de onda de 1528.77 nm. Por otra parte, la señal de control de entrada fue introducida con una longitud de onda de 1532.68 nm y su potencia óptica promedio fue fluctuada de 0 a -11 dBm. En la figura 29 se muestran seis diagramas de ojo de la señal convertida de salida, como resultado de diferentes potencias de la señal de control de entrada. En estos diagramas de ojo se puede observar que al reducir la potencia de la señal de control se reduce la apertura del ojo y por lo tanto se aumenta la BER de la señal convertida de salida.

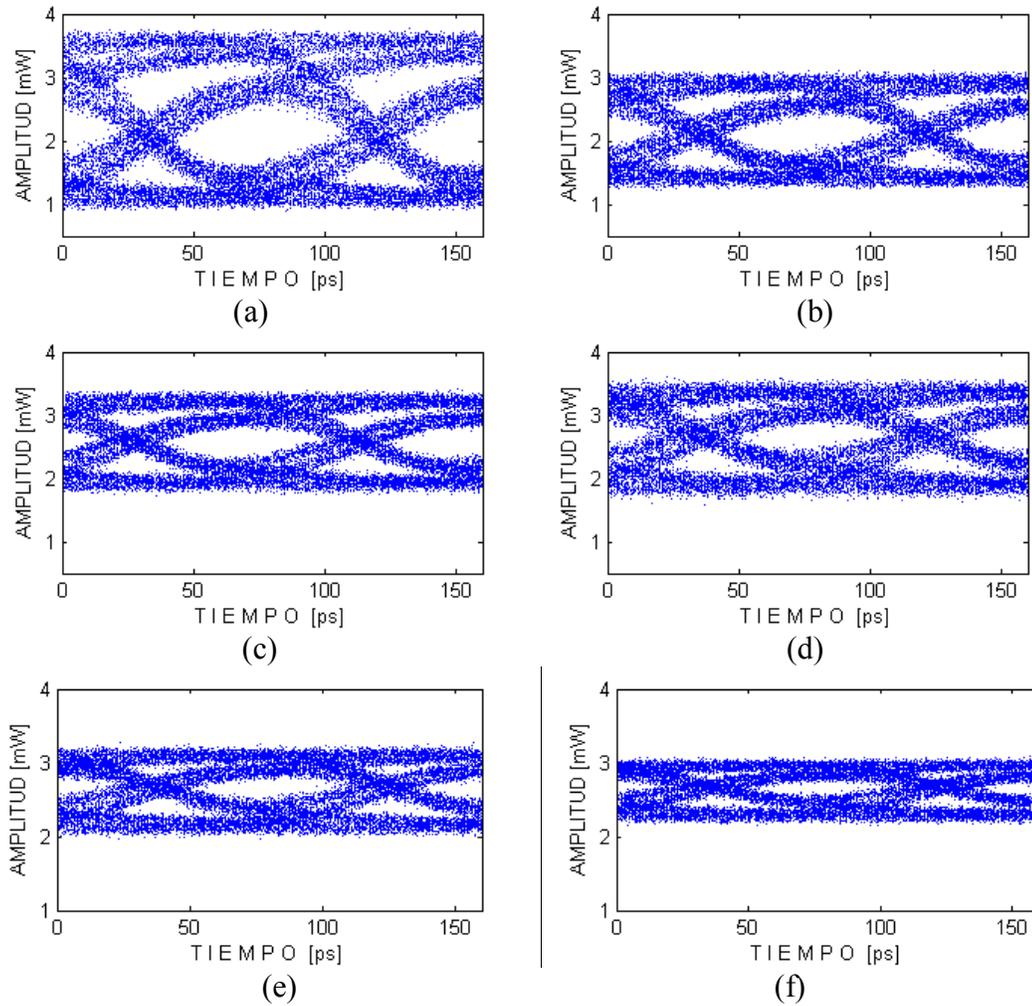


Figura 29. Diagramas de ojo de la señal convertida de salida, obtenidos experimentalmente, para diferentes potencias de la señal de control de entrada. Las potencias de la señal de control de entrada y la BER resultante fueron respectivamente de: (a) 0 dBm y 1×10^{-15} , (b) -3 dBm y 1×10^{-6} , (c) -5 dBm y 2.9×10^{-5} , (d) -7 dBm y 4.6×10^{-4} , (e) -9 dBm y 2.75×10^{-6} , (f) -11 dBm y 1.37×10^{-2} .

IV. 7 Comparación de los diagramas de ojo experimentales y teóricos de la señal convertida.

En la figura 30 se muestran los diagramas de ojo tanto experimentales como teóricos para diferentes niveles de potencia de la señal de control. En estos diagramas se puede observar una reducción en la apertura del ojo conforme la potencia del haz de control es disminuida. Específicamente, las potencias de la señal de control de entrada y la BER resultantes fueron, para cada uno de los resultados experimentales de la figura 30, los siguientes: (a) 0 dBm y 1×10^{-15} , (c) -4 dBm y 5.8×10^{-6} , (e) -8 dBm y 1.15×10^{-3} , (g) -11 dBm y 1.37×10^{-2} . Asimismo, para los resultados teóricos los valores de estos parámetros fueron los siguientes: (b) 0 dBm y 5×10^{-17} , (d) -4 dBm y 2×10^{-6} , (f) -8 dBm y 4.4×10^{-4} y (h) -11 dBm y 2.1×10^{-3} .

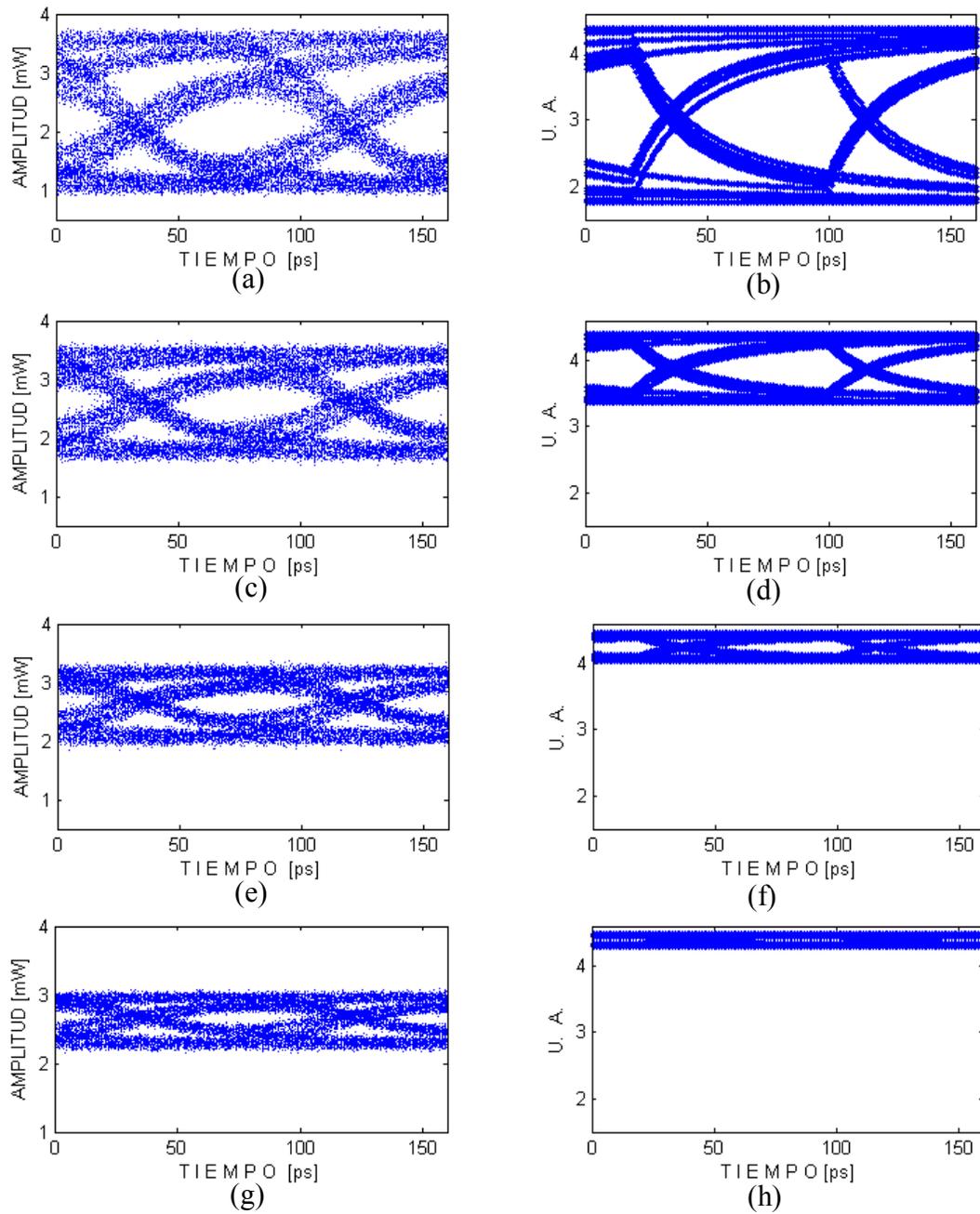


Figura 30. Diagramas de ojo de la señal convertida obtenidos en forma experimental (columna de la izquierda) y teórica (columna de la derecha).

Para tener una mejor comparación de los resultados experimentales con los teóricos, en la figura 31 se muestra la BER, tanto teórica como experimental, de la señal convertida contra la potencia promedio de la señal de control.

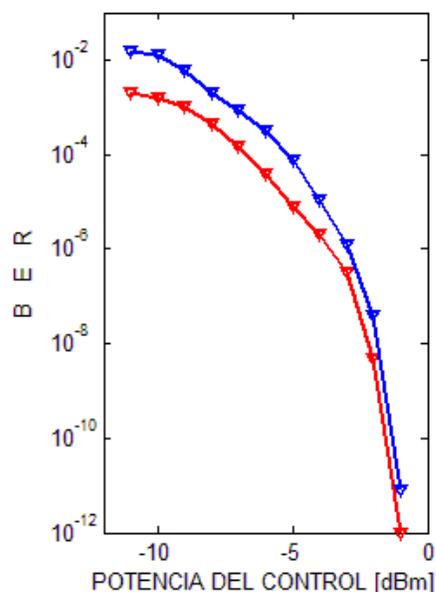


Figura 31. BER de la señales convertida de salida experimental (trazo azul) y teórica (trazo rojo) en función de la potencia de entrada de la señal de control.

Como se puede apreciar en la figura anterior existe un muy buen acuerdo entre los resultados del modelo propuesto y los experimentales. A continuación y con el objeto de verificar los resultados experimentales, en el banco de la figura 22 se sustituye el osciloscopio digital por un analizador de error marca Anritsu MP1764A. Este equipo es conectado en sincronía con el generador de patrones pseudoaleatorios que proporciona la señal que maneja al modulador del haz de control. De esta manera, se tiene una medición del número de errores que presenta la señal convertida de salida debido al proceso de la conversión de la longitud de onda mediante la XGM. Estos valores son registrados en la figura 32, en la cual se muestra la BER de la señal convertida contra la potencia promedio de la señal de control.

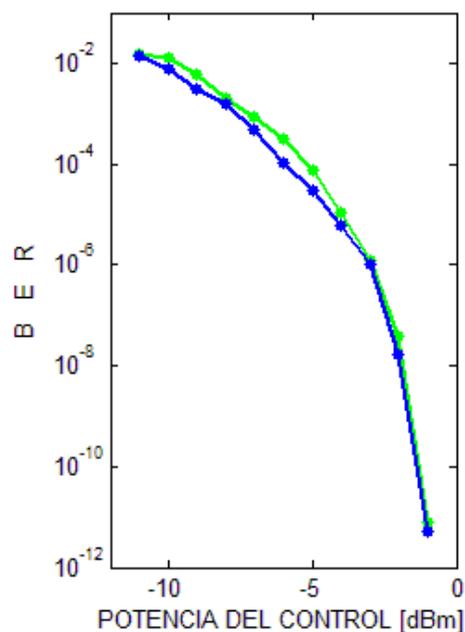


Figura 32. BER de la señal convertida de salida en función de la potencia de entrada de la señal de control. Los trazos de color azul y verde representan la BER obtenida a partir de los diagramas de ojo experimentales y del detector de error Anritsu, respectivamente.

IV. 8 Penalización por el proceso de conversión de la longitud de onda.

En el proceso de conversión de la longitud de onda se tiene una penalización de potencia para alcanzar una BER establecida de acuerdo a las necesidades del sistema de comunicación. Para conocer la penalización de la conversión se debe de hacer una comparación de la BER de la señal convertida con la de la entrada. Por lo tanto, se tuvo que realizar la medición de la BER de la señal de sonda de entrada, antes de entrar al AOS, como se observa en la figura 22 con línea discontinua en la salida superior del acoplador. En la figura 33 se muestra la BER de las señales de sonda de entrada y la convertida de salida contra la potencia de la sonda de entrada. La penalización de este proceso de conversión es de 11.45 dB para una BER de 1×10^{-12} y de 11.2 dB para 1×10^{-9} . Esta penalización se incrementa drásticamente cuando la señal convertida viaja a través de 10 y 20 km de fibra óptica estándar. Llegando a alcanzar un valor de 18 dB para una BER de

1×10^{-3} y potencia de +2 dBm del control para 10 km y un valor no registrable para 20 km. Esta penalización significa que si la señal de control de entrada cuenta con una BER de 1×10^{-12} y potencia de -12.21 dBm, para obtener a la salida del convertidor esta misma BER se requiere aumentar la potencia de esta a -0.8 dBm.

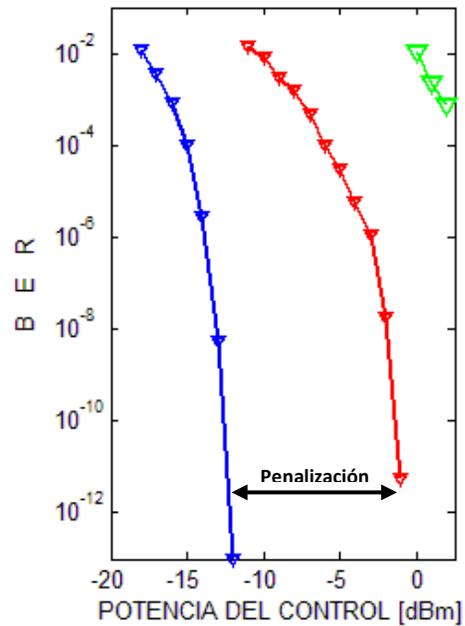


Figura 33. BER de las señales de control de entrada, convertida a la salida y después de viajar 10 km de fibra estándar para observar la penalización en cada una de ellas, representadas por los trazos de color azul, rojo y verde, respectivamente.

IV. 9 BER de la señal convertida después de viajar por 10 y 20 km de fibra óptica.

Después de obtener la señal convertida de mejor posible tasa de extinción y BER, la cual resultado de colocar las señales CW y de control de entrada con longitudes de onda de 1528.77 y 1532.68 nm y ambas con potencia de 0 dBm, respectivamente, ahora ésta se hace pasar por tramos de fibra óptica estándar monomodo (SMF²²-28) de 10 y 20 km. Lo anterior con el objeto de observar la degradación de la BER ocasionada por la dispersión cromática de las fibras por las que viajará la señal convertida, la cual contiene componentes espectrales de baja y alta frecuencia, con respecto a la frecuencia de su portadora, en sus flancos de bajada y subida, respectivamente (*chirp*). En la figura 34 se muestra el esquema utilizado para este experimento donde se puede apreciar que la señal convertida es introducida a un tramo adicional de fibra óptica para luego ser convertida de óptica a eléctrica y así ser insertada a un osciloscopio y a un detector de error.

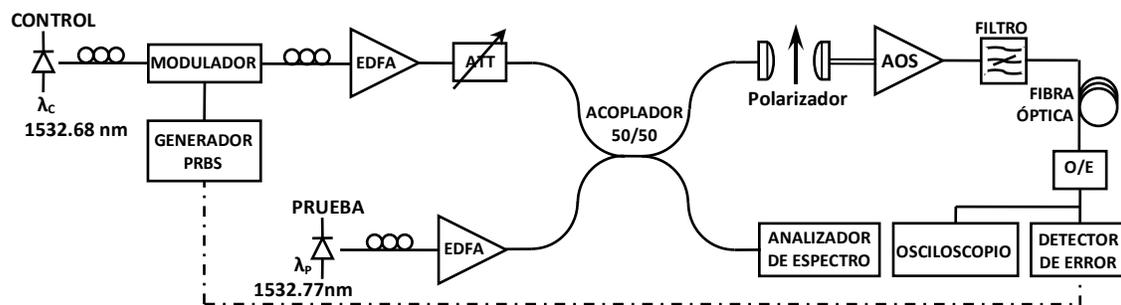


Figura 34. Esquema utilizado para determinar la degradación de la BER de la señal convertida después de pasar por tramos de fibra óptica estándar monomodo de 10 y 20 km.

En las graficas (a) y (b) de la figura 35 se observa la señal convertida después de pasar por 10 y 20 km de fibra óptica, respectivamente. En estas gráficas se aprecia la degradación de la morfología de los bits de la señal convertida ocasionada por la dispersión cromática de la

²² Acrónimo del inglés: *Single-Mode optical Fiber*.

fibra. Este efecto provoca una reducción en la tasa de extinción de la señal convertida del 80% (0.94 dB) y del 95.5% (0.21 dB) cuando esta es transmitida a través de 10 y 20 km, respectivamente.

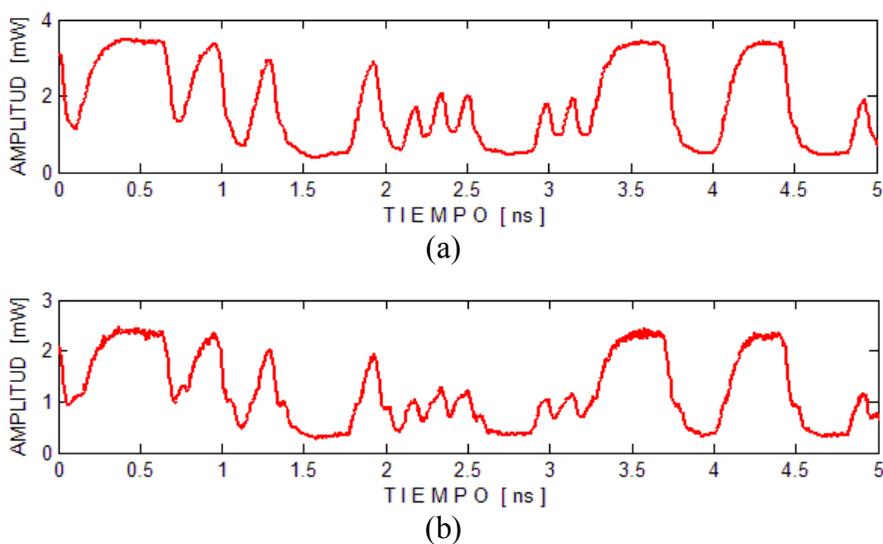


Figura 35. Visualización de 5 ns de la trama pseudoaleatoria de la señal convertida después de viajar por (a) 10 km y (b) 20 km, de fibra estándar monomodo.

Por otra parte en la figura 36 se muestran los diagramas de ojo de la señal convertida después de pasar por los tramos de fibra de 10 y 20 km. Como se puede apreciar en ambos casos, el “*chirp* positivo” del proceso de conversión, característico en un convertidor de longitud de onda basado en la XGM, y la acción de la dispersión cromática sobre la señal convertida dan por resultado diagramas de ojo distorsionados. Cabe mencionar que el detector de error fue incapaz de sincronizarse y así efectuar la medición de la BER cuando la señal convertida recorrió 20 km de fibra, asimismo, el diagrama de ojo de la señal convertida resultó casi cerrado y muy deformado. En efecto, el *chirp* inducido en la señal convertida hace que la distancia que ésta pueda recorrer por una fibra óptica estándar se reduzca considerablemente, ya que la dispersión cromática de ésta produce que los bits de la señal convertida se ensanchen y eventualmente se traslapen. Es decir, la dispersión

cromática adelanta y atrasa a las componentes espectrales de baja y alta frecuencias que se encuentran contenidas en los flancos de bajada y subida, respectivamente, de la señal convertida. El resultado es una interferencia entre símbolos (ISI²³) que provoca que se pierda la información que lleva la señal convertida. Específicamente la BER para la señal convertida después de pasar por 10 km de fibra aumentó considerablemente a 7.38×10^{-4} y en el caso de atravesar 20 km la BER fue máxima, es decir un error por bit.

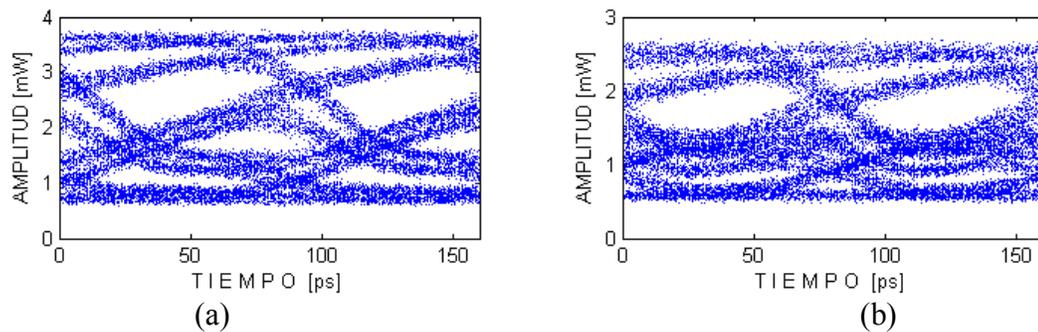


Figura 36. Diagramas de ojo de la señal convertida después de viajar por (a) 10 y (b) 20 km de fibra óptica estándar.

²³ Acrónimo del inglés *InterSymbol Interference*

Conversión de la longitud de onda basada en la mezcla de cuatro ondas

V. 1 Introducción.

En este capítulo se describe la técnica que permite efectuar la conversión de la longitud de onda, utilizando la mezcla de cuatro ondas (FWM) dentro de un amplificador óptico de semiconductor. Además se discuten sus ventajas y desventajas, se presenta un modelo teórico que permite simular su comportamiento y desempeño, los cuales más tarde serán verificados experimentalmente.

V. 2 Teoría de la conversión de la longitud de onda basada en la mezcla de cuatro ondas.

La mezcla de cuatro ondas es un proceso coherente no lineal, relacionado a la dinámica de los portadores inter- e intra-banda que ocurre dentro de un AOS, provocado por dos campos ópticos. En particular, estos campos son una fuerte bomba CW, de frecuencia angular ω_p , y una señal de sonda (o prueba) más débil de frecuencia ω_s , ambas con el mismo estado de polarización y reunidas por un acoplador antes de ser introducidas al amplificador. La señal de batimiento, resultante de la interferencia de estas ondas en el acoplador, modula la ganancia y el índice de refracción de la región activa del AOS a la frecuencia de desacuerdo ($\omega_s - \omega_B = \Omega$). La modulación de estos parámetros genera el establecimiento de una ganancia y un índice dinámicos que modulan tanto la amplitud como la fase de los campos de las señales de bomba y sonda. Lo anterior deriva en la aparición de armónicos de modulación, siendo llamados, los de primer orden, señales conjugada y engendrada con frecuencias $\omega_B - \Omega = \omega_C$ y $\omega_S + \Omega = \omega_E$, respectivamente, como se ilustra en la figura 37.

Es decir, las señales conjugada y engendada se generan en los lados libres de las señales de bomba y sonda, respectivamente (Kikuchi *et al.*, 1992; Politi *et al.*, 2006; Syvridis, 2000;)

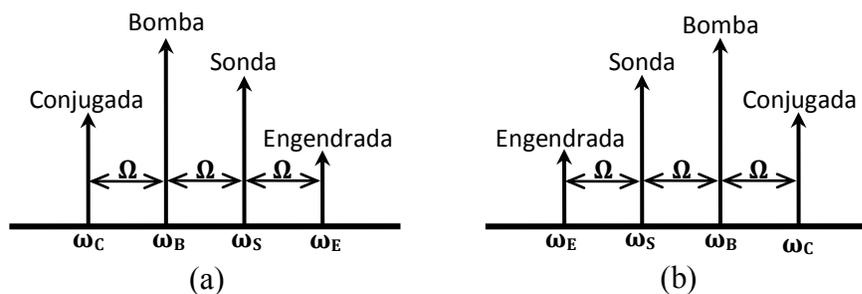


Figura 37. Representación espectral de las señales de bomba, de sonda y de los armónicos de modulación generados dentro de la región activa del AOS conocidos como señales conjugada y engendada. (a) Señal de sonda con frecuencia mayor a la bomba y (b) Sonda con frecuencia menor a la bomba.

La señal conjugada recibe este nombre debido a que su fase es de signo opuesto al de la señal de sonda. Esto significa que el espectro de la señal conjugada es una réplica invertida, pero desplazada en frecuencia, del de la señal de sonda. Es importante señalar que la amplitud del campo eléctrico de la señal conjugada es proporcional al producto del cuadrado de la amplitud del campo de la señal de bomba por la amplitud del campo de la señal de sonda. Esto se puede interpretar como un proceso en donde por cada dos fotones de la señal de bomba interactúan un fotón de la señal de sonda y uno de la señal conjugada. Por esta razón algunos consideran a este fenómeno como un proceso de mezcla de cuatro ondas (FWM) (Keiser, 2003; Ilyas y Mouftah, 2003). Análogamente, se puede modelar la interacción que existe entre las señales de bomba, sonda y señal engendada como otro proceso de cuatro ondas, aunque en el presente trabajo se hace únicamente interesado en el proceso que involucra a la señal conjugada, por el hecho de que esta es más potente que la engendada.

La generación de nuevos campos, a través de un proceso de FWM implementado dentro de un AOS, puede ser usada para muchas aplicaciones, incluyendo la conversión de la longitud de onda, la compensación de la dispersión cromática de las fibras, la instrumentación de puertas lógicas y demultiplexadores totalmente ópticos, etc. (Connelly, 2002; Geraghty *et al.*, 1997).

En nuestro caso nos interesa la aplicación de la conversión de la longitud de onda, para tal efecto hay que notar que los armónicos que se generan dentro del AOS, lo hacen cuando ambos haces de bomba y sonda se encuentran presentes dentro del amplificador. Así, si un campo es de onda continua (bomba) y el otro (sonda) se encuentra modulado en intensidad con datos, la amplitud de los armónicos adquirirá fielmente el formato de modulación de éste último, pero evidentemente en una longitud de onda distinta que dependerá de la frecuencia de desacuerdo (D'Ottavi *et al.*, 1997; Nettet *et al.*, 1998; Uskov *et al.*, 1994). En la figura 38 se ilustra una configuración típica de un convertidor de longitud de onda basado en la mezcla de cuatro ondas dentro de un AOS. En el esquema se emplea un filtro óptico pasa-banda para eliminar las señales no deseadas y obtener solamente la señal conjugada (convertida) (Ilyas y Mouftah, 2003; Nettet *et al.*, 1998).

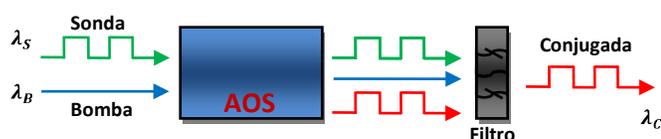


Figura 38. Configuración típica utilizada para realizar la conversión de la longitud de onda basada en la mezcla de cuatro ondas.

La conversión de la longitud de onda basada en la mezcla de cuatro ondas desarrollada dentro de un AOS ofrece importantes ventajas comparada con otras técnicas. Estas incluyen la capacidad para efectuar la conversión de onda multicanal, puede alcanzar tasas de bits que exceden los 100 Gb/s, es la única técnica transparente al formato de modulación y

exhibe una simple implementación. Además, permite compensar la dispersión cromática y la auto modulación de la fase que sufre la señal al propagarse a través de una fibra óptica estándar (Keiser, 2003; Kim *et al.*, 1999; Nesses *et al.*, 1998; Soto Ortiz y D. Erasme, 1998).

V. 3 Mecanismos no lineales que intervienen en la mezcla de cuatro ondas.

Como ya se explicó anteriormente, la mezcla de cuatro ondas dentro de un AOS es desencadenada por la modulación a la frecuencia de desacuerdo, tanto del índice de refracción, como de la ganancia en la región activa del AOS, que origina el batimiento de las señales de bomba y sonda. Los mecanismos no lineales que permiten esta modulación del medio semiconductor rigen la dinámica de su ganancia y de su índice de refracción y los más significativos son (Diez *et al.*, 1997; Jia *et al.*, 2007; Politi *et al.*, 2006; Soto Ortiz y D. Erasme, 1998):

1. Formación de un hoyo espectral (SHB²⁴).
2. Calentamiento de portadores (CH²⁵).
3. Modificación de la densidad de portadores.

Para explicar estos mecanismos, nos basaremos en una gráfica de la distribución de energía de los portadores en la banda de conducción. En particular, esta grafica tiene representado en su eje “y” a las energías posibles que los electrones de la banda de conducción pueden poseer. Por otra parte en su eje “x” se encuentra representado el numero de electrones de la banda de conducción (N) que se encuentra dentro de un diferencial de energía (dE) infinitesimalmente pequeño. En efecto, el principio de exclusión de Pauli establece que en un sistema atómico un estado cuántico de energía definida no puede ser ocupado simultáneamente por más de un electrón. De esta manera, un punto sobre la grafica

²⁴ Acrónimo del inglés: Carrier density modulation.

²⁵ Acrónimo del inglés: Dynamic carrier heating.

explicada anteriormente permite conocer el número de electrones de la banda de conducción que existe en un diferencial infinitesimalmente pequeño (abscisa) centrada en una energía específica (ordenada). Esta grafica se conoce también como distribución de Fermi, es ilustrada en la figura 39(a), en un tiempo que llamaremos “inicio” y es obtenida a partir de la ecuación siguiente:

$$NdE = SdE[f(E)] = SdE \left[\frac{1}{e^{(E-E_0)/K_B T} + 1} \right] \quad (13)$$

donde N es la densidad de portadores, dE es el diferencial de energía, $f(E)$ la distribución de Fermi, $E - E_0$ es la energía de transición, K_B es la constante de Boltzmann, T es la temperatura, y S la densidad de estados de energía, la cual depende del material semiconductor y de las concentraciones de sus contaminantes.

V. 3. 1 Mecanismo de un hoyo espectral.

La formación de un hoyo espectral (SHB) es la creación de una “hendidura” en la distribución de energía de los electrones provocada por un fuerte consumo de electrones, por emisión estimulada, en una energía determinada. Para llevar a cabo la formación de este hoyo espectral, se hace incidir dentro del amplificador, por ejemplo, un solo pulso potente muy breve que posee además un espectro muy fino (lo más cercano posible a una delta de Dirac), por lo que la mayoría de sus fotones tienen una energía muy cercana a la energía “ E ”. Esta energía de los fotones es escogida de tal manera que coincida con la energía de transición de los electrones de la banda de conducción a la de valencia, cuya cantidad sea la mayor posible dentro de un diferencial infinitesimal dE . Es decir, el pulso consumirá electrones de la parte central de la “panza” de la distribución de energía ilustrada en la figura 39(a), donde efectivamente, se encuentra la energía que produce la mayor ganancia. Así, en el instante en que el pulso incide dentro del amplificador, habrá un enorme consumo de portadores de energía de transición igual a la energía de los fotones $E = h\nu$. Ya que este

consumo se lleva a cabo en un tiempo mucho muy inferior al tiempo en que tarda en entrar un nuevo electrón (del orden de 100 ps), a través de la corriente de inyección, se crea un hoyo en la distribución de energía de los portadores como se muestra en la figura 39(b). No obstante, los electrones que se encuentran ya insertados dentro del medio semiconductor, por la corriente de inyección, forman un gas de relativa alta energía en donde se suscitan colisiones portador-portador. El resultado general de estas colisiones, que se efectúan de manera individual entre los portadores, es que un electrón adquiere más energía de la que tenía antes del evento y el otro la pierde. Los electrones que pierden energía pueden entonces ocupar uno de los estados de energía que se liberaron al formarse el hoyo espectral, colmándolo o bien regularizando la distribución de energía de los portadores. Este proceso se lleva a cabo en un tiempo característico igual al tiempo de vida de las colisiones portador-portador, el cual es del orden de 50 fs. No obstante, dado que hay electrones que aumentaron su energía y otros que la perdieron por las colisiones portador-portador, la distribución de energía tiene un “cuello” más ancho y una “panza” más delgada, como se puede observar en la figura 39(c). Es decir, las distribuciones de energía de las figuras 39(a) y (c) no son iguales y por tanto las ganancias en cada una de las energías representadas en estas graficas tampoco lo son. En otras palabras, la fenomenología descrita es capaz de modificar la ganancia material del amplificador en todas las energías permitidas en un tiempo del orden a los 50 fs.

Debido a que la ganancia material está directamente relacionada con el índice de refracción del medio, a través de la relación de Kramers-Kroning, el espectro completo del índice de refracción de la región activa del AOS también es fluctuado por este fenómeno en un tiempo característico de 50 fs.

Es importante mencionar que al hecho de crear el hoyo espectral y regularizar la distribución de energía de los portadores, se le conoce como el “mecanismo del hoyo espectral”.

V. 3. 2 Mecanismo del calentamiento de portadores.

Como ya se estableció anteriormente, las colisiones portador-portador producen un aumento y una disminución en el número de portadores que poseen una energía mayor y menor a la energía promedio de la distribución inicial, respectivamente. Ciertamente, el resultado de estos fenómenos combinados es que la energía promedio de los electrones de la banda de conducción aumenta. Este efecto también se podría lograr si, sin introducir el pulso óptico al AOS, se hubiera aumentado la temperatura del amplificador (ver ecuación 13). Por tal motivo, y aunque en nuestra descripción anterior nunca se aumento la temperatura, se dice que las colisiones portador-portador provocan un “calentamiento de los portadores”. Los portadores de muy alta energía (o calientes, los cuales ganaron energía en las colisiones portador-portador) colisionan con la red cristalina a través de colisiones portador-fonón. Es decir, liberan su exceso de energía en forma de fotón y ahora ocuparán niveles de energías bajos dentro de la banda de conducción, ensanchando la “panza” y disminuyendo el “cuello” de la distribución de energía de los portadores (ver figura 39(d)). Por razones de simetría, este fenómeno provocado por las colisiones portador-fonón se le conoce como enfriamiento de portadores y se suscita en un tiempo igual a 650 fs. Es claro que la nueva distribución, ilustrada en la figura 39(d) no es igual a la distribución inicial presentada en la figura 39(a), ya que esta última tiene representado a un número mayor de electrones. En efecto, los 650 fs más 50 fs, que son los tiempos característicos de vida de las colisiones portador-fonón y portador-portador dan 700 fs que es un lapso aun muy inferior a 100 ps, el cual es el tiempo típico en el que tardará en entrar el próximo electrón a través de la corriente de inyección. Así, a no ser iguales las distribuciones de energía la ganancia para cada una de las energías representadas en ambas graficas tampoco lo será. Dicho de otra manera, esta fenomenología es capaz de modificar el espectro de ganancia del amplificador en un tiempo característico de 650 fs, partiendo del tiempo en que se registró la figura 39(c). Asimismo, el espectro del índice de refracción es fluctuado en este mismo tiempo dada la relación directa que hay entre este parámetro y la ganancia material.

Para concluir la discusión de este inciso se permite señalar que al efecto de calentar la distribución de energía de los portadores y de enfriarla se le conoce como “mecanismo del calentamiento de portadores” (CH).

V. 3. 3 Modificación de la densidad de portadores.

Finalmente, después de un tiempo característico de 100 ps se empieza a recibir la inyección de nuevos electrones, el pulso óptico hace mucho tiempo que ya cruzó el AOS y finalmente la distribución de energía de los portadores recupera su forma original como se ilustra en la figura 38(e). Al hecho de perder portadores por emisión estimulada y recuperarlos por la inyección de la corriente se le conoce como el “mecanismo de la pulsación de la densidad de portadores”, y dado que este fenómeno claramente cambia el número de portadores, también cambia el espectro de la ganancia del medio. Nuevamente este cambio en el espectro de la ganancia repercute en un cambio en el espectro del índice de refracción de la región activa del AOS.

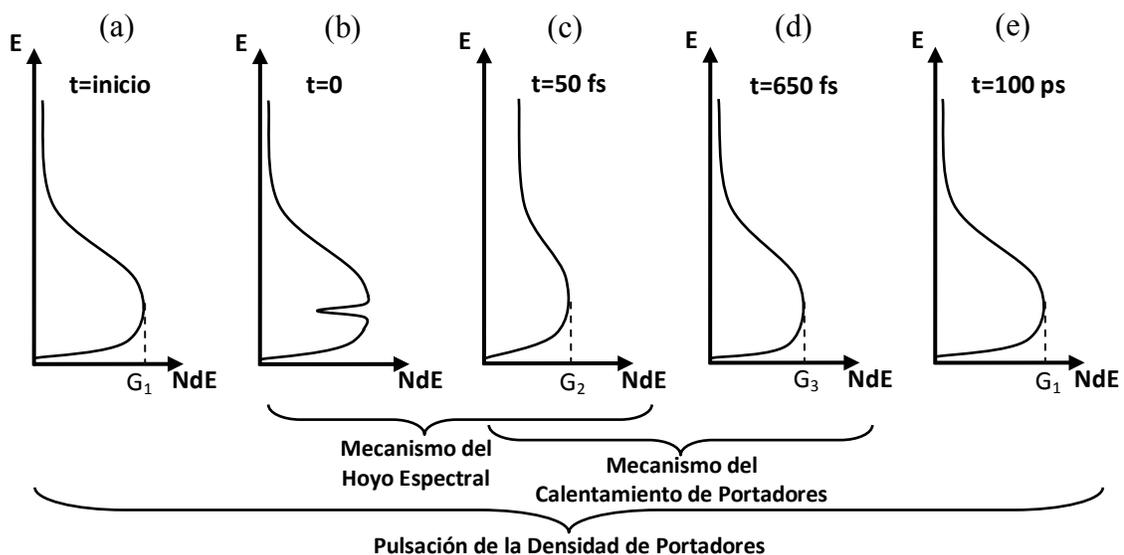


Figura 39. Mecanismos no lineales que intervienen en el proceso de la mezcla de cuatro ondas.

V. 4 Mecanismos no lineales dinámicos que intervienen en la mezcla de cuatro ondas.

Para efectuar las descripciones anteriores de los mecanismos del hoyo espectral, calentamiento de portadores y modificación de la densidad de portadores se recurrió a la inyección de un solo pulso dentro del AOS. Sin embargo, en un proceso de mezcla de cuatro ondas ésta situación no se presenta como tal. De hecho el fenómeno que desencadena al proceso de la FWM es el batimiento producido por una señal de bomba, generalmente de onda continua, y una señal de sonda que puede contener datos. Para encontrar una conexión con las descripciones anteriores hay que observar que el batimiento está compuesto por máximos y mínimos periódicos de intensidad. Así, en cada máximo de intensidad habrá una fuerte emisión estimulada, se formará un hoyo espectral y habrá un calentamiento de portadores. Al presentarse un mínimo de intensidad, el hoyo espectral se colmará paulatinamente y los portadores se enfriarán. Si la frecuencia de desacuerdo es muy lenta habrá un tiempo de que lleguen nuevos electrones por inyección de corriente y se recuperará la densidad de portadores antes de que se presente un nuevo máximo. Es decir, las fenomenologías descritas en los incisos V. 3. 1, V. 3. 2 y V. 3. 3 continúan siendo válidas pero en esta ocasión se presentan de manera periódica y disminuyen su eficacia en función de la frecuencia de desacuerdo. Efectivamente, si la frecuencia de desacuerdo es mayor al inverso de 100 ps, no habrá tiempo para inyectar nuevos electrones en un ciclo completo del batimiento y la modificación de la densidad de portadores disminuirá notablemente su efecto en la modulación de la ganancia y del índice del medio. Simultáneamente, cuando la frecuencia de desacuerdo sea mayor al inverso de 650 fs o 50 fs, las colisiones portador-fonón o portador-portador no redistribuirán la energía de los portadores en un ciclo completo del batimiento y los mecanismos del CH o el SHB, respectivamente, disminuirán notablemente su efecto en la modulación de la ganancia y del índice del medio.

Es importante mencionar, que cuando se está analizando al proceso de la mezcla de cuatro ondas a través de los efectos desencadenados por el batimiento periódico que producen las señales de bomba y sonda, éstos se les conoce como el mecanismo dinámico del SHB

(DSHB), mecanismo dinámico del CH (DCH) y pulsación de la densidad de portadores (CDP).

V. 5 Desventajas de la conversión de la longitud de onda basada en la mezcla de cuatro ondas.

Hay una serie de inconvenientes que pueden deteriorar el desempeño de los convertidores de longitud de onda basados en la mezcla de cuatro ondas en un AOS, los cuales se mencionan a continuación:

- × La eficiencia del proceso y la relación señal a ruido de la señal conjugada dependen fuertemente de la frecuencia de desacuerdo. En particular estos parámetros se deterioran considerablemente cuando la frecuencia de desacuerdo se incrementa.
- × En el caso de una conversión ascendente (la longitud de onda de la sonda menor que la de bomba), la eficiencia es más pequeña que en una conversión descendente. Lo anterior es debido a que existe una interferencia destructiva entre las no linealidades que producen la modulación de la ganancia del medio.
- × El proceso de la mezcla de cuatro ondas es sumamente sensible al estado de polarización de las señales de entrada.
- × Para altas potencias de entrada puede presentarse una degradación de la tasa de extinción debido a la saturación de la ganancia del AOS.
- × Se suscita de manera simultánea una XGM que modula la ganancia con los datos que contiene la sonda. Dado que este fenómeno comprime la ganancia cuando se tiene un nivel alto en la sonda, el nivel máximo de la señal conjugada se disminuye. Simultáneamente, el nivel bajo de la señal conjugada se incrementa y por tanto hay una reducción en la tasa de extinción de esta señal.

- × Existe una dependencia de la morfología de la señal conjugada con el patrón de bits de la señal de sonda a causa del tiempo finito de los mecanismos no lineales que gobiernan la dinámica de los AOSs.
- × En frecuencias de desacuerdo pequeñas es difícil aislar completamente a la señal conjugada de la señal de bomba, produciéndose una interferencia.
- × El ruido de fase de las señales de bomba y de sonda se manifiestan en la señal conjugada, no obstante, para grandes frecuencias de desacuerdo este ruido inducido no es significativo. (Connelly, 2002; Ilyas y Mouftah, 2003; Kikuchi *et al.*, 1992; Kothari y Blumenthal, 1996; Nettet *et al.*, 1998; Politi *et al.*, 2006; Syvridis, 2000).

V. 6 Modelo teórico de la conversión de la longitud de onda mediante la mezcla de cuatro ondas.

En el amplificador óptico de semiconductor los cambios en la energía y en la densidad de portadores son los responsables de la evolución que sufre, tanto la amplitud como la fase, de un campo que se propaga por su región activa. Para poder tomar en cuenta estos parámetros y así predecir el comportamiento del AOS bajo estudio basado en el formalismo de la matriz de densidad, que es capaz de simular un proceso de mezcla de cuatro ondas empleado para efectuar a conversión de la longitud de onda.

En un primer tiempo estamos interesados en calcular la polarización macroscópica que inducen los campos electromagnéticos de las señales de bomba y sonda en la región activa del amplificador. Para tal efecto, el análisis partirá de las ecuaciones de evolución que se derivan de los elementos de la diagonal y fuera de la diagonal de la matriz de densidad ρ , las ecuaciones están determinadas por (Uskov *et al.*, 1994):

$$\dot{\rho}_{c,k}(t) = -\frac{\rho_{c,k}(t) - f_{c,k}(t)}{\tau_{1c}} - \frac{\rho_{c,k}(t) - f_{c,k}^L(t)}{\tau_{hc}} - \frac{\rho_{c,k}(t) - f_{c,k}^{eq}(t)}{\tau_s} - \frac{i}{\hbar} [d_k^* \rho_{cv,k}(t) - d_k \rho_{vc,k}(t)] E(z, t) + \Lambda_{c,k} \quad (14)$$

$$\dot{\rho}_{v,k}(t) = -\frac{\rho_{v,k}(t) - f_{v,k}(t)}{\tau_{1v}} - \frac{\rho_{v,k}(t) - f_{v,k}^L(t)}{\tau_{hv}} - \frac{\rho_{v,k}(t) - f_{v,k}^{eq}(t)}{\tau_s} - \frac{i}{\hbar} [d_k^* \rho_{cv,k}(t) - d_k \rho_{vc,k}(t)] E(z, t) + \Lambda_{v,k} \quad (15)$$

$$\dot{\rho}_{cv,k}(t) = \left(-i\omega_k - \frac{1}{\tau_2}\right) \rho_{cv,k}(t) - \frac{i}{\hbar} d_k (\rho_{c,k}(t) + \rho_{v,k}(t) - 1) E(z, t) \quad (16)$$

$$\rho_{vc,k}(t) = \rho_{cv,k}^*(t) \quad (17)$$

donde $\dot{\rho}_{c,k}$ y $\dot{\rho}_{v,k}$ denotan las probabilidades de ocupación de los electrones y huecos en las bandas de conducción y valencia, respectivamente, para el vector de onda k , y $\rho_{cv,k}$ es la amplitud de probabilidad de que exista una transición de la banda de conducción a la de valencia, la cual es proporcional al desplazamiento complejo del electrón.

El primer término del lado derecho de las ecuaciones 14 y 15 describe la relajación, en un tiempo finito τ_{1c} y τ_{1v} , de una distribución de energía de los portadores $\rho_{c,k}$ y $\rho_{v,k}$, respectivamente. Hacia la función de distribución de Fermi siguiente:

$$f_{x,k} = \frac{1}{1 + \exp[(\varepsilon_{x,k} - \varepsilon_{f,x}) / (k_B T_x)]} \quad (18)$$

Este proceso de relajamiento ocurre debido a las colisiones portador-portador en un tiempo característico τ_{1x} , donde $x = c$ ó v significa banda de conducción o de valencia, $\varepsilon_{f,x}$ es el cuasi-nivel de Fermi, T_x es la temperatura del portador y $\varepsilon_{x,k}$ es la energía del portador.

El segundo término de las ecuaciones 14 y 15 describe la relajación, en un tiempo finito τ_{hc} y τ_{hv} , de una distribución de energía de los portadores $\rho_{c,k}$ y $\rho_{v,k}$, respectivamente, con una temperatura determinada, hacia una distribución de Fermi $f_{c,k}^L(t)$ y $f_{v,k}^L(t)$, cuya temperatura T_L es igual a la de la red cristalina.

El tercer término de estas ecuaciones considera la relajación, en un tiempo finito τ_s , de una distribución de energía de los portadores $\rho_{c,k}$ y $\rho_{v,k}$, respectivamente, en equilibrio térmico, hacia una función de distribución de Fermi $f_{c,k}^{eq}$ y $f_{v,k}^{eq}$, la cual será alcanzada en ausencia de bombeo externo debido a la emisión espontánea y a las recombinaciones no radiativas.

El cuarto término de las ecuaciones 14 y 15 considera el balance que existe entre la absorción y la emisión estimulada asociada al campo eléctrico total $E(z, t)$ que se propaga en la región activa del AOS, siendo $d_k = d_k^*$ el momento bipolar de la transición.

El último término de estas ecuaciones denota el bombeo debido a la inyección de electrones de alta energía proporcionados por la corriente de inyección.

Finalmente, en el primer término del lado derecho de la ecuación 16, ω_k representa a la frecuencia de transición y en el segundo término de ésta, el factor $(\rho_{c,k} + \rho_{v,k} - 1)$ describe la inversión de población.

Manipulando las expresiones 14 y 15 se obtiene la ecuación de evolución de la densidad de portadores siguiente:

$$\frac{dN(t)}{dt} = \frac{I}{qV} - \frac{N(t)}{\tau_s} - \frac{i}{\hbar} \frac{1}{V} \sum_k d_k [\rho_{cv,k}(t) - \rho_{vc,k}(t)] E(z, t) \quad (19)$$

El primer término del lado derecho de ésta ecuación denota la densidad de portadores por unidad de volumen que existe en la región activa, el segundo término describe la pérdida de portadores debida a la emisión espontánea y recombinaciones no radiativas que ocurren en

un tiempo característico τ_s . Por último, el tercer término contiene a la emisión estimulada que produce el campo eléctrico total $E(z, t)$ que se propaga en la región activa del AOS.

La ecuación 19 describe el comportamiento temporal de una densidad de portadores que es uniforme a lo largo de un medio amplificador. Sin embargo, la distribución espacial, a lo largo de la región activa del AOS, es no homogénea. En efecto, un campo óptico se amplifica de manera progresiva conforme se propaga por la región activa, lo cual disminuye progresivamente la densidad de portadores. Para considerar este efecto, se supondrá que la región activa del amplificador está formada por m secciones virtuales, en las cuales la distribución espacial de la densidad de portadores es uniforme. De esta manera, la ecuación anterior es válida para cada una de las secciones:

$$\frac{dN_m(t)}{dt} = \frac{I}{qV_m} - R(N) - \frac{i}{\hbar} \frac{1}{V_m} \sum_k d_k [\rho_{cv,k}(t) - \rho_{vc,k}(t)] E_m(z, t) \quad (20)$$

En particular la sumatoria indica que deben considerarse todos los estados de energía posibles para los portadores. Ahora bien, ya que dichos estados forman un continuo que dan lugar a las bandas de conducción y valencia, la sumatoria se puede transformar en una integral, resultando:

$$\begin{aligned} \frac{dN_m(t)}{dt} = & \frac{I}{qV_m} - R(N) \\ & - \frac{i}{\hbar} \frac{1}{2\pi^2} \left(\frac{2m_r}{\hbar^2} \right)^{\frac{3}{2}} \int_{E_g}^{\infty} d_k [\rho_{cv,k}(t) - \rho_{vc,k}(t)] E_m(z, t) (E' - E_g)^{\frac{1}{2}} dE' \end{aligned} \quad (21)$$

donde

$$m_r = \frac{m_c m_{hh}}{m_c + m_{hh}} \quad (22)$$

donde m_c es la masa de los electrones y m_{hh} es la masa efectiva de los huecos pesados (Agrawal y Dutta, 1986).

Entonces se debe plantear una ecuación idéntica a la 21 para cada sección virtual del amplificador y establecer las condiciones de frontera e iniciales para resolverlas, es decir, se utiliza una técnica del tipo matriz de transferencia para poder calcular la distribución espacial y la evolución temporal de la densidad de portadores. Es importante señalar que en nuestro caso, la resolución de la ecuación diferencial 21 se considera un campo total compuesto únicamente por las señales de bomba, sonda y conjugada, de frecuencias ópticas ω_B , ω_S y ω_C respectivamente.

$$E_T(z, t) = E_B(z)e^{-i\omega_B t} + E_S(z)e^{-i\omega_S t} + E_C(z)e^{-i\omega_C t} + c. c. \quad (23)$$

Este campo induce una polarización en la región activa del amplificador expresada como:

$$P_T(z, t) = P_B(z)e^{-i\omega_B t} + P_S(z)e^{-i\omega_S t} + P_C(z)e^{-i\omega_C t} + c. c. \quad (24)$$

Siendo las polarizaciones que cada haz genera determinadas por (Uskov *et al.*, 1994):

$$P_B = \frac{1}{V} \sum_k \frac{d_k^2}{\hbar} \hat{\chi}_k(\omega_B) (\bar{\rho}_{c,k} + \bar{\rho}_{v,k} - 1) E_B \quad (25)$$

$$P_S = \frac{1}{V} \sum_k \frac{d_k^2}{\hbar} \hat{\chi}_k(\omega_S) \cdot [(\bar{\rho}_{c,k} + \bar{\rho}_{v,k} - 1) E_S + (\tilde{\rho}_{c,k} + \tilde{\rho}_{v,k}) E_B] \quad (26)$$

$$P_C = \frac{1}{V} \sum_k \frac{d_k^2}{\hbar} \hat{\chi}_k(\omega_C) \cdot [(\bar{\rho}_{c,k} + \bar{\rho}_{v,k} - 1) E_C + (\tilde{\rho}_{c,k}^* + \tilde{\rho}_{v,k}^*) E_B] \quad (27)$$

donde

$$\hat{\chi}_k(\omega_l) = \frac{1}{\omega - \omega_k + \tau_2^{-1}} \quad (28)$$

Ademas, l puede representar a la señal de bomba (B), de sonda (S) o conjugada (C) y τ_2 es el tiempo de relajacion del dipolo.

Una vez que se han determinado, tanto la polarización global como las individuales, generadas por cada haz, es posible calcular la amplitud de su campo eléctrico en cualquier punto del amplificador. Para tal efecto, se considera que la frecuencia, a la cual cambia la intensidad de los campos ópticos involucrados (modulación de la portadora), es mucho menor que la frecuencia óptica de estos. Bajo estas circunstancias es posible aplicar la aproximación de la envolvente que varía lentamente con el tiempo, resultando que las amplitudes de los campos eléctricos de las señales de bomba, sonda y conjugada pueden ser expresadas como:

$$A_l = e^{-ik_l z} E_l \quad (29)$$

Las cuales al sustituirlas en la ecuación de propagación de un campo eléctrico generan las siguientes ecuaciones de propagación para las envolventes:

$$\frac{dA_l}{dz} = \frac{i\omega_l}{e\epsilon_0 c\eta} \Gamma P_l e^{-ik_l z} \quad (30)$$

que al resolverlas permiten determinar las amplitudes de los campos eléctricos en cualquier distancia “z” y con esto se puede calcular el campo eléctrico de cada una de las señales involucradas así como su potencia a la salida del AOS, a través de la ecuación siguiente:

$$Pot_l(t) = \frac{\sum_{k=1} |E_{l,k}(t,z)|^2 w d}{2\zeta\Gamma} \quad (31)$$

donde ζ es la impedancia de la onda en cuestión es determinada por:

$$\zeta = \frac{\sqrt{\mu_0/\epsilon_0}}{n} \quad (32)$$

donde μ_0 es la permeabilidad en el vacío, ϵ_0 es la permitividad en el vacío y n es el índice de refracción efectivo.

En el modelo descrito se introduce una señal de datos modulada en amplitud y se calcula la potencia de salida de la señal conjugada para evaluar un proceso de conversión de la longitud de onda basado en la FWM. Los resultados son comparados en el siguiente capítulo con datos experimentales.

V. 7 Resultados teóricos del proceso de la conversión de la longitud de onda basado en la mezcla de cuatro ondas.

En este trabajo de tesis, el modelo antes expuesto fue utilizado para predecir la forma que tendrían los bits, a la salida del AOS bajo estudio, de las señales de bomba, sonda y conjugada cuando se efectúa la conversión de la longitud de onda basada en la mezcla de cuatro ondas en forma descendente. En particular, se simula la inserción de una trama de datos de 12.5 Gb/s, impuesta a la señal de sonda, y se superponen las tramas de los bits de salida de la señal conjugada, con el objeto de determinar su diagrama de ojo. Lo anterior permite calcular teóricamente la tasa de bits erróneos de la señal conjugada a la salida del amplificador. En las simulaciones se consideró un amplificador de 2 mm de longitud, alimentado con una corriente de 500 mA y atacado con una bomba de +2.5 dBm, así como con un haz de sonda, cuyos niveles altos y bajos fueron de +7 y -15 dBm, respectivamente. Además, se asumió que el pico de la curva de ganancia del amplificador, sin perturbación óptica, se encuentra en 1530 nm y que las longitudes de onda de las señales de bomba y sonda fueron de 1530.725 y 1532.68 nm, respectivamente. Lo anterior produce una señal conjugada en 1528.77 nm (las longitudes de onda escogidas están de acuerdo con las indicadas por la recomendación ITU-T Rec. G.694.1, 2002, para canales DWDM).

En la figura 40 se observa la trama de la señal de sonda a la entrada del amplificador, la cual es perfectamente cuadrada y con tiempos de bit bien definidos (una trama similar se presentó para el caso de la conversión de la longitud de onda basada en la XGM).

La figura 41 muestra la señal de sonda a la salida del amplificador. En esta, se pueden apreciar unas ligeras espigas en los flancos de subida de los bits, lo cual es debido a la ganancia insaturada que observan estos flancos. No obstante, en un lapso muy corto, la ganancia es saturada por la densidad de fotones que va creciendo rápidamente y se produce una caída de amplitud abrupta que origina al flanco de bajada de la espiga. Esta situación se mantiene hasta un punto donde se estabiliza el nivel “alto” de la señal de sonda. Es interesante notar, que en algunos casos, las espigas iniciales de los bits no son de la misma amplitud, lo cual sucede porque al haber un tiempo finito de recuperación de la densidad de portadores y por tanto de la ganancia, la recuperación completa de este último parámetro depende del tiempo en que se suscite el siguiente bit.

En la figura 42 se observa la señal conjugada amplificada a la salida del AOS, la cual presenta, como se esperaba, sobretiros en los flancos de subida, debido nuevamente a la ganancia insaturada que estos observan.

Finalmente, efectuando una superposición de los bits de la señal conjugada a la salida del amplificador, se obtiene la figura 43, que es un diagrama de ojo teórico de esta señal. En esta figura se puede observar un ojo abierto y es posible determinar los tiempos de subida y bajada de los flancos de los bits, el *jitter*, la apertura del ojo, la variación en amplitud de los niveles altos y bajos, etc. Todo lo anterior permite, en efecto, permitiendo calcular el BER teórico de la señal conjugada o convertida a la salida del AOS.

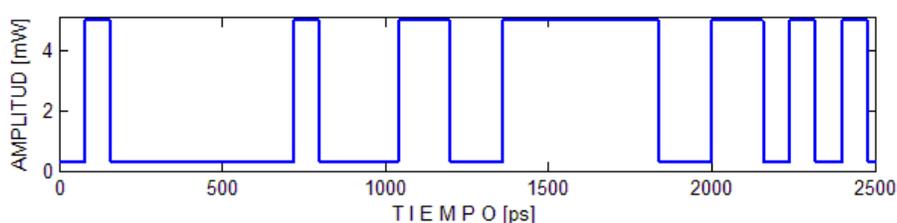


Figura 40. Trama de datos de entrada, de la señal de sonda, utilizada para predecir el comportamiento de un convertidor de longitud de onda basado en la mezcla de cuatro ondas dentro de un AOS.

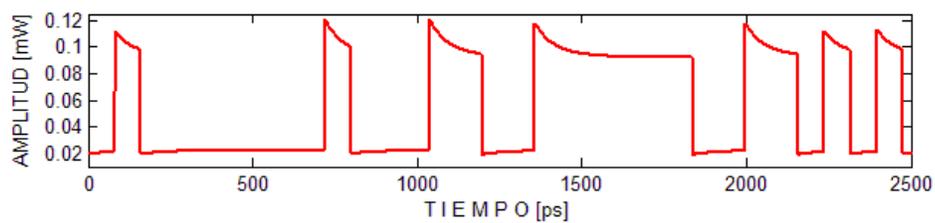


Figura 41. Trama de datos de la señal conjugada o convertida, calculada a la salida del AOS.

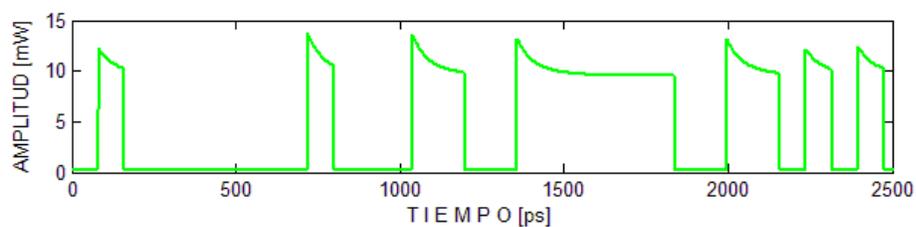


Figura 42. Trama de datos de la señal de sonda, calculada a la salida del AOS utilizado para efectuar la conversión de la longitud de onda basada en la mezcla de cuatro ondas.

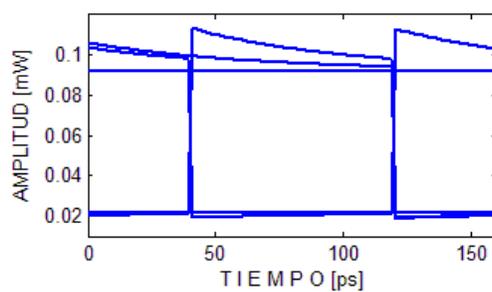


Figura 43. Diagrama de ojo para la señal conjugada, calculado a la salida del AOS utilizado para efectuar la conversión de la longitud de onda basada en la mezcla de cuatro ondas.

Estudio de la conversión de la longitud de onda basada en la mezcla de cuatro ondas

VI. 1 Introducción.

En este capítulo se presenta una demostración experimental de la conversión de la longitud de onda mediante la mezcla de cuatro ondas, tanto en forma estática (señal de sonda sin modulación) como dinámica (señal de sonda modulada a 12.5 Gb/s). En particular, se caracteriza el esquema implementado para efectuar tal función y se eligen las condiciones de operación que proporcionan el mejor desempeño del convertidor en base al diagrama de ojo y al BER, de la señal convertida. Posteriormente se investiga experimentalmente el desempeño del convertidor cuando su salida es acoplada a tramos de fibra óptica de 10 y 20 km. Para finalizar, se efectúa una comparación entre los resultados experimentales y los teóricos, emanados del formalismo presentado en el capítulo V, para la conversión de la longitud de onda basada en la mezcla de cuatro ondas.

VI. 2 Caracterización estática de la mezcla de cuatro ondas.

Para determinar los parámetros que permiten efectuar nuestro experimento de la conversión de la longitud de onda, mediante la mezcla de cuatro ondas, con la mayor eficiencia posible se implementó el banco experimental de la figura 44. Como se puede observar, se hacen incidir, en co-propagación un haz de bomba y otro de sonda, ambos CW, en el AOS bajo estudio mediante un acoplador óptico 50/50. Utilizando los controladores de polarización y el polarizador acoplado en espacio libre, que se muestra en la figura 44, se logra que los haces de bomba y sonda se introduzcan dentro del AOS con una polarización lineal horizontal.

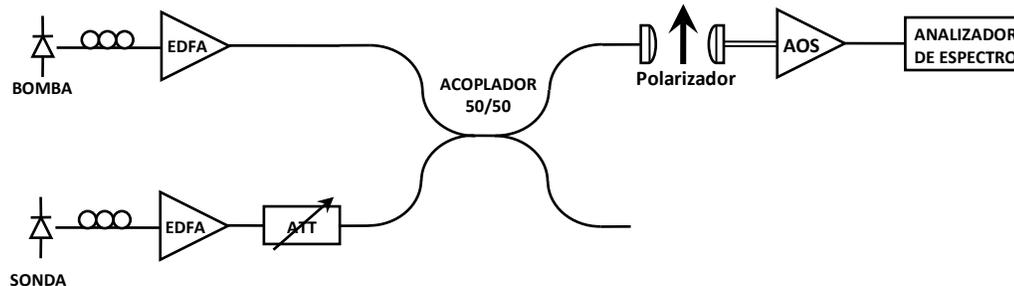


Figura 44. Banco experimental para caracterizar la mezcla de cuatro ondas en forma estática.

Un parámetro importante en los convertidores de longitud de onda, y de gran relevancia en los basados en la mezcla de cuatro ondas, es la “eficiencia de conversión”, la cual se define como la relación que existe entre la potencia de la señal conjugada o convertida, a la salida del AOS, y la potencia de la señal de sonda o datos a la entrada del amplificador (Diez *et al.*, 1997; Nettet *et al.*, 1998; Morgan *et al.*, 1998; Tatham *et al.*, 1993):

$$\eta_{\text{FWM}} = \frac{Pot_C}{Pot_S} \quad (33)$$

donde Pot_C y Pot_S son la potencia de la señal conjugada y de la sonda, respectivamente.

En la figura 45 se muestra la variación de la potencia de la señal conjugada contra la separación espectral que existe entre las señales de bomba y sonda para tres casos diferentes. En dos de estos la longitud de onda de la señal de sonda se fija, respectivamente, en 1530 y 1535 nm, siendo su potencia pico de -5 dBm. Asimismo, la longitud de onda de la señal de bomba se desplaza 5.5 nm, de manera creciente y decreciente, a partir de una longitud de onda separada de la λ de la señal de sonda 0.5 nm, con una potencia de +2.5 dBm. Por otra parte, en el último caso, la longitud de onda de la señal de bomba se fija en 1530 nm y entonces se fluctúa la posición espectral de la señal de sonda.

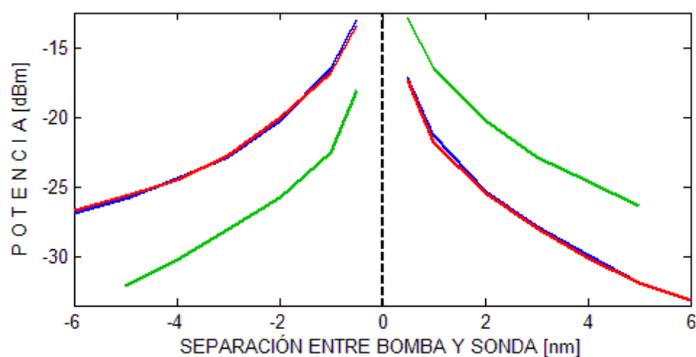


Figura 45. Potencia del haz convertido para diferentes separaciones espectrales de los haces de bomba y sonda. Los trazos en color azul y rojo son el resultado de fijar la longitud de onda de la señal de sonda en 1530 y 1535 nm, respectivamente, y desplazar la de la señal de bomba. El trazo verde es el resultado de fijar la longitud de onda de la señal de bomba en 1530 nm y desplazar la de la señal de sonda.

En la figura 46 se muestra la tasa de extinción de la señal conjugada, que se obtiene al establecer un “0” y un “1” en el haz de sonda. Lo anterior se logró, para este experimento, apagando y encendiendo el EDFA correspondiente. Los resultados son mostrados para los tres casos explicados anteriormente.

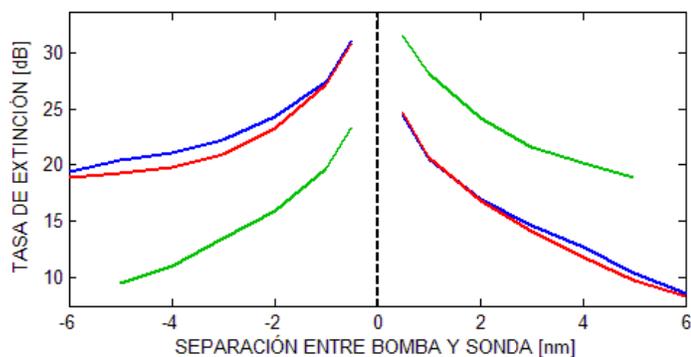


Figura 46. Tasa de Extinción del haz convertido para diferentes separaciones espectrales de los haces de bomba y sonda. Los trazos en color azul y rojo son el resultado de fijar la longitud de onda de la señal de sonda en 1530 y 1535 nm, respectivamente, y desplazar la señal de bomba. El trazo verde es el resultado de fijar la longitud de onda de la señal de bomba en 1530 nm y desplazar la de la señal de sonda.

En la figura 47 se muestra la eficiencia de conversión del convertidor de longitud de onda basado en la mezcla de cuatro ondas en estado estático, la cual fue calculada de acuerdo a la fórmula 33, para los tres casos mencionados anteriormente.

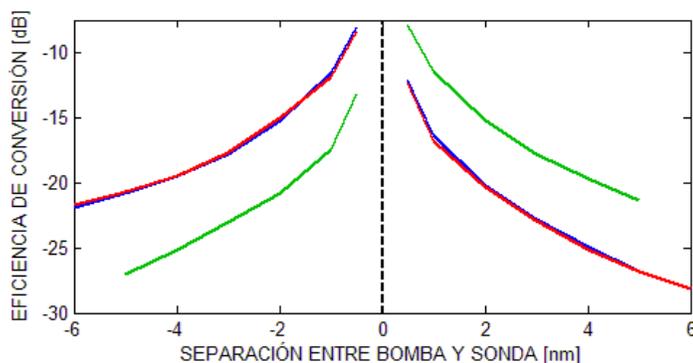


Figura 47. Eficiencia de conversión de la conversión de longitud de onda para diferentes separaciones espectrales de los haces de bomba y sonda. Los trazos en color azul y rojo son el resultado de fijar la longitud de onda de la señal de sonda en 1530 y 1535 nm, respectivamente, y desplazar la de la señal de bomba. El trazo verde es el resultado de fijar la longitud de onda de la señal de bomba en 1630 nm y desplazar la de la señal de sonda.

A continuación y con la finalidad de examinar la dependencia de la potencia de la señal conjugada con la de la señal de sonda, se efectuó un barrido en la potencia de esta última señal de -10 a +2.5 dBm, utilizando el atenuador mostrado en la figura 46. La potencia y longitud de onda de la señal de bomba se fijaron a 3 dBm y en 1530, respectivamente. Por otra parte, la longitud de onda de la señal de sonda se colocó a 3, 2, 1 y 0.5 nm de separación tanto a la derecha como a la izquierda de la posición de la señal de bomba. En la figura 48 se muestra la potencia resultante para la señal conjugada.

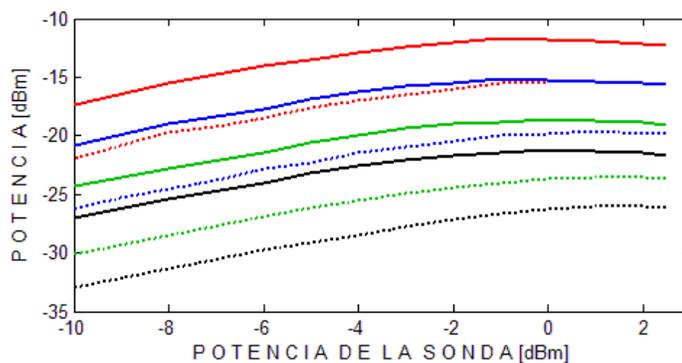


Figura 48. Potencia de la señal conjugada para diferentes potencias del haz de sonda. Los trazos discontinuos (···) y continuos (—) indican que la longitud de onda de la señal de sonda se encuentra a la izquierda y a la derecha, respectivamente, de la posición espectral de la señal de bomba. Los trazos en color negro, verde, azul y rojo indican que la separación entre las longitudes de onda de las señales de bomba y sonda fue de 3, 2, 1 y 0.5 nm, respectivamente.

Como se observa en las figuras 45, 46, 47 y 48 la mayor potencia, la mejor tasa de extinción de la señal conjugada y la mayor eficiencia de conversión alcanzada se obtienen cuando los haces de bomba y sonda se encuentran lo más cercanos posibles (0.5 nm) y cuando la señal de sonda es colocada con una longitud de onda mayor a la λ de la señal de bomba (conversión descendente). De los resultados anteriores se pudo obtener una potencia máxima de la señal conjugada de -11.7 dBm, una tasa de extinción de 31.55 dB y una eficiencia de conversión de -7.85 dB, con potencias de +2.5 y -1 dBm de las señales de bomba y sonda, respectivamente. Estos resultados se obtuvieron al centrar la bomba en el pico de la curva de ganancia del AOS (1530 nm).

VI.3 Conversión de la longitud de onda basada en la mezcla de cuatro ondas con señal de sonda modulada a 12.5 Gb/s.

En base a los resultados obtenidos para la conversión de la longitud de onda, mediante la mezcla de cuatro ondas, en estado estático, ahora ésta se realizará con una señal de sonda

modulada en intensidad con una tasa de bits de 12.5 Gb/s. En las figuras 49 y 50 se muestra un diagrama esquemático del convertidor y una fotografía del banco experimental de este dispositivo implementado en el laboratorio de comunicaciones ópticas, respectivamente.

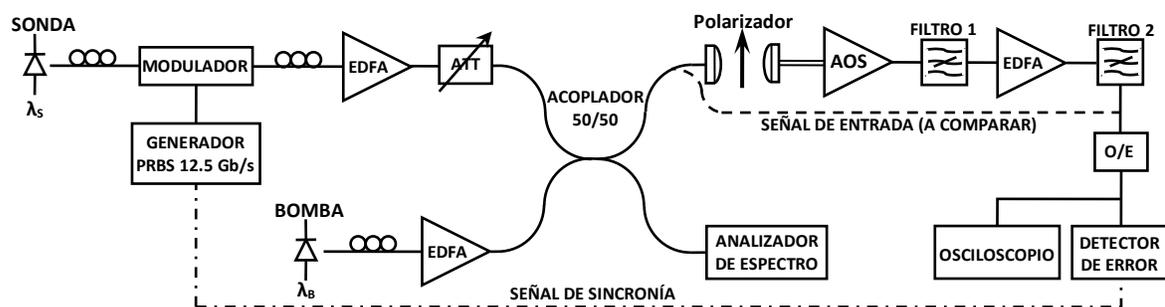


Figura 49. Esquema del convertidor de longitud de onda basado en la mezcla de cuatro ondas con una señal de sonda modulada pseudoaleatoriamente en intensidad a 12.5 Gb/s.

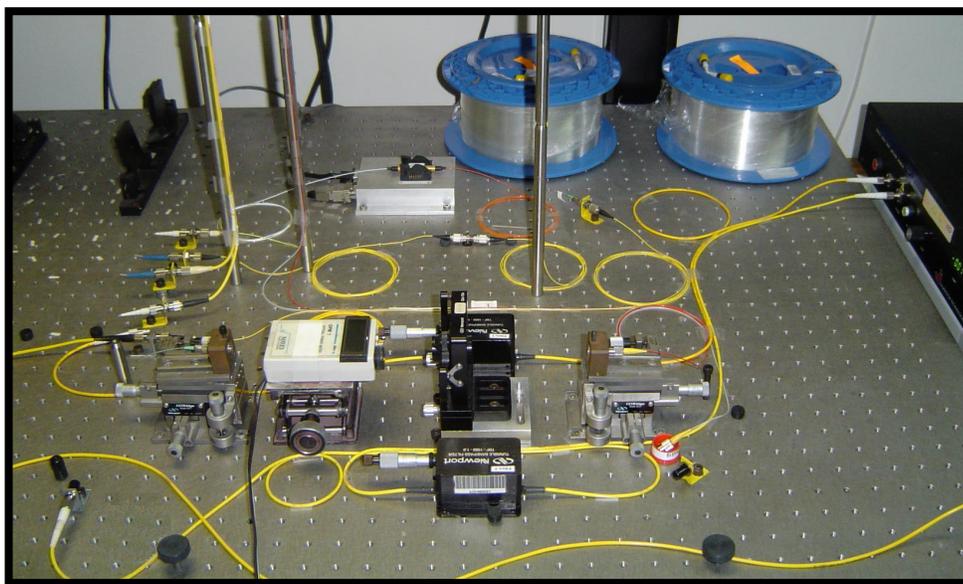


Figura 50. Fotografía del banco experimental del convertidor de longitud de onda basado en la mezcla de cuatro ondas con una señal de sonda modulada pseudoaleatoriamente en intensidad a 12.5 Gb/s.

En este experimento, los datos que se trasponen a la señal de sonda son proporcionados por un generador de secuencias binarias pseudoaleatorias, de la marca Anritsu, a una tasa de bits de 12.5 Gb/s. La longitud de palabra fue de $2^{15}-1$ bits (32,767 bits), al igual que la utilizada en el convertidor de longitud de onda basado en la XGM.

La potencia de la señal de sonda es reducida por la atenuación que exhibe el proceso de modulación, las pérdidas que existen en los conectores y el acoplador 50/50 que fue utilizado para insertar simultáneamente los haces de bomba y sonda dentro del AOS. Por tal motivo, fue necesario amplificar la señal de sonda a través de un EDFA y atenuar convenientemente su salida para obtener el valor óptimo de potencia en el que el convertidor opera de manera más eficiente. Por otra parte, la bomba se hace pasar por un controlador de polarización para aparear su estado de polarización, a la entrada del AOS, con la del haz de control (polarización TE) y se amplifica con un EDFA para compensar las pérdidas inducidas por los conectores y el acoplador.

En este banco experimental se requiere del uso de dos filtros ópticos para eliminar las señales no deseadas y las ASE del AOS y el EDFA. En efecto, el primer filtro reduce la potencia de las señales de bomba y sonda, permitiendo que la señal conjugada lo cruce. La salida de este filtro es introducida a un EDFA, cuya salida es insertada a un segundo filtro que reduce su ASE. A la salida de este filtro se tiene que las potencias de las señales de bomba, sonda y conjugada son de -32.3, -66 y -2.5 dBm, respectivamente (ver figura 51).

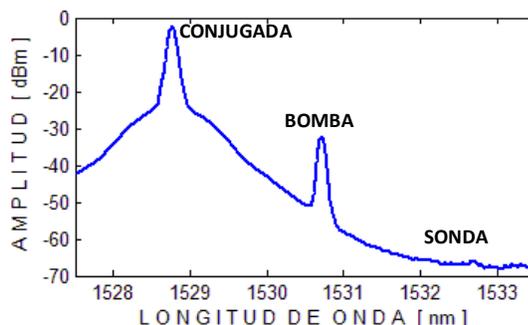


Figura 51. Espectro de las señales que intervienen en el proceso de conversión de la longitud de onda basada en la mezcla de cuatro ondas, adquirido a la salida del convertidor.

En este convertidor se utilizó la misma longitud de onda (1532.68 nm), para la señal de datos, en este caso la señal de sonda, que la utilizada para el convertidor basado en la XGM. Con respecto a la señal de bomba, ésta fue colocada a una longitud de onda de 1530.725 nm, lo cual permitió obtener una señal conjugada (convertida) en 1528.77 nm, cuya longitud de onda es idéntica a la de la señal convertida del convertidor basado en la XGM. De esta manera, en ambos casos se realizó la misma conversión descendente de la longitud de onda, lo cual permitirá efectuar una comparación adecuada de los dos convertidores.

Por otra parte, en la figura 52 se muestra la señal de sonda capturada a la entrada del AOS, la cual está modulada en intensidad a 12.5 Gb/s y posee una tasa de extinción de 8 dB, una potencia promedio de -1 dBm y una longitud de onda de 1532.68 nm.

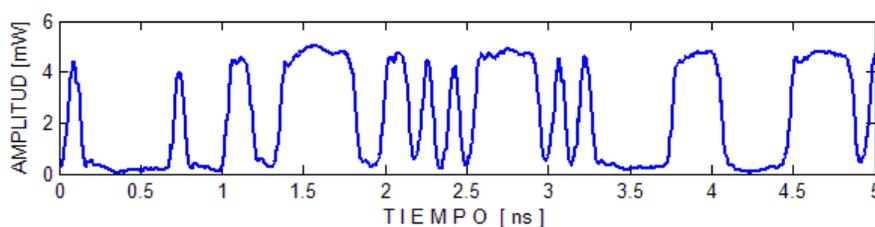


Figura 52. Visualización de 5 ns de la trama pseudoaleatoria de la señal de sonda introducida en la entrada del AOS.

Asimismo, en la figura 53 se muestra la señal convertida (conjugada), la cual efectivamente, contiene una réplica exacta de la trama de datos que posee la señal de sonda mostrada en la figura 54. No obstante, la tasa de extinción de la señal convertida resultó ser de 6.67 dB en el peor de los casos. Es decir, se generó una degradación entre las tasas de extinción de la señal de sonda de entrada y convertida de salida de 1.33 dB (16.63%), provocada por una distorsión de las amplitudes de los niveles “1” y “0” de los bits de esta última señal. Lo anterior es atribuible a la baja eficiencia de conversión del proceso del FWM y a la ASE tanto del AOS como del EDFA empleados.

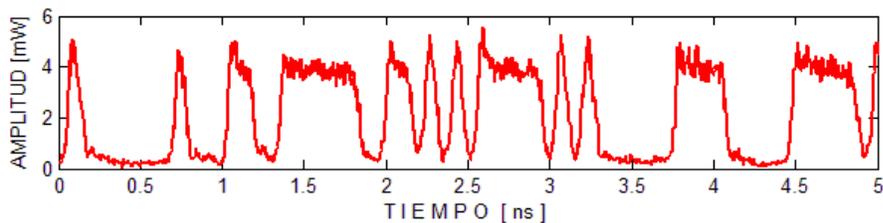


Figura 53. Visualización de 5 ns de la trama pseudoaleatoria de la señal de salida del convertidor de longitud de onda basado en la mezcla de cuatro ondas.

En la figura 54 se muestran simultáneamente las señales de sonda a la entrada del AOS y convertida de salida. En esta figura se demuestra que la señal convertida tiene exactamente el mismo formato en amplitud que el de la señal de sonda, a diferencia del convertidor basado en la XGM, donde la señal convertida, tiene un formato en amplitud invertido al de la señal de datos (ver figura 27).

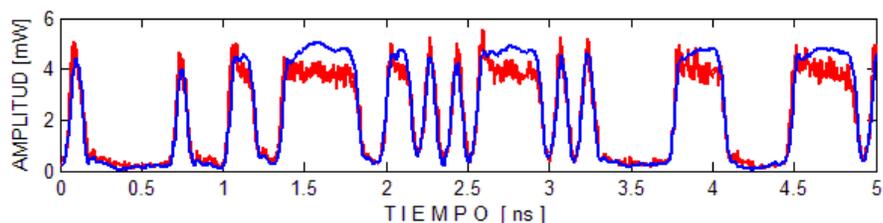


Figura 54. Visualización de 5 ns de las tramas pseudoaleatorias sincronizadas de las señales de sonda de entrada (trazo azul) y convertida (trazo rojo).

VI.4 Diagramas de ojo de la señal convertida del convertidor de longitud de onda basado en la mezcla de cuatro ondas.

En los experimentos efectuados se pudo observar que al disminuir la potencia óptica de la señal de sonda de entrada se producía una reducción tanto en la tasa de extinción de la señal convertida como en su BER. De esta manera, fue necesario investigar el desempeño del convertidor, utilizando como parámetro de evaluación, la BER de la señal convertida de salida en función de la potencia de entrada de la señal de sonda. Para tal efecto, se realizaron diversas mediciones del diagrama de ojo de la señal convertida de salida, el cual efectivamente permite la estimación de la BER. Es importante mencionar que en este trabajo, aparte de estimar indirectamente la BER, a través de la medición del diagrama de ojo de la señal convertida, también se midió con un detector de error. Lo anterior se llevó a cabo de esta manera para poder comparar, en todas sus etapas, la estimación experimental de la BER con la teórica, la cual está basada justamente en la simulación del diagrama de ojo de la señal convertida de salida (ver capítulo V).

En particular, los diagramas de ojo experimentales fueron adquiridos con el osciloscopio digital HP54120B, siendo la potencia de la señal de bomba de entrada de +2.5 dBm y su longitud de onda de 1530.725 nm. Por otra parte, la señal de sonda de entrada fue introducida con una longitud de onda de 1532.68 nm y su potencia óptica promedio fue fluctuada de -1 a -18 dBm. En la figura 55 se muestran seis diagramas de ojo de la señal convertida de salida, como resultado de variar la potencia de la señal de sonda de entrada. En estos diagramas de ojo se puede observar que al reducir la potencia de la señal de sonda se reduce la apertura del ojo y por lo tanto se aumenta la BER de la señal convertida de salida. En particular, las potencias de la señal de sonda de entrada y la BER resultantes fueron, para cada uno de los casos de la figura 55, los siguientes: (a) -1 dBm y 1×10^{-15} , (b) -5 dBm y 1.33×10^{-12} , (c) -9 dBm y 3.6×10^{-8} , (d) -12 dBm y 1.2×10^{-5} , (e) -15 dBm y 7.3×10^{-4} y (f) -18 dBm y 1×10^{-2} .

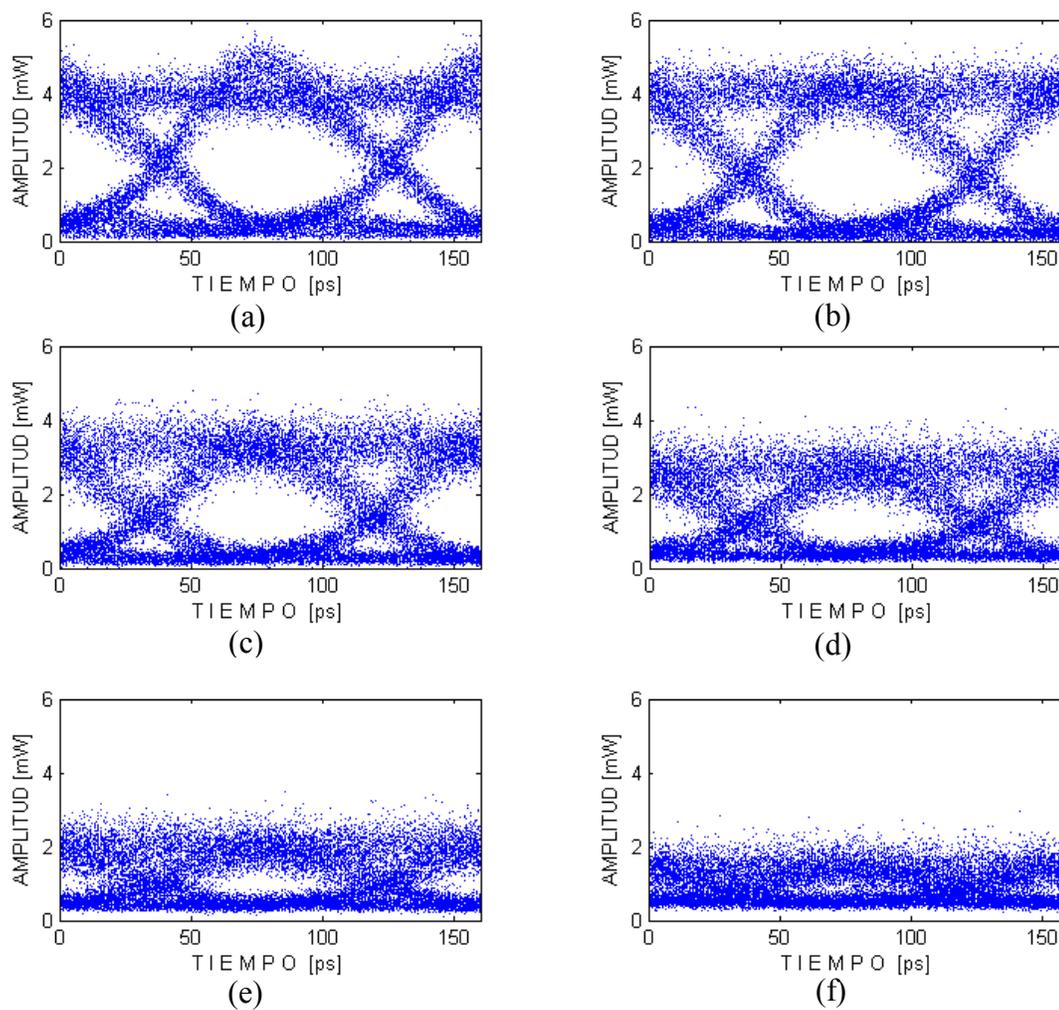


Figura 55. Diagramas de ojo de la señal convertida de salida, obtenidos experimentalmente para diferentes potencias de la señal de sonda de entrada.

VI. 5 Comparación de los diagramas de ojo experimentales y teóricos de la señal convertida.

En la figura 56 se muestran los diagramas de ojo tanto experimentales como teóricos para diferentes niveles de potencia de la señal de sonda. En estos diagramas nuevamente se puede observar una reducción en la apertura del ojo conforme la potencia del haz de sonda es disminuida. Específicamente, las potencias de la señal de sonda de entrada y la BER resultantes fueron, para cada uno de los resultados experimentales de la figura 56, los siguientes: (a) -1 dBm y 1×10^{-15} , (c) -5 dBm y 1.33×10^{-12} , (e) -12 dBm y 1.2×10^{-5} , y (g) -18 dBm y 1.1×10^{-2} . Asimismo, para los resultados teóricos los valores de estos parámetros fueron los siguientes: (b) -1 dBm y 4.04×10^{-13} , (d) -5 dBm y 1.71×10^{-10} , (f) -12 dBm y 6.35×10^{-7} y (h) -18 dBm y 1.8×10^{-1} .

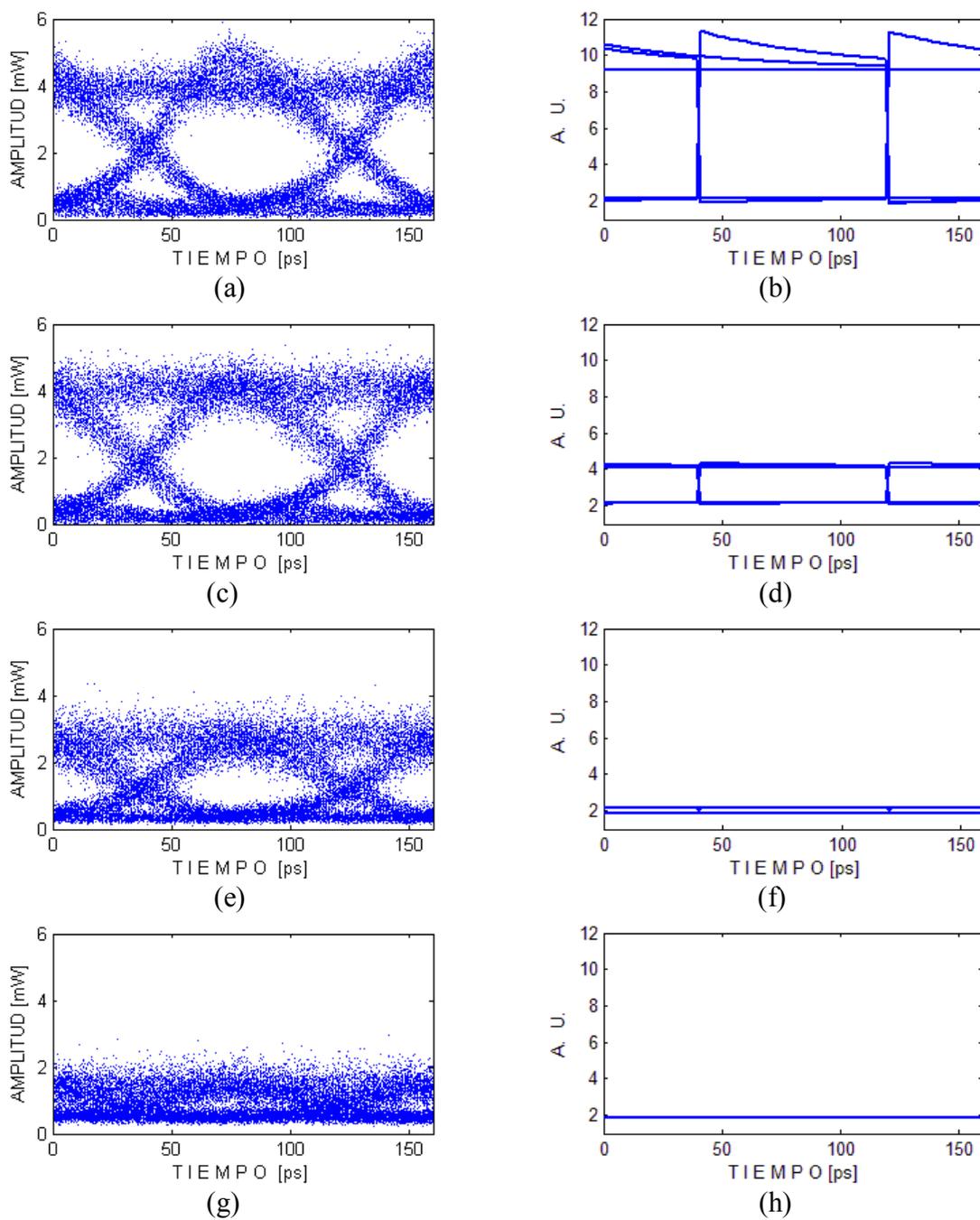


Figura 56. Diagramas de ojo de la señal convertida obtenidos en forma experimental (columna de la izquierda) y teórica (columna de la derecha).

Para tener una mejor comparación de los resultados experimentales con los teóricos, en la figura 57 se muestra la BER, tanto teórica como experimental, de la señal convertida contra la potencia promedio de la señal de sonda.

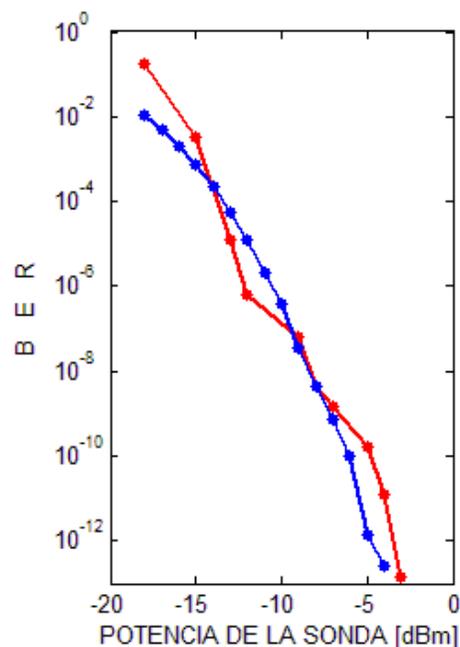


Figura 57. BER de la señal convertida de salida experimental (trazo azul) y teórica (trazo rojo) en función de la potencia de entrada de la señal de sonda.

Como se puede apreciar en la figura anterior existe un muy buen acuerdo entre los resultados del modelo propuesto y los experimentales. A continuación y con el objeto de verificar los resultados experimentales, en el banco de la figura 49 se sustituye el osciloscopio digital por un analizador de error marca Anritsu MP1764A. Este equipo es conectado en sincronía con el generador de patrones pseudoaleatorios que proporciona la señal que maneja al modulador del haz de sonda. De esta manera, se tiene una medición del número de errores que presenta la señal convertida de salida debido al proceso de la conversión de la longitud de onda mediante la mezcla de cuatro ondas. Estos valores son registrados en la figura 58, en la cual se muestra la BER de la señal convertida contra la potencia promedio de la señal de sonda.

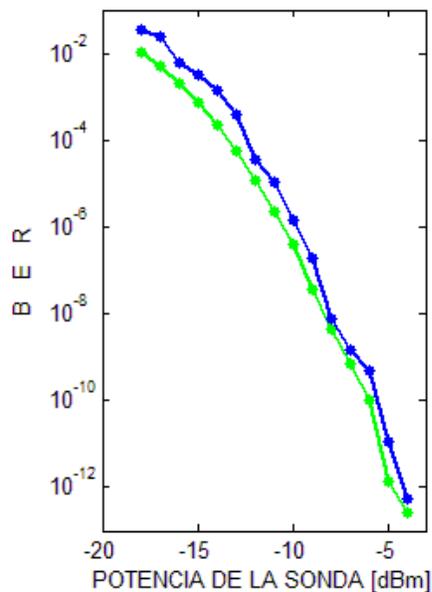


Figura 58. BER de la señal convertida de salida en función de la potencia de entrada de la señal de sonda. Los trazos de color azul y verde representan la BER obtenida a partir de los diagramas de ojo experimentales y del detector de error Anritsu, respectivamente.

VI. 6 Penalización por el proceso de conversión de la longitud de onda.

En el proceso de conversión de la longitud de onda se tiene una degradación en la BER de la señal convertida con respecto a la de la señal de datos de entrada (o sonda). Así, para que la señal convertida alcance la BER que inicialmente tiene la señal de datos de entrada es necesario aumentar la potencia de ésta última. Lo anterior se conoce como la penalización de potencia para alcanzar una BER establecida de acuerdo a las necesidades del sistema de comunicación. Para conocer dicha penalización se debe de efectuar una comparación de la potencia de la señal de datos. Por lo tanto, se tuvo que realizar la medición de la BER de la señal de sonda de entrada, lo cual se llevo a cabo como se ilustra en la figura 49 con una línea discontinua en la salida superior del acoplador.

En la figura 59 se muestra la BER de las señales de sonda de entrada y convertida de salida contra la potencia de la señal de sonda de entrada. Así, para una BER de 1×10^{-12} la penalización de este proceso de conversión es de 7.39 dB. Esta penalización significa que para obtener una BER de 1×10^{-12} en la señal de sonda se requiere una potencia de -12.21 dBm, mientras que para obtener esta misma BER en la señal convertida se debe aumentar la potencia de la señal de sonda a -4.82 dBm. Es decir, hay que aumentar la potencia inicial de la señal de sonda 7.39 dBm para que alcance el valor de -4.82 dBm, con lo cual la señal convertida presentará una BER de 1×10^{-12} .

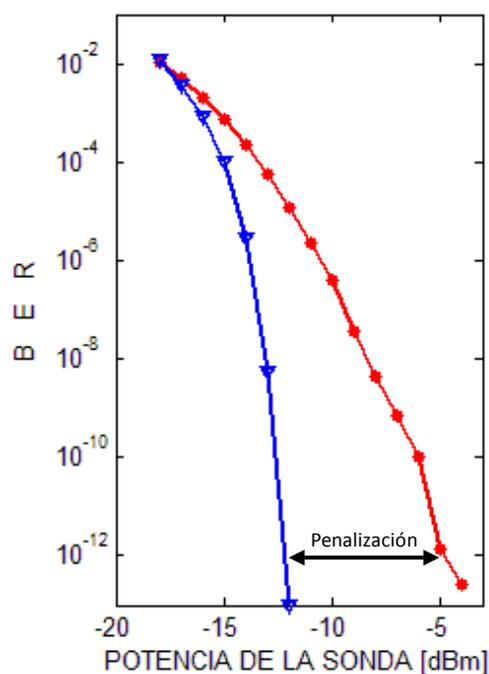


Figura 59. BER de las señales de sonda de entrada (trazo azul) y convertida de salida (trazo rojo).

VI. 7 BER de la señal convertida después de pasar por 10 y 20 km de fibra óptica.

Después de obtener la señal convertida con la mejor tasa de extinción y BER posibles, ahora ésta se hace pasar por tramos de fibra óptica estándar monomodo (SMF-28) de 10 y 20 km. Lo anterior con el objeto de observar la degradación de la BER ocasionada por la dispersión cromática de las fibras por las que viajará la señal convertida, la cual contiene componentes espectrales de baja y alta frecuencia, con respecto a la frecuencia de su portadora, en sus flancos de bajada y subida, respectivamente (*chirp*). En la figura 60 se muestra el esquema utilizado para este experimento donde se puede apreciar que la señal convertida es introducida a un tramo adicional de fibra óptica para luego ser convertida de óptica a eléctrica y así ser insertada a un osciloscopio y a un detector de error.

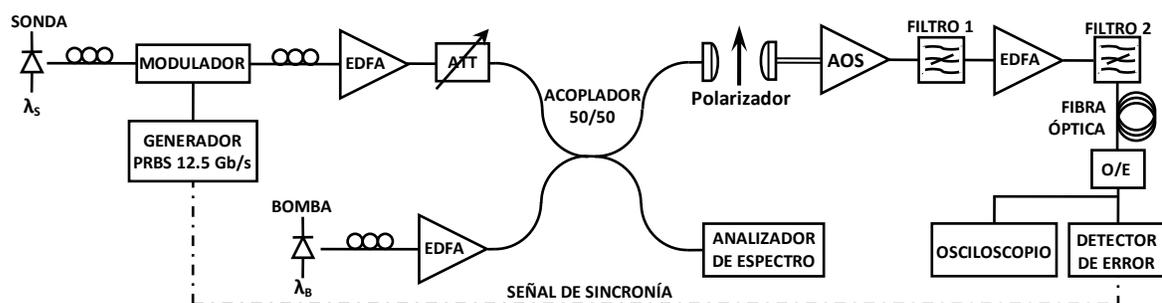


Figura 60. Esquema utilizado para determinar la degradación de la BER de la señal convertida después de pasar por tramos de fibra óptica estándar monomodo de 10 y 20 km.

En las graficas (a) y (b) de la figura 61 se observa la señal convertida después de pasar por 10 y 20 km de fibra óptica, respectivamente. En estas gráficas se aprecia la degradación de los bits de la señal convertida ocasionada por las pérdidas y dispersión cromática de la fibra. Lo anterior resulta en una reducción de la tasa de extinción de la señal convertida del 27.28% (4.8 dB) y del 54.4% (3.01 dB) cuando ésta es transmitida a través de 10 y 20 km, respectivamente.

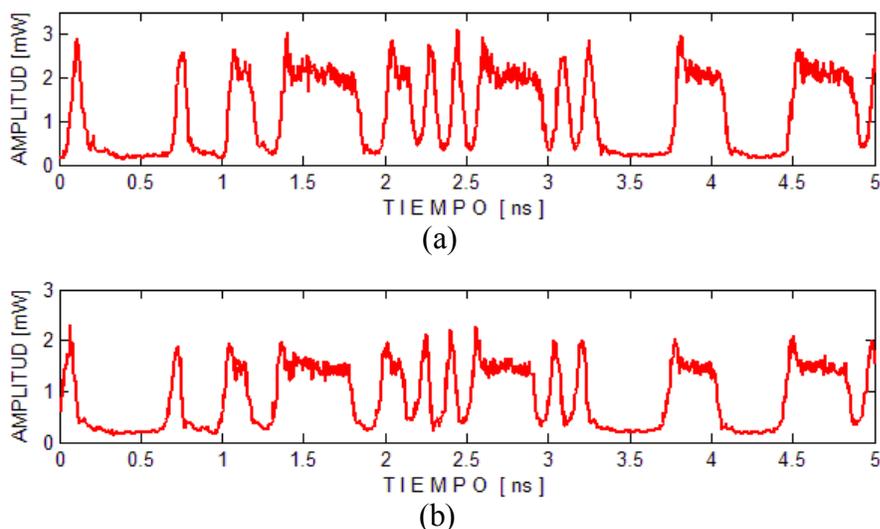


Figura 61. Visualización de 5 ns de la trama pseudoaleatoria de la señal convertida después de viajar por (a) 10 km y (b) 20 km, de fibra estándar monomodo.

Por otra parte en las figuras 62 y 63 se muestran los diagramas de ojo de la señal convertida después de pasar por los tramos de fibra de 10 y 20 km, respectivamente. Como se puede apreciar en ambos casos, el “*chirp*” del proceso de conversión, no afecta de manera significativa la morfología de los bits, como sucede en el caso del convertidor de longitud de onda basado en la XGM. Esto es debido a que el “*chirp*” es “*negativo*” en la conversión basada en la mezcla de cuatro ondas. Es decir que en este caso hay componentes espectrales de baja y alta frecuencia que se agregan en los flancos de subida y bajada de los bits, respectivamente. Lo anterior provoca, que la dispersión cromática de la fibra al adelantar y retrasar las bajas y altas frecuencias, respectivamente, produzca un estrechamiento de los bits de la señal convertida. Esta situación permite que la señal convertida pueda recorrer mayores distancias por una fibra óptica estándar sin perder su información.

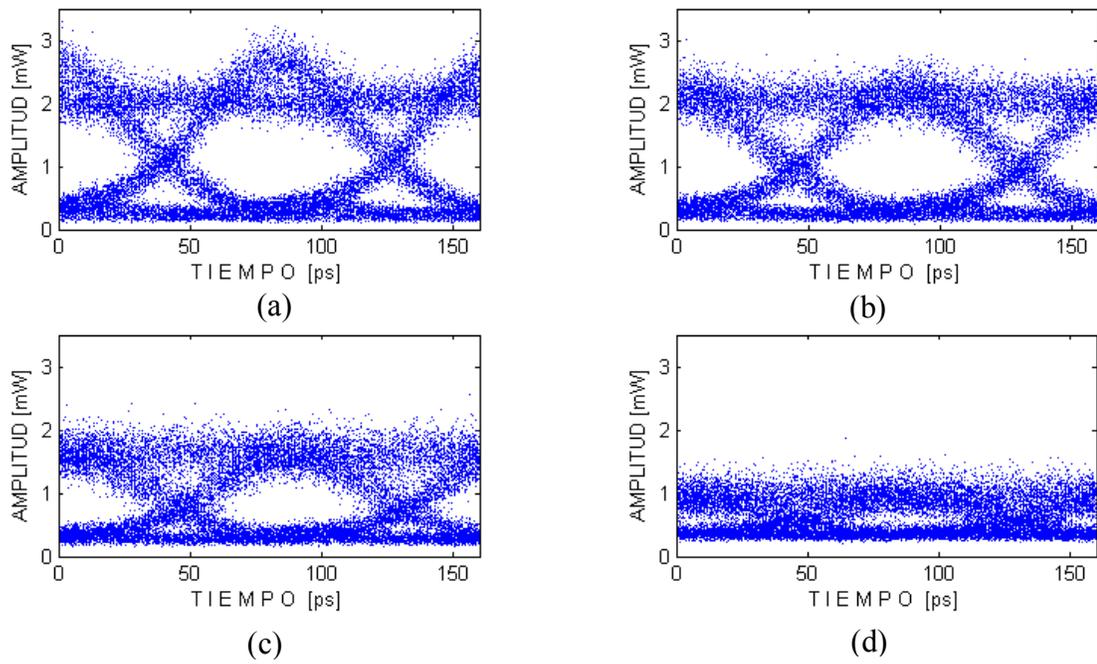


Figura 62. Diagramas de ojo de la señal convertida después de viajar por 10 km de fibra estándar. Las potencias de la señal de sonda de entrada y la BER resultante para la señal convertida fueron, respectivamente, de: a) -1 dBm y 1×10^{-15} , b) -5 dBm y 3.9×10^{-11} , c) -10 dBm y 4.37×10^{-5} , y d) -16 dBm y 9.8×10^{-3} .

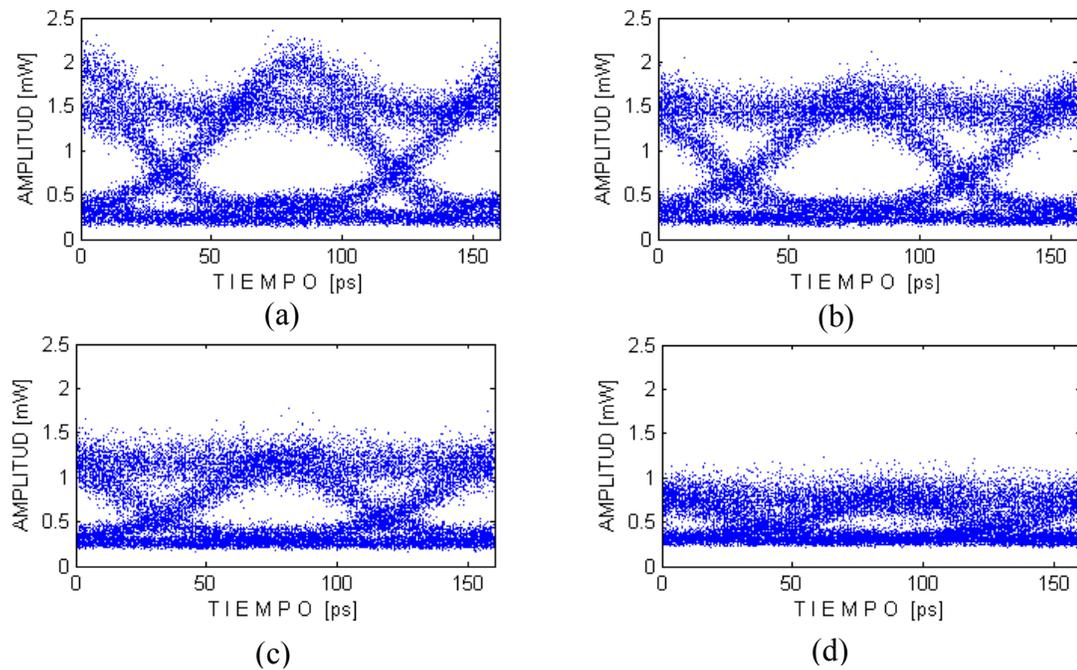


Figura 63. Diagramas de ojo de la señal convertida después de viajar por 20 km de fibra estándar. Las potencias de la señal de sonda de entrada y la BER resultante para la señal convertida fueron, respectivamente, de: a) -1 dBm y 1×10^{-15} , b) -5 dBm y 2.85×10^{-9} , c) -10 dBm y 5.97×10^{-5} , y d) -15 dBm y 8.4×10^{-3} .

En conjunto con los diagramas de ojo, también se realizó la medición de la BER con el detector de error Anritsu, arrojando los valores presentados en la figura 64. En esta figura se muestran las BERs de las señales de sonda de entrada y convertida después de recorrer 0, 10 y 20 km de fibra óptica estándar.

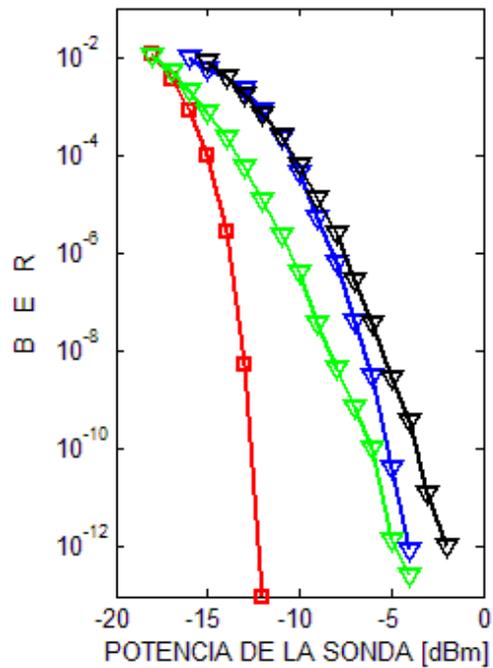


Figura 64. BER de las señales de sonda de entrada (trazo rojo) y convertida después de recorrer 0 (trazo verde), 10 (trazo azul) y 20 (trazo negro) km, graficada contra la potencia promedio de la señal de sonda de entrada.

Capítulo VII

Comparación de las conversiones de la longitud de onda basadas en la XGM y la FWM

VII. 1 Introducción.

En este capítulo se presenta una comparación de los convertidores de longitud de onda elaborados en este trabajo. En particular, se explican sus principales características y se mencionan sus ventajas así como sus desventajas. Además, se muestran las señales convertidas que se obtuvieron tanto de forma teórica como experimental, así como sus BERs y su penalización por el proceso de conversión. Para finalizar, se presenta una tabla comparativa que resume las características más importantes de los convertidores estudiados.

VII. 2 Comparación de los convertidores de longitud de onda basados en la XGM y la FWM.

Teniendo en cuenta los objetivos principales de este trabajo de tesis, a continuación se efectuará una comparación de los convertidores realizados.

- ♦ El tiempo de respuesta de la conversión de la longitud de onda mediante la modulación cruzada de la ganancia es mucho mayor (100 ps) comparada con el de la mezcla de cuatro ondas (50 fs). En el primer caso el tiempo de respuesta está determinado por el tiempo de vida de los portadores en la banda de conducción, mientras que en el segundo caso por el tiempo de vida de las colisiones portador-portador y fonón.

- ♦ Los esquemas experimentales utilizados para efectuar los dos convertidores bajo estudio, prácticamente emplean los mismos componentes, con la salvedad de que el convertidor basado en la FWM requiere de un EDFA adicional para amplificar la señal conjugada o convertida (ver figuras Figura 22 y Figura 49).
- ♦ Para realizar la conversión de la longitud de onda mediante la XGM se pueden utilizar dos configuraciones diferentes, en co- y en contra-propagación (ver Figura 6). Siendo esta última de menor eficiencia en cuanto a la tasa de bits, sin embargo, no requiere que la señal convertida sea filtrada. En contraste, la conversión de la longitud de onda mediante la FWM sólo se puede implementar en una configuración en co-propagación cuando se utilizan AOS (Figura 38).
- ♦ En la conversión por medio de la XGM, la longitud de onda de la señal convertida es igual a la del haz CW de entrada, en cambio, para la FWM ésta depende de las longitudes de onda de las señales de bomba y de sonda ($\omega_C = 2\omega_B - \omega_S$).
- ♦ En ambos convertidores la eficiencia es mayor cuando se presenta una conversión descendente, es decir de una longitud de onda mayor, de la señal de datos de entrada, a una longitud de onda menor, de la señal convertida de salida. Para poder realizar una comparación adecuada del funcionamiento de ambos convertidores, las longitudes de onda de las señales de datos y convertida, fueron iguales ambos casos. En efecto, en el convertidor basado en la XGM, los haces de control y CW (señal Figura 27) se localizaron en longitudes de onda de 1532.68 nm y 1528.77 nm, respectivamente. Asimismo, en el convertidor basado en la FWM, la longitud de onda del haz de bomba se situó en 1530.725 nm y la del haz de sonda, o señal de datos de entrada, en 1532.68 nm, para obtener así una señal conjugada (Figura 53) en 1528.77 nm.

- ♦ En la conversión por medio de la FWM, los estados de polarización de las señales de entrada deben ser estrictamente idénticos y estables, para alcanzar la mayor eficiencia de conversión posible. No obstante, este parámetro no es crítico para la conversión basada en la XGM, sobre todo si el AOS utilizado es insensible a la polarización. En nuestro caso, el AOS utilizado, presenta 20 dB de sensibilidad en la ganancia al estado de polarización de la señal por amplificar (Figura 15). Por tal razón, los estados de polarización de las señales de entrada se aparearon lineales horizontales, al igual que en el experimento para el convertidor basado en la FWM.
- ♦ La potencia pico de la señal convertida, en el convertidor basado en la FWM, es mucho menor (~ 20 dBm) que la de la señal de sonda o datos de entrada para frecuencias de desacuerdo utilizables. En revancha, el nivel de potencia pico de la señal de salida, en el convertidor basado en la XGM, puede ser cercano al de la señal de datos de entrada.
- ♦ La señal convertida mediante la XGM presenta una réplica invertida del patrón de bits de la señal de datos de entrada. Resultado que no ocurre al realizar la conversión mediante la FWM en donde el patrón de bits de la señal convertida es idéntica al de la señal de datos de entrada.
- ♦ El convertidor basado en la FWM es transparente al formato de modulación de la señal de datos de entrada, pudiendo ésta estar modulada en amplitud, fase, frecuencia y polarización, mientras que la conversión basada en la XGM soporta únicamente una modulación en amplitud.
- ♦ En la conversión por medio de la XGM, el efecto del patrón de bits afecta de manera considerable a la morfología de la señal convertida, mientras que este efecto no se manifiesta de manera significativa en la conversión basada en la FWM (ver Figura 65).

- ♦ En la conversión por medio de la XGM la tasa de extinción de la señal convertida es considerablemente menor que en la conversión basada en la FWM. Lo anterior es debido al alto nivel de ASE del AOS y a la relativamente moderada supresión de la ganancia que hace el haz de datos en el caso de la XGM. En contraste, en la conversión basada en la FWM, la bomba siempre suprime considerablemente a la ganancia del AOS reduciendo drásticamente la ASE del AOS y la señal conjugada o convertida adquiere gran parte de su potencia de la energía de los fotones que aportan tanto la bomba como la sonda.
- ♦ Las penalizaciones, para una BER de 1×10^{-12} , sufridas por el proceso de conversión de la longitud de onda basado en la XGM y la FWM fueron de 11.45 y 7.39 dB, respectivamente (ver Figura 66).
- ♦ El *chirp* positivo, que se induce en el proceso de conversión basado en la XGM, reduce severamente la distancia que se puede propagar, por una fibra estándar, la señal convertida al verse sometida a la dispersión cromática de ésta. De esta manera, aplicando a la señal de datos el nivel de potencia máximo posible de +2 dBm, sólo se pudo alcanzar, en el convertidor basado en la XGM, tasas de error de 7.4×10^{-4} y 1 al viajar la señal convertida por 10 y 20 km de fibra. En cambio, para la conversión basada en la FWM, la señal convertida presenta un *chirp* negativo y para que ésta alcance una BER de 1×10^{-12} hay tan solo una penalización de 8.2 y 10.2 dBm para tramos de 10 y 20 km, respectivamente (ver Figura 67).

A manera de resumen se presenta la tabla III en donde se muestra una comparación sintética de los dos procesos de conversión estudiados en este trabajo.

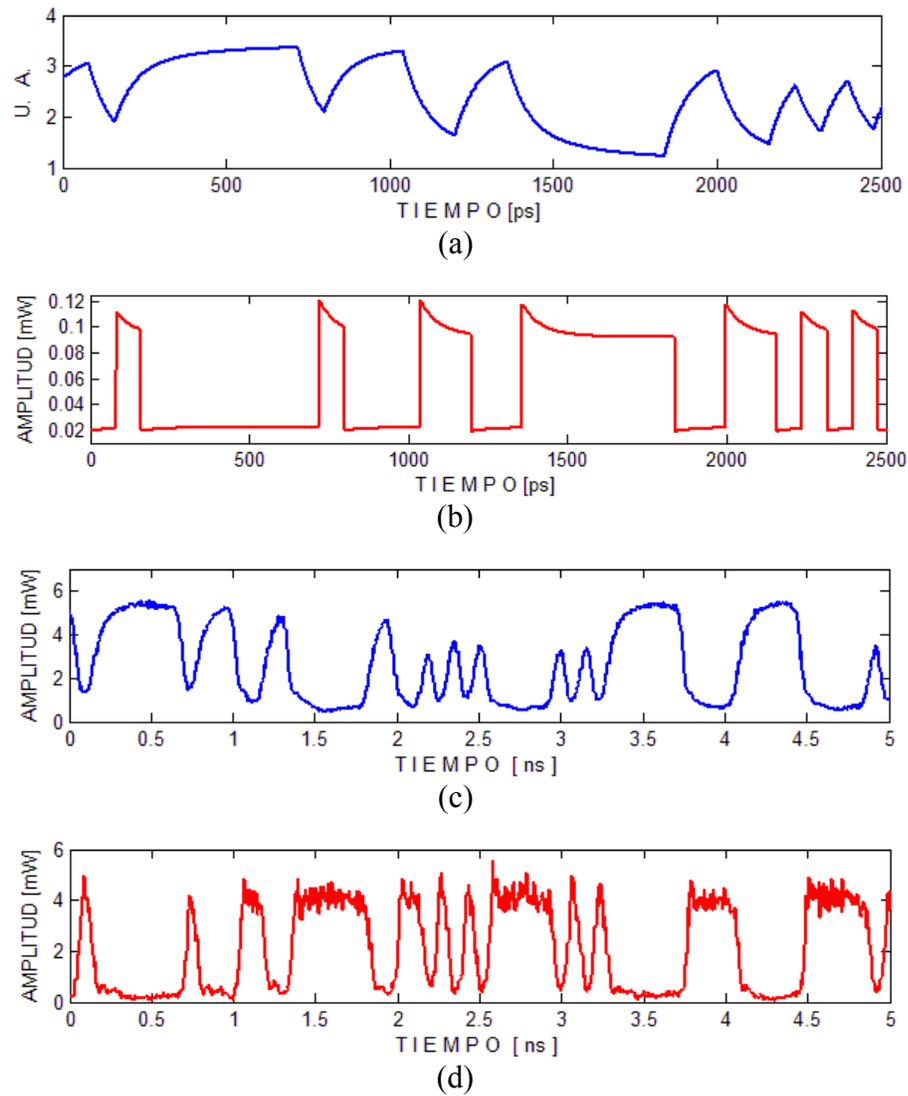


Figura 65. Señales convertidas. (a) y (b) Señales convertidas teóricas para las conversiones basadas en la XGM y FWM, respectivamente. (c) y (d) Señales convertidas experimentales para las conversiones basadas en la XGM y la FWM, respectivamente.

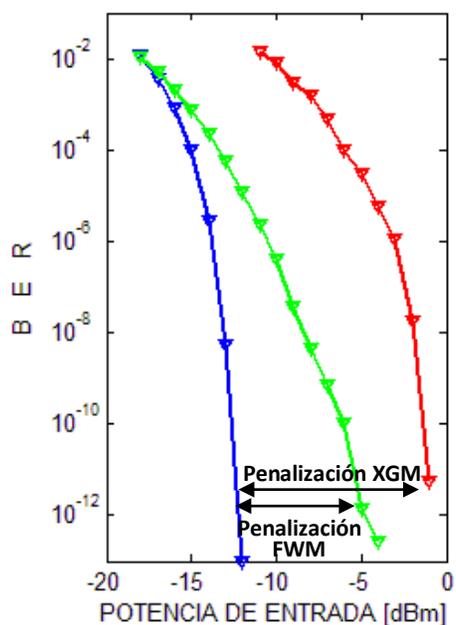


Figura 66. BERs de las señales convertidas. Los trazos en color azul, verde y rojo representan a las evoluciones de la BER de las señales de entrada, convertida mediante la FWM y la XGM, respectivamente.

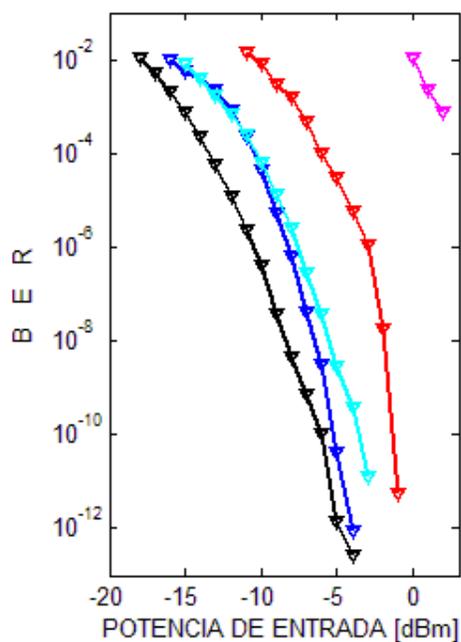


Figura 67. BERs de la señal convertida después de viajar por 0, 10 y 20 km de fibra estándar. Los trazos en color rojo, magenta, negro, azul y cian representan las evoluciones de las BERs de la señal convertida mediante las conversiones basadas en la: XGM después de 0 km, la XGM después de 10 km, la FWM después de 0 km, la FWM después de 10 km y la FWM después de 20 km, respectivamente.

Tabla III. Comparación de los parámetros que intervienen en los procesos de conversión de la longitud de onda estudiados.

Descripción	F W M	X G M
Tasa de bits	100 Gb/s	100 Gb/s
Transparencia al formato de modulación	Si	No
Requiere regeneración	No	Si
Sensible a la polarización	Si	No (si el AOS es insensible)
Longitud de onda de la señal convertida	En función de las longitudes de onda de las señales de bomba y sonda	Depende únicamente de la longitud de onda de la señal CW
Dependencia de la longitud de onda	Alta	Moderada
<i>Chirp</i>	Moderado y negativo	Alto y positivo
Preserva el formato de modulación en amplitud de la señal de datos	Si	Lo invierte
Posibilidad de conversión simultanea	Si	No
Ventajas	Transparencia al formato de modulación, la señal convertida presenta <i>chirp</i> negativo. Baja degradación de la tasa de extinción.	Simple implementación, insensible a la polarización de las señales de entrada (solo si el AOS lo es). Se presenta en co- y contra propagación.
Desventajas	El convertidor presenta una alta dependencia a la polarización de las señales de entrada. La señal convertida se manifiesta con baja potencia.	La señal convertida es invertida a la de entrada, presenta una tasa de extinción baja, requiere regeneración y presenta <i>chirp</i> positivo.

Capítulo VIII

Conclusiones

VIII. 1 Conclusiones.

La motivación de este trabajo fue la comparación del desempeño de dos convertidores de longitud de onda basados en la XGM y en la FWM, estableciendo las ventajas y desventajas de cada uno de ellos.

Primeramente, para comprender la dinámica de los procesos de la XGM y la FWM, se estudiaron sus características principales, así como los fenómenos responsables de la manifestación de cada uno de ellos. Posteriormente se desarrollaron dos modelos matemáticos para predecir el comportamiento de la conversión de la longitud de onda basada en la XGM y la FWM.

La forma de evaluar el desempeño de los convertidores de longitud de onda propuestos fue a través de la comparación de las tasas de BER de las señales convertidas, así como de las penalizaciones en potencia de los procesos de conversión. Para tal efecto, las tasas de BER de las señales convertidas fueron experimentalmente determinadas de dos maneras distintas: indirectamente a través de los diagramas de ojo de las señales convertidas y por medio de una medición directa en un detector de error. Estas mediciones independientes de la BER, que coincidieron en buena medida, permiten concluir que este parámetro se puede estimar correctamente a través de los diagramas de ojo de las señales convertidas. Este hecho permitió desarrollar una metodología novedosa para predecir teóricamente el desempeño de un convertidor de longitud de onda basado en la XGM y la FWM, la cual consiste en determinar los diagramas de ojo teóricos de las señales convertidas para posteriormente estimar sus BERs.

Los resultados teóricos obtenidos fueron validados por los resultados experimentales, por lo que se puede concluir que los modelos desarrollados en este trabajo, así como la metodología propuesta para determinar teóricamente la BER, son correctos y pueden ser utilizados de manera confiable para predecir el comportamiento de los convertidores estudiados.

Por otra parte se encontró que la señal convertida producida por un convertidor basado en la XGM no es capaz de viajar grandes distancias (>10 Km) dentro de una fibra óptica sin que se degenere considerablemente su BER. Lo anterior es debido al alto chirp positivo que se le induce a la señal convertida. No obstante, este escenario es completamente diferente para la señal convertida emanada de un convertidor basado en la FWM, la cual presenta un chirp negativo y puede viajar grandes distancias (>20 Km) sin que su BER se degrade considerablemente.

A manera de conclusión final de este trabajo de tesis, se puede mencionar que la conversión de la longitud de onda, explotando el fenómeno de la FWM presentó un mejor desempeño que el obtenido para la conversión elaborada en base a la XGM. No obstante, la puesta en marcha del convertidor basado en la FWM es más difícil de implementar ya que se requiere de un apareo de los estados de polarización de las señales de entrada. Asimismo, la longitud de onda de la señal convertida depende de la λ de las señales de bomba y sonda, lo cual dificulta su ubicación espectral en una longitud de onda determinada. Sin embargo, este convertidor proporciona mejores tasas de extinción, BERs y penalizaciones en potencia que las obtenidas para un convertidor basado en la XGM, el cual produce señales convertidas de mayor potencia pero con chirp positivo.

VIII. 2 Aportaciones.

Las principales aportaciones presentadas en este trabajo de tesis se resumen a continuación:

- ◆ Desarrollo de una metodología novedosa para predecir teóricamente el desempeño de un convertidor de longitud de onda basado en la XGM o en la FWM, la cual consiste en determinar los diagramas de ojo teóricos de las señales convertidas para posteriormente estimar sus BERs.
- ◆ Desarrollo de dos modelos matemáticos que permiten calcular los diagramas de ojo de las señales convertidas de convertidores de longitud de onda basados en la XGM y la FWM.
- ◆ Demostración teórica y experimental, en términos de la degradación de la BER, del efecto que produce el chirp positivo en la señal de salida de un convertidor basado en la XGM, al propagarse por una fibra óptica de 10 y 20 Km.

VIII. 3 Trabajo futuro.

Implementar nuevos experimentos y cálculos teóricos para determinar el desempeño de los convertidores propuestos a tasas de bits mayores a las estudiadas en este trabajo.

Efectuar un modelo para el canal de transmisión de manera que la BER de las señales convertidas, después de haber sido propagadas por distintos tramos de fibra óptica, se pueda predecir de manera teórica.

Bibliografía.

- ♦ Agrawal, G. P. 2002. Fiber-Optics Communication Systems. John Wiley & Sons, Inc. Tercera edición. New York. 546 pp.
- ♦ Agrawal, G. P. y Dutta, N. K. 1986. Long-Wavelength Semiconductor Lasers. Van Nostrand Reinhold Company. New York. 473 pp.
- ♦ Annetts, P. J., M. Asghari y I. H. White. 1997. The Effect of Carrier Transport on the Dynamic Performance of Gain-Saturation Wavelength Conversion in MQW Semiconductor Optical Amplifiers. IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics. 3(2): 320-329 p.
- ♦ Borella, M. S., Jason P. Jue, Dhritiman Banerjee, Byrav Ramamurthy y Biswanath Mukherjee. 1997. Optical Components for WDM Lightwave Networks. Proceedings of the IEEE. 85(8): 1274-1307 p.
- ♦ Campi, D. y Coriasso, C. 2000. Wavelength Conversion Technologies. Photonic Network Communications. 2(1): 85-95 p.
- ♦ Capmany, J., Salvador Sales, Daniel Pastor, Alfonso Martínez y Beatriz Ortega. 2003. Wavelength Conversion of SCM Signals Using Semiconductor Optical Amplifiers: Theory, Experiments, and Applications. Journal of Lightwave Technology. 21(4): 961-972 p.
- ♦ Chi, N., Shuqiang Chen, Lin Xu, Jiang Qi, Yaojun Qiao y Yaun Zheng. 2001. A new scheme of cross-gain modulation wavelength converter with good performance on extinction ratio. Optics Communications. 189: 235-239 p.
- ♦ Connelly, M. J. 2002. Semiconductor Optical Amplifiers. Kluwer Academic Publishers. New York. 169 pp.
- ♦ Contestabile, G., Roberto Proietti, Nicola Calabretta y Ernesto Ciaramella. 2007. Cross-Gain Compression in Semiconductor Optical Amplifiers. Journal of Lightwave Technology. 25(3): 915-921 p.
- ♦ Contreras-Torres, J. J. y R. Gutiérrez-Castrejón. 2005. Performance Analysis of an All-Optical Wavelength Converter using a Semiconductor Optical Amplifier Simulator. 2nd International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ICEEE) and XI Conference on Electrical Engineering (CIE 2005). 97-100 p.

- ♦ Covega. Products & Services Catalog 2007 Rev C. BOA 1004: C-band Booster Optical Amplifier, consultado en Septiembre del 2007.
http://www.covega.com/Products/pdfs/BOA_1004_Rev_C.pdf
- ♦ D'Ottavi, A., F. Girardin, L. Graziani, F. Martelli, P. Spano, A. Mecozzi, S. Scotti, R. Dall'Ara, J. Eckner y G. Guekos. 1997. Four-wave mixing in semiconductor optical amplifiers: A practical tool for wavelength conversion. *IEEE Journal of Quantum Electronics*. 3(2): 522–528 p.
- ♦ D'Ottavi, A., P. Spano, G. Hunziker, R. Paiella, R. Dall'Ara, G. Guekos y K. J. Vahala. 1998. Wavelength Conversion at 10 Gb/s by Four-Wave Mixing over a 30-nm Interval. *IEEE Photonics Technology Letters*. 10(7): 952-954 p.
- ♦ DeCusatis, C. 2007. *Handbook of Fiber optic Data Communication a Practical Guide to Optical Networking*. Academic Press. Tercera edición. New York. 784 pp.
- ♦ Diez, S., Carsten Schmidt, Reinhold Ludwig, Hans G. Weber, Kristof Obermann, Stefan Kindt, Igor Koltchanov y Klaus Petermann. 1997. Four-Wave Mixing in Semiconductor Optical Amplifiers for Frequency Conversion and Fast Optical Switching. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*. 3(5): 1131-1145 p.
- ♦ Dong, J., Xinliang Zhang, Zhong Jiang y Dexiu Huang. 2005. Theoretical and experimental study on all-optical wavelength converters based on the single-port-coupled SOA. *Optical and Quantum Electronics*. 37: 1011–1023 p.
- ♦ Durhuus, T., Benny Mikkelsen y Kristian E. Stubkjaer. 1992. Detailed Dynamic Model for Semiconductor Optical Amplifiers and Their Crosstalk and Intermodulation Distortion. *Journal of Lightwave Technology*. 10(8): 1056-1065 p.
- ♦ Durhuus, T., Benny Mikkelsen, Carsten Joergensen, Soeren Lykke Danielsen y Kristian E. Stubkjaer. 1996. All-Optical Wavelength Conversion by Semiconductor Optical Amplifiers. *Journal of Lightwave Technology*. 14(6): 942-954 p.
- ♦ Durhuus, T., C. Joergensen, B. Mikkelsen, R.J.S. Pedersen y K.E. Stubkjaer. 1994. All Optical Wavelength Conversion by SOA's in a Mach-Zehnder Configuration. *IEEE Photonics Technology Letters*. 6(1): 53-55 p.
- ♦ Dutton, H. J. 1998. *Understanding Optical Communications*. International Technical Support Organization. North Carolina. 613 pp.
- ♦ Ehrhardt, A. 2007. Next Generation Optical Networks and New Services: an Operator's Point of View. *Transparent Optical Networks*. 1: 323–326 p.
- ♦ Ezra, Y. Ben, B. I. Lembrikov y M. Haridim. 2007. Specific Features of XGM in QD-SOA. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 43(8): 730-737 p.

- ♦ Geraghty, D. F., Robert B. Lee, Marc Verdiell, Mehrdad Ziari, Atul Mathur y Kerry J. Vahala. 1997. Wavelength Conversion for WDM Communication Systems Using Four-Wave Mixing in Semiconductor Optical Amplifiers. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*. 3(5): 1146-1155 p.
- ♦ Ghafouri-Shiraz, H. 2004. *The Principles of Semiconductor Laser Diodes and Amplifiers Analysis and Transmission Line Laser Modeling*. Imperial College Press. London. 673 pp.
- ♦ Gumaste, A. y Antony T. 2002. *DWDM Network Designs and Engineering Solutions*. Cisco Press. Indiana. 368 pp.
- ♦ Iannone, E., Roberto Sabella, Luca de Stefano y Fabio Valeri. 1996. All-Optical Wavelength Conversion in Optical Multicarrier Networks. *IEEE Transactions on Communications*. 44(6): 716-724 p.
- ♦ Ilyas, M., y Mouftah, H. T. 2003. *The handbook of optical communication networks*. CRC Press LLC. Boca Raton. 459 pp.
- ♦ ITU-T Rec. G.694.1, 2002. Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid. Consultado en Septiembre del 2007. <http://www.itu.int/rec/T-REC-G.694.1-200206-I/en>
- ♦ Javaloyes, J. y Balle, S. 2007. Influence of Thermal Effects on Cross-Gain Modulation Characteristics in VCSEA. *IEEE Journal of Quantum Electronics*. 43(1): 65-71 p.
- ♦ Jia, X., Zheng-Mao Wu y Guang-Qiong Xia. 2007. Terahertz Wavelength Conversion Based on Four-Wave Mixing in $\lambda/4$ -Shifted DFB Lasers: Dynamic Range and Performance Analysis. *IEEE Journal of Quantum Electronics*. 43(4): 334-342 p.
- ♦ Jin, X., T. Keating y S. L. Chuang. 2000. Theory and Experiment of High-Speed Cross-Gain Modulation in Semiconductor Lasers. *IEEE Journal of Quantum Electronics*. 36(12): 1485-1493 p.
- ♦ Kartalopoulos, S. 2004. *OPTICAL BIT ERROR RATE An estimation methodology*. Wiley-interscience. New Jersey. 291 pp.
- ♦ Kartalopoulos, S. 2008. *Next Generation Intelligent Optical Networks From Access to Backbone*. Springer. New York. 284 pp.
- ♦ Keiser, G. 2003. *Optical Communications Essentials*. McGraw-Hill Professional. Primera edición. 348 pp.

- ♦ Kikuchi, K., Motoki Kakui, Ghung-En Zah y Tien-Pei Lee. 1992. Observation of Highly Nondegenerate Four-Wave Mixing in 1.5 μm Traveling-Wave Semiconductor Optical Amplifiers and Estimation of Nonlinear Gain Coefficient. *IEEE Journal of Quantum Electronics*. 28(1): 151-157 p.
- ♦ Kim, Y., Hanlim Lee, Sungkee Kim, Jeongyun Ko y Jichai Jeong. 1999. Analysis of Frequency Chirping and Extinction Ratio of Optical Phase Conjugate Signals by Four-Wave Mixing in SOA's. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*. 5(3): 873-879 p.
- ♦ Kothari, N. C. y Daniel J. Blumenthal. 1996. Influence of Gain Saturation, Gain Asymmetry, and Pump/Probe Depletion on Wavelength Conversion Efficiency of FWM in Semiconductor Optical Amplifiers. *IEEE Journal of Quantum Electronics*. 32(10): 1810-1816 p.
- ♦ Lee, H., Hyunjae Yoon, Yonggyoo Kim y Jichai Jeong. 1999. Theoretical Study of Frequency Chirping and Extinction Ratio of Wavelength-Converted Optical Signals by XGM and XPM Using SOA's. *IEEE Journal of Quantum Electronics*. 35(8): 1213-1219 p.
- ♦ Liu, K. H., Brian J. Wilson, y John Y. Wei. 2000. A Scheduling Application for WDM Optical Networks. *IEEE Journal on selected areas in communications*. 18(10): 2041-2050 p.
- ♦ Maier, M. y Martin Herzog. 2007. Stargate: The Next Evolutionary Step toward Unleashing the Potential of WDM EPONs. *IEEE Communications Magazine: Topics in Optical Communications*. 50-56 p.
- ♦ Mao, Y., Z.G. Lu, J. Chrostowski, J. Hong y R. Misner. 1999. Three-stage wavelength converter based on cross-gain modulation in semiconductor optical amplifiers. *Optics Communications*. 167: 57-66 p.
- ♦ Marcenac, D. D., A.E. Kelly, D. Nettet y D.A.O. Davies. 1995. Bandwidth enhancement of wavelength conversion via cross-gain modulation by semiconductor optical amplifier cascade. *Electronics Letters*. 31(17): 1442-1443 p.
- ♦ Marcenac, D. y Mecozzi, A. 1997. Switches and Frequency Converters Based on Cross-Gain Modulation in Semiconductor Optical Amplifiers. *IEEE Photonics Technology Letters*. 9(6): 749-751 p.
- ♦ Marinčić, A. y Vladanka Aćimović-Raspopović. 2001. Evolution of WDM Optical Networks. *TELSIKS 2001 IEEE*. 473-480 p.

- ♦ Morgan, T. J., Rodney S. Tucker y Gideon Yoffe. 1998. Passive Optical Equalization of Wavelength Converters Based on Four-Wave Mixing in Semiconductor Optical Amplifiers. *IEEE Photonics Technology Letters*. 10(4): 522-524 p.
- ♦ Nettet, D., Tony Kelly y Dominique Marcenac. 1998. All Optical Wavelength Conversion Using SOA Nonlinearities. *IEEE Communications Magazine*. 36(12), 56-61 p.
- ♦ O'Mahony, M. J., Christina Politi, Dimitrios Klonidis, Reza Nejabati and Dimitra Simeonidou. 2006. Future Optical Networks. *Journal of Lightwave Technology*. 24(12): 4684-4696 p.
- ♦ Obermann, K., Stephan Kindt, Dirk Breuer y Klaus Petermann. 1998. Performance Analysis of Wavelength Converters Based on Cross-Gain Modulation in Semiconductor-Optical Amplifiers. *Journal of Lightwave Technology*. 16(1): 78 - 85 p.
- ♦ Politi, C., Dimitrios Klonidis y Mike J. O'Mahony. 2006. Dynamic Behavior of Wavelength Converters Based on FWM in SOAs. *IEEE Journal of Quantum Electronics*. 42(2): 108-125 p.
- ♦ Qin, X. y Yuanyuan Yang. 2003. Blocking Probability in WDM Multicast Switching Networks with Limited Wavelength Conversion. *Proceedings of the Second IEEE International Symposium on Network Computing and Applications (NCA'03)*.
- ♦ Ribeiro, N.S., Cristiano M. Gallep, Henrique Bierwawen y Evandro Conforti. 2007. Wavelength Converters Evaluation of Four Wave Mixing and Cross-Gain in Semiconductor Optical Amplifiers. *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC 2007)*. 675-679 p.
- ♦ Rogowski, T., S. Faralli, G. Bolognini, F. Di Pasquale, R. Di Muro y B. Nayar. 2007. SOA-Based WDM Metro Ring Networks With Link Control Technologies. *IEEE Photonics Technology Letters*. 19(20): 1670-1672 p.
- ♦ Shapiro, E. G., M. P. Fedouruk y S. K. Turitsyn. 2001. Numerical estimate of BER in optical systems with strong patterning effects. *Electronic Letters*. 37(19):1179-1181 p.
- ♦ Shin, S., Min-ho Lee y Sang-Kook Han. 2001. Analysis of Probe Signal Power Dependence of All-Optical Wavelength Converter Using Semiconductor Optical Amplifiers. *Japanese Journal of Applied Physics*. 40: 159-164 p.
- ♦ Sivalingam, K. M. y Subramaniam, S. 2002. *OPTICAL WDM NETWORKS Principles and Practice*. Kluwer Academic Publishers. New York. 352 pp.

- ♦ Soto Ortiz, H. y Didier Erasme. 1998. An Experimental Method for Identifying Nonlinear Phenomena Intervening in a FWM Process Developed in a Semiconductor Optical Amplifier. *IEEE Journal of Quantum Electronics*. 34(11): 221-2216 p.
- ♦ Soto Ortiz, H., C. A. Díaz, J. Topomondzo, D. Erasme, L. Schares y G. Guekos. 2002. All-Optical AND Gate Implementation Using Cross-Polarization Modulation in a Semiconductor Optical Amplifier. *IEEE Photonics Technology Letters*. 14(4): 198-500 p.
- ♦ Soto Ortiz, H., D. Erasme y G. Guekos. 1999. Cross-Polarization Modulation in Semiconductor Optical Amplifiers. *IEEE Photonics Technology Letters*. 11(8): 970-972 p.
- ♦ Soto Ortiz, H., D. Erasme y G. Guekos. 2001. 5-Gb/s XOR Optical Gate Based on Cross-Polarization Modulation in Semiconductor Optical Amplifiers. *IEEE Photonics Technology Letters*. 13(4): 335-337 p.
- ♦ Soto Ortiz, H., E. Alvarez, C.A. Diaz, J. Topomondzo, D. Erasme, L. Schares, L. Occhi, G. Guekos y M. Castro. 2004. Design of an all-optical NOT XOR gate based on cross-polarization modulation in a semiconductor optical amplifier. *Optics Communications*. 237: 121–131 p.
- ♦ Stephens, M. F. C., M. Asghari, R. V. Penty, and I. H. White. 1997. Demonstration of Ultrafast All-Optical Wavelength Conversion Utilizing Birefringence in Semiconductor Optical Amplifiers. *IEEE Photonics Technology Letters*. 9(4): 449-451 p.
- ♦ Sun, J. 2002. Relaxation of facet reflection restrictions in XGM wavelength converters. *Optics Communications*. 206: 67–75 p.
- ♦ Syvridis, Dimitris. 2000. All Optical Wavelength Converters Based on Semiconductor Optical Amplifiers. *Semiconductor Conference, 2000. CAS 2000 Proceedings. International*. 1: 65-71 p.
- ♦ Tatham, M. C., G. Sherlock y L. D. Westbrook. 1993. 20-nm Optical Wavelength Conversion Using Nondegenerate Four-Wave Mixing. *IEEE Photonics Technology Letters*. 5(11):1303-1306 p.
- ♦ Teixeira, A., R. Nogueira, P. Andro, J. Pinto y F. Rocha. 2003. Broadband Optical Wavelength Converters. *ICTON 2003 IEEE*. 171-174 p.
- ♦ Tiago, G. S., António L. J. Teixeira y Paulo N. P. Monteiro. 2005. Filter Optimization for Cross Gain Modulation Bandwidth Enhancement. *Lasers and Electro-Optics Society, 2005. LEOS 2005. The 18th Annual Meeting of the IEEE*. 67-68 p.

- ♦ Uskov, A., J. Mórck y J. Mark. 1994. Wave Mixing in Semiconductor Laser Amplifiers due to Carrier Heating and Spectral-Hole Burning. *IEEE Journal of Quantum Electronics*. 30(8): 1769-1781 p.
- ♦ Wong, C. S. y Tsang, H. K. 2003. Polarization-Independent Wavelength Conversion at 10 Gb/s Using Birefringence Switching in a Semiconductor Optical Amplifier. *IEEE Photonics Technology Letters*. 15(1): 87-89 p.
- ♦ Xiao, G., Kejie Lu y Imrich Chlamtac. 2004. An Evaluation of Distributed Wavelength Provisioning in WDM Optical Networks With Sparse Wavelength Conversion. *Journal of Lightwave Technology*, 22(7): 1668-1678 p.
- ♦ Xin, C., Chunming Qiao, y Sudhir Dixit. 2004. Traffic Grooming in Mesh WDM Optical Networks—Performance Analysis. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. 22(9): 1658-1669 p.
- ♦ Yahya, C. B. 2005. Analysis of Optical Performance Monitoring Methods based on Q Factor and Bit Error Rate Estimation. *Wireless and Optical Communications Networks. WOCN 2005. Second IFIP International Conference*. 196-199 p.
- ♦ Yang, X., Robert J. Manning, Arvind K. Mishra, Roderick P. Webb, Andrew D. Ellis y David Cotter. 2007. Application of Semiconductor Optical Amplifiers in High-Speed All-Optical NRZ to RZ Format Conversion. *ICTON IEEE*. 228-231 p.
- ♦ Yu, H., Daniel Mahgerefteh, Pak S. Cho y Julius Goldhar. 1999. Optimization of the Frequency Response of a Semiconductor Optical Amplifier Wavelength Converter Using a Fiber Bragg Grating. *Journal of Lightwave Technology*. 17(2): 308-315 p.